UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ

CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y ESTUDIOS DE POSGRADO
FACULTAD DE INGENIERÍA

DESARROLLO DE UN RECTIFICADOR ACTIVO TRIFÁSICO PARA OPTIMIZAR EL CONSUMO DE ENERGÍA EN EQUIPOS DE RAYOS X

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA
OPCIÓN: CONTROL AUTOMÁTICO

P R E S E N T A:

ING. JOSÉ HERIBERTO RODRÍGUEZ ESTRADA

A S E S O R:

DR. VÍCTOR MANUEL CÁRDENAS GALINDO

SAN LUIS POTOSÍ, S.L.P. FEBRERO DE 2012



Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ingeniería

Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

Maestría en Ingeniería Eléctrica

Opción: Control Automático

"Desarrollo de un Rectificador Activo Trifásico para Optimizar el Consumo de Energía en Equipos de Rayos X"

Presenta:

Ing. José Heriberto Rodríguez Estrada

Sinodales:

Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo
(Asesor de Tesis)

Dr. Homero Miranda Vidales

Dr. José de Jesús Lira Pérez

Dr. Enrique Eduardo Carbajal Gutiérrez

San Luis Potosí, S.L.P. Febrero de 2012.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA
DE SAN LUIS POTOSÍ

17 de noviembre de 2011

ING. JOSÉ HERIBERTO RODRÍGUEZ ESTRADA
P R E S E N T E. –

En atención a su solicitud de Tema y Temario, presentada por el **Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo**, Asesor de la Tesis que desarrollará Usted, con el objeto de obtener el Grado de **Maestría en Ingeniería Eléctrica**. Me es grato comunicarle que en la Sesión de Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 17 de noviembre del presente año, fue aprobado el Tema y Temario propuesto:

TEMARIO:

"DESARROLLO DE UN RECTIFICADOR ACTIVO TRIFÁSICO PARA OPTIMIZAR EL CONSUMO DE ENERGÍA EN EQUIPOS DE RAYOS X"

INTRODUCCIÓN.
I. ESTRATEGIA DE OPERACIÓN DEL RECTIFICADOR ACTIVO PARA MEJORAR LA CONVERSIÓN DE ENERGÍA.
II. ANÁLISIS Y MODELADO DEL RECTIFICADOR ACTIVO.
III. DESARROLLO DE LA ESTRATEGIA DE CONTROL.
IV. RESULTADOS DE SIMULACIÓN Y EXPERIMENTALES.
CONCLUSIONES.
APÉNDICE.
BIBLIOGRAFÍA.

"MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO"

A T E N T A M E N T E

ING. ARMANDO VIRAMONTES ALDANA
DIRECTOR

UNIVERSIDAD AUTONOMA
DE SAN LUIS POTOSI
FACULTAD DE INGENIERIA
DIRECCION

'bcb

FACULTAD
DE INGENIERÍA
Av. Manuel Nava 8
Zona Universitaria • CP 78290
San Luis Potosí, S.L.P.
tel. (444) 826 2330 al39
fax (444) 826 2336
www.uaslp.mx

Dedicatoria

... A Dios.

... A mi esposa Ysabel, por estar conmigo en todo momento durante esta etapa.

... A madre Teresa, que me enseño el valor del trabajo y a conseguir objetivos por ese medio.

...A mis hijos Jocelyn, Leonardo y Alan, que son la motivación para salir adelante.

Agradecimientos

A mi esposa Ysabel, por sin su apoyo este logro no hubiera sido posible.

A madre Teresa, por ser un sustento muy importante en esta y todas las etapas de mi vida .

A mi asesor Dr. Victor Manuel Cárdenas Galindo, por su tiempo y por compartir sus conocimientos para poder llevar a cabo este trabajo. Excelente investigador y mejor persona.

A mis compañeros Gaby, Lina, Ricardo, Alejandro, Christian, Isaac, Roberto, Angel, Miguel y Eliazar, por su ayuda y por su amistad que, seguramente durará para toda la vida.

A los Doctores Nancy Visairo, Elvia Palacios, Ricardo Álvarez, Homero Miranda, Daniel Campos, Felipe Lastras, Mauro Maya por los conocimientos impartidos a través de las asignaturas que fueron parte de estos estudios. Gracias también al resto de los investigadores del CIEP, en cada uno de ellos encontraba siempre una mano tendida.

Al Dr. Armando López, por el apoyo brindado a mi y a mi familia, sobre todo en las situaciones más difíciles.

A Janeth, Víctor, Javier y Tonatiuh que siempre me brindaron su ayuda y su amistad.

A los patrones Adrían y Salvador, excelentes personas, siempre dispuestos a colaborar.

A Carlos Daniel Gerardo y Emanuel Rosas, por los diseños de algunas etapas que son parte del prototipo.

A Ana Rivera por el compromiso que tiene para con que éste y todos los proyectos que se desarrollan en el Laboratorio de Calidad de la Energía Eléctrica y Control de Motores.

A Zory, Liz, a la señora Chela y a todo el personal que trabaja en el CIEP que siempre estuvieron al pendiente de mis estudios y compromisos con la universidad.

A CONACyT, que me proporcionó el apoyo económico para esta tesis.

Índice

Página

Lista de figuras VII

Lista de tablas XI

Lista de símbolos y acrónimos XIII

Resumen XVII

Introducción

1. Planteamiento del problema 2
   - 1.1. Antecedentes de equipos de rayos X 2
   - 1.2. Estructura de un equipo de diagnóstico de rayos X 4
   - 1.3. Picos de demanda eléctrica 8
   - 1.4. Contenido armónico en corriente 10
   - 1.5. Bajo factor de potencia 14
2. Objetivo general 15
3. Objetivos particulares 16
4. Metodología 16
5. Contenido general de la tesis 17

I Estrategia de operación del rectificador activo para mejorar la conversión de energía

- I.1. Selección de la topología rectificadora 20
  - I.1.1. Rectificadores con alto factor de potencia 21
  - I.1.2. El rectificador activo trifásico 22
- I.2. Secuencia operativa 23
  - I.2.1. Arranque suave 25
  - I.2.2. Precarga 26
  - I.2.3. Carga 27
  - I.2.4. Exposición 28
- I.3. Técnica de conmutación del rectificador activo 29

I.4. Dimensionamiento de los elementos pasivos del rectificador 32
I.4.1. Selección del condensador 33
I.4.2. Selección de los inductores 35

II Análisis y modelado del rectificador activo
II.1. Análisis por fase del convertidor 40
II.2. Modelo promedio del convertidor 44
II.2.1. Transformación *dq* 46
II.2.2. Modelo del rectificador en el marco de referencia *dq* 48
II.3. Región de operación 50

III Desarrollo de la estrategia de control
III.1. Objetivos de control 56
III.2. Control desacoplado de potencia 56
III.3. Desarrollo de la estructura de control 60
III.3.1. Lazos internos de corriente 61
III.3.2. Lazo externo de voltaje 65

IV Resultados de simulación y experimentales
IV.1. Esquema de trabajo 75
IV.2. Implementación del prototipo experimental 77
IV.3. Resultados de simulación 77
IV.4. Resultados de experimentales 85
IV.5. Comentarios de los resultados obtenidos 87

Conclusiones

Anexos

A Construcción del prototipo experimental

Bibliografía 103

Lista de figuras

Figura 1	Estructura un generador basado en la bobina de inducción de Ruhmkorff. .	3
Figura 2	Estructura típica de un equipo de rayos X de media a alta potencia.	6
Figura 3	Comparativa del voltaje en el bus de CD al momento de energizar un rectificador de diodos con condensador y sin condensador.	9
Figura 4	Comparativa de la corriente de la fase C al momento de energizar un rectificador de diodos con condensador y sin condensador.	10
Figura 5	Comparativa del la tensión fase C a neutro al momento de energizar un rectificador de diodos con condensador y sin condensador.	11
Figura 6	Corriente de la fase C en un rectificador de diodos sin condensador.	12
Figura 7	Espectro de la corriente de la fase C en un rectificador de diodos sin condensador.	13
Figura I.1	Clasificación de los rectificadores con alto factor de potencia.	21
Figura I.2	Rectificador activo trifásico.	23
Figura I.3	Rectificador activo trifásico con dispositivos auxiliares para realizar la secuencia operativa.	24
Figura I.4	Patrones de voltaje de CD y corriente de fase para la secuencia operativa. .	25
Figura I.5	Configuración del rectificador activo durante la etapa de arranque suave. .	26
Figura I.6	Configuración del rectificador activo durante la etapa de precarga.	27
Figura I.7	Configuración del rectificador activo durante la etapa de carga.	27
Figura I.8	Configuración del rectificador activo durante la etapa de descarga.	28
Figura I.9	Modulación de ancho de pulso sinusoidal basado en portadora triangular, a) circuito generador y b) señales PWM.	30
Figura I.10	Rectificador activo con interruptores ideales.	30
Figura I.11	Etapas de carga y descarga del condensador.	33
Figura I.12	Comparativa del valor máximo de inductancia por voltaje mínimo de CD y por velocidad de respuesta a una potencia 1200 W.	37
Figura II.1	Circuito equivalente por fase del rectificador activo.	40

Figura II.2 Rectificador activo operando en lazo abierto, a) voltaje en el *bus* de CD, b) voltaje y corriente de la fase A y c) potencia en la carga. 42
Figura II.3 Rectificador en lazo abierto con secuencia operativa, a) voltaje en el *bus* de CD y b) corriente y voltaje de la fase A. 43
Figura II.4 Circuito equivalente del rectificador activo en *abc*. 44
Figura II.5 Diagrama fasorial de la transformación *dq*. 47
Figura II.6 Valores para las moduladoras en *dq* para operar el rectificador en la región de operación. 52
Figura II.7 Transferencia de potencia activa en el rectificador activo. 53
Figura II.8 Transferencia de potencia reactiva en el rectificador activo. 54

Figura III.1 Estructura de control. 57
Figura III.2 Esructura de control desacoplado. 59
Figura III.3 Control desacoplado para un equipo de rayos X. 60
Figura III.4 Lugar geométrico de las raíces para el lazo interno de corriente. 64
Figura III.5 Diagrama de Bode para los lazos de control de corriente. 65
Figura III.6 Modelo por fase de la etapa de salida del rectificador activo. 65
Figura III.7 Diagrama a bloques del lazo externo de voltaje. 66
Figura III.8 Diagrama a bloques del lazo externo de voltaje con la componente activa de corriente estabilizada. 67
Figura III.9 Diagrama a bloques del lazo externo de voltaje en función de las ganancias del controlador. 67
Figura III.10 Lugar geométrico de las raíces para el lazo externo de voltaje. 68
Figura III.11 Diagrama de Bode para el lazo de control de voltaje. 69
Figura III.12 Operación del rectificador a lazo cerrado a) voltaje en el bus de CD y b) corrientes de fase. 70
Figura III.13 Desempeño del rectificador en lazo cerrado a) voltaje y corriente (escalada por 15) y b) componentes de las corrientes de fase en *dq*. 71
Figura III.14 Señales moduladoras en la operación en lazo cerrado a) en el marco *dq* y b) en *abc*. 72
Figura III.15 Seguimiento del voltaje en el *bus* de CD ante una rampa de referencia. . . 73
Figura III.16 Corrientes de fase en el seguimiento de una rampa de referencia a) en *abc* y en *dq* 74

Figura IV.1 Esquema de trabajo. 76
Figura IV.2 Prototipo a escala para implementar la estrategia para un manejo más óptimo de la energía eléctrica. 78

Figura IV.3 Simulación del rectificador activo en lazo cerrado con referencia en 50 V (a) señal moduladora m_a, (b) *bus* de CD, (c) voltaje de la fase A v_a (d) corriente de la fase A i_a. 79
Figura IV.4 Voltaje en el *bus* de CD durante la ejecución de dos ciclos operativos. . . . 80
Figura IV.5 Voltaje y corriente en la fase A durante la ejecución de dos ciclos operativos. 80
Figura IV.6 Señales moduladoras en a) *abc* y b) *dq* durante la ejecución de dos ciclos operativos. 81
Figura IV.7 Potencia activa en la carga en dos ciclos operativos. 82
Figura IV.8 Factor de potencia en el rectificador dos ciclos operativos. 83
Figura IV.9 Comparativa del manejo de la energía en operación típica y en operación propuesta. 84
Figura IV.10 Comparativa (en escala logarítmica) del manejo de la energía en operación típica y en operación propuesta. 85
Figura IV.11 Comparativa entre la potencia de entrada y la potencia en la carga. 86
Figura IV.12 Resultado experimental de rectificador activo en lazo cerrado con referencia en 50 V (a) señal moduladora m_a, (b) *bus* de CD, (c) voltaje de la fase A v_a (d) corriente de la fase A i_a. 87

Figura A.1 Etapa de potencia. 96
Figura A.2 Configuración en inversor para prueba a baja potencia. 98
Figura A.3 Prueba como inversor, ramas A y B, alimentación 30 V, (a) patrón de conmutación de S_1 y S_4, (b) patrón de conmutación de S_2 y S_3, (c) corriente en la carga y (d) voltaje en la carga. 99
Figura A.4 Tiempo muerto en la señales de encendido de interruptores de la misma rama (a) patrón de conmutación de S_1 y S_6,(b) patrón de conmutación de S_2 y S_5, (c) corriente en la carga y (d) voltaje en la carga. 100
Figura A.5 Inductores núcleo de aire con tres derivaciones. 101

Lista de tablas

Tabla I.1 Estados de la secuencia operativa. 29

Tabla II.1 Parámetros de simulación del modelo por fase. 42

Tabla III.1 Parámetros para la función de transferencia de los lazos de corriente. . . . 64
Tabla III.2 Parámetros para la función de transferencia del lazo de voltaje. 68
Tabla III.3 Parámetros para el seguimiento de la rampa de referencia. 72

Tabla IV.1 Parámetros para la prueba de simulación en lazo cerrado, 100W nominales. 77
Tabla IV.2 Parámetros para la secuencia operativa. 78
Tabla IV.3 Parámetros para la prueba experimental en lazo cerrado, 100 W nominales. 86
Tabla IV.4 Comparativa entre la operación convencional y la operación propuesta para 1200 W nominales. 89

Tabla A.1 Parámetros de los semiconductores del modulo CM50MD-12H 96
Tabla A.2 Parámetros para la prueba en configuración inversora 98

Lista de Símbolos y acrónimos

Símbolo	Descripción
C	Condensador del *bus* de CD.
CA	Corriente alterna.
CD	Corriente directa.
E_{cg}	Nivel de energía en la etapa de carga.
E_{pr}	Nivel de energía en la etapa de precarga.
f	Frecuencia del sistema de alimentación (60 Hz).
f_o	Frecuencia fundamental de la corriente de fase C en un rectificador de diodos.
f_s	Frecuencia de conmutación.
FP	Factor de potencia.
h	Número de armónico.
i_a	Corriente instantánea de la fase A.
I_a	Corriente eficaz de la fase A.
$\mathbf{i}_{abc}$	Vector de corrientes instantáneas de fase.
I_{ap}	Valor pico de la corriente de la fase A.
i_b	Corriente instantánea de la fase B.
i_c	Corriente instantánea de la fase C.
i_{carga}	Corriente instantánea en la carga.
i_{cp}	Corriente instantánea a través del capacitor.
i_d	Componente activa de las corrientes de fase.
$\mathbf{i}_{dq0}$	Vector de corrientes de fase en el marco *dq0*.
i_d^*	Referencia de la componente activa de corriente.
I_h	Valor eficaz del k armónico de corriente.
i_o	Corriente a la salida del puente trifásico.

i_p	Corriente instantánea en el primario del transformador de alta frecuencia alto voltaje.
i_q	Componente reactiva de las corrientes de fase.
i_q^*	Referencia de la componente reactiva de corriente.
i_s	Corriente instantánea en el secundario del transformador de alta frecuencia alto voltaje.
i_x	Corriente instantánea en el tubo de rayos X.
jX_{La}	Reactancia del inductor de la fase A.
k_{ie}	Ganancia integral en el controlador del lazo externo.
k_{ii}	Ganancia integral en el controlador del lazo interno.
k_{pe}	Ganancia proporcional en el controlador del lazo externo.
k_{pi}	Ganancia proporcional en el controlador del lazo interno.
L_a	Inductancia de enlace en la fase A.
L_b	Inductancia de enlace en la fase B.
L_c	Inductancia de enlace en la fase C.
m_a	Moduladora en para la fase A el marco *abc*.
M_a	Valor eficaz de la moduladora de la fase A.
$\mathbf{m}_{abc}$	Vector de muduladoras de fase.
m_b	Moduladora en para la fase B el marco *abc*.
m_c	Moduladora en para la fase C el marco *abc*.
$\mathbf{m}_{dq0}$	Vector de moduladoras en el marco *dq0*.
m_d	Componente directa de las moduladoras.
m_q	Componente en cuadratura de las moduladoras.
P	Potencia activa eficaz.
p	Potencia activa instantanea.
P_a	Potencia activa suministrada por la fase A.
Q	Potencia reactiva.
R_a	Resistencia asociada a la inductancia de enlace en la fase A.
R_b	Resistencia asociada a la inductancia de enlace en la fase B.
R_c	Resistencia asociada a la inductancia de enlace en la fase C.
R_{carga}	Resistencia de carga.

R_{sa}	Resistencia de arranque suave para la fase A.
R_{sb}	Resistencia de arranque suave para la fase B.
R_{sc}	Resistencia de arranque suave para la fase C.
$\mathbf{T}$	Matriz de transformación al marco de referencia *dq*.
$\mathbf{T^{-1}}$	Matriz de transformación inversa al marco de referencia *abc*.
THD_I	Distorsión armónica total en corriente.
S	Potencia aparente.
S_1	Interruptor superior de la fase A.
S_2	Interruptor inferior de la fase A.
S_3	Interruptor superior de la fase B.
S_4	Interruptor inferior de la fase B.
S_5	Interruptor superior de la fase C.
S_6	Interruptor inferior de la fase C.
S_p	Interruptor de precarga.
S_d	Interruptor de descarga.
S_{sa}	Interruptor de arranque suave de la fase A.
S_{sb}	Interruptor de arranque suave de la fase B.
S_{sc}	Interruptor de arranque suave de la fase C.
v_a	Tensión instantánea de fase A a neutro.
V_a	Tensión eficaz de la fase A a neutro.
$\mathbf{v}_{abc}$	Vector de tensiones instantáneas de fase neutro.
V_{ap}	Tensión pico de la fase A a neutro.
v_b	Tensión instantánea de fase B a neutro.
v_c	Tensión instantánea de fase C a neutro.
V_{cg}	Nivel de tensión de carga.
v_{CD}	Tensión en el bus de CD.
v^*_{CD}	Referencia de tensión en el bus de CD.
v_d	Componente en *d* las tensiones fase neutro.
$\mathbf{v}_{dq0}$	Vector de tensiones de fase en el marco *dq0*.

v_o	Tensión de salida del inversor monofásico.
v_p	Tensión instantánea en el primario del transformador de alta frecuencia alto voltaje.
V_{pr}	Nivel de tensión de precarga.
V_{PWM}	Tensión eficaz a la salida del puente trifásico.
v_{PWMa}	Tensión en la rama A puente trifásico al neutro.
v_{PWMb}	Tensión en la rama B puente trifásico al neutro.
v_{PWMc}	Tensión en la rama C puente trifásico al neutro.
v_q	Componente en q las tensiones fase neutro.
v_s	Tensión instantánea en el secundario del transformador de alta frecuencia alto voltaje.
v_x	Tensión instantánea en el tubo de rayos X.
U_T	Señal portadora.
ω	Frecuencia angular $(2\pi f)$.

Resumen

Desde su descubrimiento, al final del siglo XIX, los rayos X han encontrado su aplicación más importante en el campo del diagnóstico médico por medio de imágenes. Tal aseveración se sustenta en el hecho de que no es posible encontrar una cifra de las vidas humanas que se salvan anualmente como resultado de un estudio de este tipo.

Los rayos X son producto del choque de electrones de alta energía que viajan del ánodo al cátodo del tubo emisor. El generador es una interfase que procesa la energía a partir del suministro eléctrico haciendo que la tensión en terminales del tubo alcance varias decenas de kilovolts y circule una corriente de algunos cientos de miliamperes. Este proceso se da de manera intermitente, es decir, cada vez que el equipo realiza una exposición radiológica con una duración de algunas fracciones de segundo, el proceso se repite hasta que un nuevo estudio sea requerido presentándose durante este tiempo subutilización de la red.

Con el paso del tiempo, tanto los tubos emisores de rayos X como los generadores han evolucionado. Los primeros mejoraron en cuanto a su diseño térmico para conseguir un mejor manejo de la temperatura. Los generadores evolucionaron de manera acelerada cuando se presenta el repunte de la electrónica de potencia renovando sus elementos y sistemas.

La estructura de un equipo actual de media a alta potencia está conformada, del suministro al tubo, por un rectificador de seis pulsos, comúnmente implementado con diodos o SCR; un conjunto inversor-tanque resonate para elevar el voltaje en una señal de alta frecuencia y un

rectificador monofásico para entregar una alta tensión en CD al tubo. Generalmente, la topología rectificadora de seis pulsos es parte de la estructura del equipo. Este convertidor no tiene la capacidad de control sobre el flujo de potencia hacia las siguientes etapas, de manera que ante el patrón intermitente de trabajo del equipo se generan considerables picos de demanda, muy por encima de la potencia nominal del equipo que ponen en riesgo los componentes del sistema y ocasionan distorsión en las formas de onda de voltaje y corriente lo que podría afectar a otras cargas críticas en un centro médico. Además, por la inherente operación de la topología en cuestión aparecen armónicos en corriente de magnitud considerable, lo que se refleja en un alto nivel de THD_I y un bajo FP.

En el Capitulo I se lleva a cabo una revisión de las topologías trifásicas de convertidores CA/CD mejorados en calidad de energía (IPQC, por sus siglas en inglés) donde se selecciona al rectificador activo como la mejor opción para sustituir al rectificador tradicional en esta aplicación. La topología es seleccionada debido a que ofrece regulación el el bus de CD, control sobre el flujo de potencia y opera con corrientes de fase sinusoidales. Después, se propone una secuencia operativa para el convertidor que está basada en una serie de etapas para realizar el almacenamiento de energía en el condensador y su uso durante el tiempo de exposición. Para poder operar el rectificador se emplea la técnica de modulación de ancho de pulso basada en portadora (SPWM, por sus siglas en inglés) y se lleva a cabo el dimensionamiento del condensador del bus de CD y de los inductores de enlace, ambos juegan un papel muy importante en esta aplicación.

En el Capítulo II se realiza el análisis por fase del convertidor lo que permite obtener resultados de su operación a lazo abierto. Posteriormente, se obtiene el modelo promedio del convertidor en *abc*, después se hace uso de la transformación *dq* para mapear el modelo promediado al marco de referencia síncrono. En este marco, se establecen los límites para las señales moduladoras y se determina la región de operación del convertidor.

En el Capítulo III se determinan los objetivos de control apropiados para la aplicación. Se propone una estructura de control con desacoplo de las potencias activa y reactiva, la cual incluye lazos internos para el control del cada una de las componentes de corriente y un lazo externo para la regulación del voltaje en el bus de CD, para todos los lazos se hace uso de controladores PI. Finalmente, se realiza el diseño de los controladores de cada uno de los lazos. Al final se presentan resultados del seguimiento de una rampa de referencia, el convertidor debe ser capaz de seguir este tipo de consigna para llevar a cabo la etapa de carga.

En el Capítulo IV se describe la construcción de un prototipo de laboratorio con capacidad de 1200W para verificar el funcionamiento de la estrategia para un manejo más óptimo de la energía. Se realizan pruebas a cada una de las etapas del prototipo a medida que se van construyendo. Posteriormente se muestran los resultados de la realización de la secuencia completa desempeñando dos ciclos operativos.

En las conclusiones de este trabajo se destacan los objetivos alcanzados, así como los beneficios que brinda el uso de la estrategia propuesta en comparación con la operación tradicional y se mencionan los resultados derivados de este trabajo de tesis.

Introducción

Existen diversas cargas eléctricas que no hacen uso de manera continua de la capacidad instalada del suministro eléctrico, es decir, operan de manera intermitente y su demanda energética sigue un patrón. Algunos equipos que consumen energía de esta manera son: los sistemas de soldadura en las plantas armadoras de automóviles y los equipos de diagnóstico médico de radiología, siendo éstos últimos a los que va dirigido el presente trabajo.

Durante la operación del equipo la demanda de energía tiene lugar únicamente durante la toma de una imagen radiológica. Dicho procedimiento suele requerir un tiempo muy corto, y durante este lapso, la potencia eléctrica demandada alcanza niveles muy importantes. A este patrón de consumo se le conoce como operación intermitente en picos de demanda. En este tipo de equipos es factible reducir la potencia promedio pero debido a su operación intermitente y al nivel que alcanzan los picos de demanda, que son muy elevados respecto al valor promedio de potencia, se debe planificar una estrategia más completa para realizar mejoras referidas a la calidad de la energía eléctrica en el desempeño de esta aplicación.

Es importante tener en cuenta que se debe asegurar el suministro de la potencia nominal del equipo en cada exposición para obtener una radiografía útil y realizar un diagnóstico acertado. Cabe mencionar que existen grandes periodos de tiempo, con respecto a la duración de la toma de la radiografía, donde no se demanda energía. Esta condición lleva a una sub-utilización de la línea eléctrica.

1. Planteamiento del problema

En la actualidad, es incuestionable la importancia de los rayos X en el campo de la medicina; sin embargo, no es posible encontrar una estadística acerca del número de vidas que se salvan anualmente debido a un diagnóstico acertado que haya sido dado en base a una radiografía. Por otro lado, el manejo de la energía realizado por este tipo de máquinas presenta ciertos inconvenientes desde el punto de vista eléctrico. Para definir adecuadamente la problemática asociada a estos equipos es conveniente hacer una remembranza del origen de los rayos X, los primeros generadores y su principio de operación, así como su estructura actual y el funcionamiento de cada una de las etapas que integra un sistema de rayos X. De esta manera las desventajas de la operación típica de los equipos se pueden apreciar desde una mejor perspectiva.

1.1. Antecedentes de equipos de rayos X

Los rayos X fueron descubiertos por Wilhelm Conrad Röntgen (1845–1923) el 29 de diciembre de 1895. La comunidad científica, los médicos y la sociedad en general apreciaron rápidamente el valor de este notable descubrimiento y, aunque el mismo Röntgen no disfrutó de su explotación comercial, su técnica pronto fue puesta en uso práctico.

En noviembre de 1895, Rontgën comenzó a investigar las descargas eléctricas en los tubos de vacío Hittorf[1]-Crookes[2]. Los niveles de vacío que se alcanzaban en ese tiempo favorecían la emisión de rayos catódicos (electrones), los cuales emergían normales al cátodo y golpeaban directamente la parte frontal del cristal del tubo para producir calor y una cierta fluorescencia en el tubo. En ese momento, Röntgen, que se encontraba buscando otras formas de radiación, cubrió el tubo con papel negro opaco para excluir cualquier luz visible producida por la descarga. La luminiscencia emitida se proyectó sobre una pantalla forrada con platinocianuro de bario, localizada a cierta distancia, donde se desplegó una fluorescencia brillante indicando que alguna forma de radiación estaba emanado del tubo de descarga. Rontgën encontró que esta radiación era capaz de penetrar minerales sólidos en una extensión dependiente de la anchura y densidad del objeto mismo [1].

El científico llamó a su nuevo descubrimiento rayos X y pronto apreció su uso potencial, particularmente su capacidad de revelar la estructura ósea de un cuerpo humano vivo. Esto sucedió semanas más tarde, en diciembre de ese mismo año, cuando fue capaz de obtener una placa de la mano de su esposa.

[1] Johann Wilhelm Hittorf (1824–1914)
[2] Sir William Crookes (1832–1919)

En enero de 1896, Rontgën había completado de buena forma sus investigaciones iniciales y publicado los resultados en la revista *Würzburg Physical and Medical Society*. Muchos científicos contemporáneos confirmaron sus descubrimientos y a finales de 1896 los vendedores estaban listos para promover la venta de los equipos para radiografías.

Para llevar a cabo la emisión de rayos X es necesario contar con una etapa conocida como generador, que se ubica entre la fuente de energía eléctrica y el tubo emisor; este elemento se encarga de elevar el voltaje del suministro para que exista un nivel de tensión considerable entre el ánodo y el cátodo del tubo. Existen muchas versiones de generador, algunas muy simples compuestas sólo por un transformador elevador y otras más sofisticadas que integran varios convertidores de electrónica de potencia. La selección depende del tipo de alimentación y de la potencia nominal del equipo.

Los primeros generadores incorporaban, únicamente, a la bobina de inducción de Ruhmkorff[3] como su generador, la cual consistía de un devanado primario que tenía conectada una batería con un interruptor y un secundario con un gran número de vueltas ambos enrollados en un paquete de cables de hierro suave cumpliendo la función de núcleo, el circuito se aprecia en la figura 1.

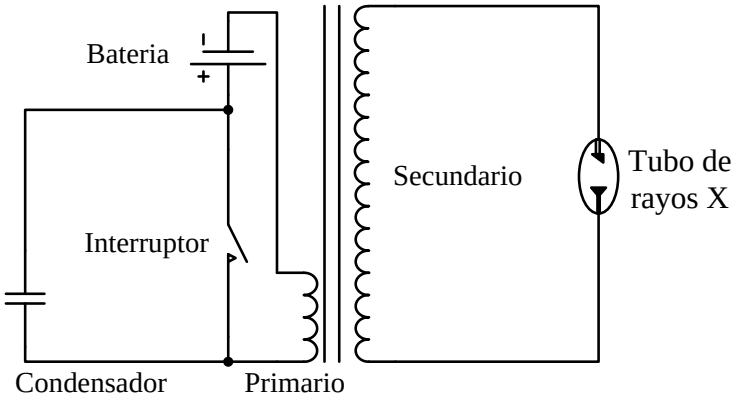


Figura 1. Estructura un generador basado en la bobina de inducción de Ruhmkorff.

Cada vez que el circuito en el primario se cerraba la corriente se elevaba a un nivel determinado por la constante de tiempo, al abrirse el interruptor, tanto en el primario, como en el secundario, aparecían niveles de voltaje muy elevados. El capacitor evitaba las chispas y hacía resonancia en conjunto con el bobinado primario. Este tipo de generador era adecuado para los primeros tubos de gas.

[3]Heinrich Daniel Ruhmkorff (1803–1877)

Debido a que el interruptor en el primario estaba sometido a considerables esfuerzos se sustituyó la bobina de inducción por un transformador elevador y una etapa rectificadora de disco mecánico o formada por kenotrones[4] [2]. El tubo emisor adecuado para este nuevo generador fue una nueva versión conocida como tubo de Coolidge[5].

Posterior a este esquema, se da inicio a una evolución para mejorar las características; en las décadas inmediatas de los tubos de rayos X [1] y algunas décadas después de los generadores (a la par de la evolución en la electrónica de potencia) [3], en ambos casos resultando en mejoras que beneficiaron enormemente esta aplicación.

1.2. Estructura de un equipo de diagnóstico de rayos X

Los rayos X en los equipos de diagnóstico médico actuales son producidos debido al bombardeo de un blanco de tungsteno (ánodo) con electrones de alta energía provenientes de un filamento (cátodo) a una velocidad de un tercio a cuatro quintos la velocidad de la luz, tienen una longitud de onda de 0.01 a 0.5 Angstrom (Å) y entre más corta es la longitud de onda, más alto es el poder de penetración. La longitud de onda depende de la energía disipada en el bombardeo, que a su vez, es función de la velocidad de los electrones; esta velocidad , finalmente, está supeditada a la diferencia de potencial en los filamentos del tubo [4].

El tubo emisor requiere voltaje de CD del orden de varias decenas de miles de Volts (kV) entre sus terminales, lo que implica una corriente fluyendo por el tubo del orden de cientos de miliamperes (mA); estas condiciones son necesarias para liberar el haz de electrones.

Un factor que afecta de manera inversamente proporcional la calidad de la imagen es el rizo de voltaje de CD, es decir, se puede conseguir una imagen con un rizo de voltaje del 100 % con una resolución baja, útil solamente para un estudio fluoroscópico (imágenes en movimiento); sin embargo, una imagen tomada con este nivel de rizo no podría contener la cantidad de información necesaria para que el médico sea capaz de emitir un diagnóstico acertado en angiografía (estudio de venas y arterias) donde se requiere una alta resolución de la imagen.

De acuerdo a la lógica, la calidad de la imagen mejora a medida que el rizo de voltaje en el bus de CD se reduce y un rizo pequeño permite que el equipo sea útil en una mayor cantidad de ramas de la radiología.

[4] Tubos-válvula de cátodo caliente
[5] William David Coolidge (1873–1975)

En la actualidad, el generador además de entregar la potencia necesaria para la exposición al tubo de rayos X, lleva a cabo la lógica de control para el sistema completo. En la mayoría de los equipos de rayos X modernos, los generadores procesan la energía que toman directamente del suministro eléctrico general en un hospital. De acuerdo con [5], a partir de la potencia del equipo se puede establecer la siguiente clasificación:

- **Baja a media potencia (Hasta 50 kW pico).** Usualmente su alimentación es monofásica, el generador está compuesto por un auto-transformador para ajustar el nivel de voltaje, un transformador elevador y un rectificador de onda completa sin condensador, operan con un rizo de 100 % a una frecuencia de dos veces la frecuencia de línea. También, es posible encontrar generadores de esta capacidad con un convertidor en contrafase, más conocido como conocido por su nombre en inglés *push-pull*, que es adecuado para estos niveles de potencia [6].
- **Media a alta potencia (De 30 kW hasta más de 100 kW pico).** Requieren alimentación a partir de un sistema trifásico (220V, 380V o 440V), utilizan rectificadores de seis pulsos, operan con un rizo aproximado al 20 % a seis veces la frecuencia de línea pero usualmente incorporan un condensador de filtrado en el bus de CD para reducir significativamente el rizo de voltaje.
- **Alta potencia (Más de 100 kW).** Debido a su tamaño físico tienen aplicación en la industria metalúrgica y en la detección de fisuras en tuberías, su generador está constituido básicamente por un transformador-rectificador que entrega un voltaje de doce pulsos por ciclo de línea con un rizo de voltaje de 5 %.
- **Portátiles.** Generalmente son de baja potencia (10 kW nominales), alimentados a partir de baterías, usan un condensador para almacenar energía y alcanzan un elevado nivel de voltaje con ayuda de un convertidor elevador de electrónica de potencia el cual opera a alta frecuencia por lo que el rizo es despreciable en este tipo de generadores.

Es importante agregar que los equipos de **media a alta potencia** son mayoría en el campo del diagnóstico médico y es a esta clase de equipos a los que va dirigido el presente desarrollo de tesis. En [7] y [8], se puede apreciar la estructura de un equipo de rayos X de media a alta potencia, misma que se muestra en la figura 2. Revisando la figura 2 de izquierda a derecha, el primer bloque que aparece en color rojo y que recibe la alimentación para el total del equipo a partir del sistema eléctrico, es un convertidor CA/CD, que proporciona un voltaje en CD para alimentar la etapa siguiente, que es el conjunto inversor-tanque resonante. En esta primera etapa de la estructura del equipo de rayos X es donde se centra el presente trabajo debido a que es la que tiene interacción directa con la red.

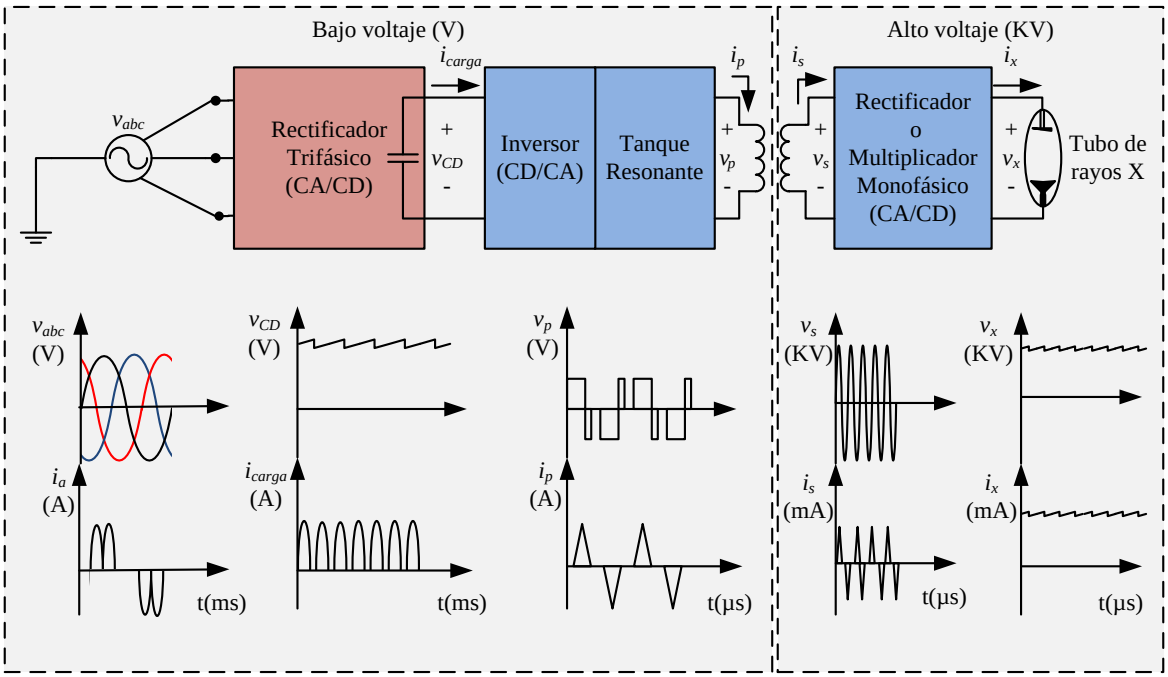


Figura 2. Estructura típica de un equipo de rayos X de media a alta potencia.

La siguiente etapa corresponde al conjunto inversor-tanque resonante. El inversor presenta la topología puente completo típica y recibe la tensión rectificada de la etapa anterior para entregar una señal en alterna de forma cuadrada de alta frecuencia en las terminales del tanque. La forma de onda del voltaje de salida es generada por modulación de ancho de pulso (PWM por sus siglas en inglés) con corrimiento de fase.

Una característica adicional que se puede agregar al convertidor CD/CA para este tipo de aplicaciones es conmutación a voltaje cero (ZVS por sus siglas en inglés), para reducir pérdidas y la emisión de ruido por interferencia electromagnética (EMI por sus siglas en inglés) y por interferencia en radio frecuencia (RFI, por sus siglas en inglés) [7].

La segunda parte de esta misma etapa, el tanque resonante, que recibe la señal alterna cuadrada de voltaje de alta frecuencia entre sus terminales, filtra las componentes de mayor frecuencia y, por resonancia, eleva la componente fundamental a varias decenas de KV para que el tubo reciba la tensión necesaria para emitir el haz. El circuito puede estar formado únicamente por un transformador de enlace de alta frecuencia alto voltaje con una relación de vueltas de 400 a 700 [9] y sus elementos parásitos, el inductor del primario y la capactancia del aislamiento del bobinado secundario reflejada en el primario forman un tanque paralelo; en esta configuración el voltaje de salida es muy sensible a los cambios de carga.

Para mejorar las propiedades del circuito resonate se agrega un condensador en serie con el primario del transformador, entonces el tanque se modifica (serie-paralelo) así como el orden del sistema, y las características de este nuevo circuito son adecuadas para la aplicación. Las ventajas y desventajas de ambos circuitos se pueden apreciar en [10], donde se concluye que la última combinación es la más apropiada para los sistemas de rayos X para aplicaciones en diagnóstico médico.

La siguiente etapa en la estructura, es un rectificador monofásico que se encarga de convertir la señal de alto voltaje y alta frecuencia que aparece en el secundario del transformador que es parte del tanque resonate, nuevamente, en una nueva señal de CD pero ahora del orden de varias decenas de kV para alimentar el tubo emisor y que éste sea capaz de emitir rayos X para la exposición. Existen diversas configuraciones para llevar a cabo esta conversión [4], pero generalmente en esta etapa se utiliza un rectificador monofásico de onda completa implementado con diodos en configuración puente completo o la topología con dos dodos y derivación central [11] [12].

Otra opción en la combinación inversor tanque resonante rectificador es usar un transformador de alta frecuencia con una relación de vueltas menor pero con varias etapas multiplicadoras, en este caso se podría formar un tanque serie [13]. Sin embargo, existe un compromiso entre la dinámica del sistema y el valor de los picos de corriente, los cuales se pueden minimizar arrancando el inversor en modo conducción continua (CCM) y después de un lapso de tiempo pasar a modo de conducción discontinua (DCM). La gran desventaja de este arreglo es que el rizo de voltaje y las caídas de tensión en los multiplicadores son significativas y dependen de la frecuencia de conmutación, por estas razones la combinación no ha cobrado demasiada popularidad.

La última de las etapas de la estructura de la máquina es el tubo de rayos X. Este dispositivo también ha evolucionado hasta convertirse en un cartucho de cristal con un filamento que emite el haz de rayos (cátodo) y otro que hace la función de blanco en forma de disco rotatorio (ánodo). Además, el tubo cuenta con algunas conexiones para incorporar un sistema que disipe el calor y sensores para protección por sobre temperatura. El comportamiento del tubo se puede modelar como una resistencia variable, cuyo valor cambia en función de la temperatura de sus filamentos y es este factor el que determina la baja eficiencia del elemento, ya que menos del uno por ciento de la energía eléctrica se convierte en rayos X, además que se hace necesario un sistema de enfriamiento para reducir el excesivo calor que se produce durante la exposición [5].

Otros elementos que forman parte de la estructura de la máquina y que no han sido considerados en la figura 2 por no tener relación significativa con el desarrollo de este trabajo son:

- **Sistemas de impresión y video:** son las placas de película y el sistema de video que se usa para conseguir la imagen producida por los rayos X.
- **Sistemas intensificadores de imagen:** se usan para orientar la mayor cantidad de rayos que se dispersan al momento de que se produce el choque de los electrones y que estos puedan llegar a ser dirigidos hacia el paciente.
- **Sistema de control:** gobierna al inversor y generalmente se trata de sistemas de control digital retroalimentados donde se sensa la densidad de rayos detrás del paciente y ajustan el nivel de voltaje de salida del convertidor CD/CA de acuerdo a una serie de pruebas que se llevan a cabo antes de la exposición [14].
- **Cables para alta tensión:** son los que realizan la conexión entre el generador y el tubo de rayos X los cuales deben tener características especiales de aislamiento para evitar fenómenos como el efecto corona debido a la alta tensión; al mismo tiempo, aportan la capacitancia en el bus de CD a la salida del rectificador de alta frecuencia y alto voltaje.

Con el fin de aclarar la problemática que se presenta desde el punto de vista eléctrico, en las topologías rectificadoras tradicionales como parte de un equipos de rayos X, en las siguientes secciones se analiza la operación de un rectificador trifásico de diodos realizando la primera etapa de conversión CA/CD y la razón por la que esta topología propicia los picos de demanda y la generación de componentes armónicas de corriente. Se menciona también cómo el rectificador implementado con SCR afecta dichos parámetros de forma aún más severa.

1.3. Picos de demanda eléctrica

En la clasificación establecida bajo el criterio de la potencia del generador se ha enfatizado en la inclusión de un rectificador trifásico de seis pulsos en los equipos de media a alta potencia; en dicha topología el flujo de potencia es en una sola dirección (de la red eléctrica hacia la carga). Si el convertidor ha sido implementado con diodos no es posible tener control sobre el flujo de potencia durante el corto tiempo que requiere una toma radiológica.

En el caso de que esté conformado por SCR, se tiene la capacidad de ajustar el nivel de voltaje del *bus* a un nivel determinado antes de la exposición, pero una vez iniciada la emisión, la demanda se realiza de la misma forma que con un convertidor de diodos.

Con el fin de reducir el rizo de voltaje, generalmente se incorpora un condensador en el *bus* de CD. En el caso del rectificador trifásico no controlado se consigue reducir el rizo de voltaje hasta un 3–5 %; aunque este porcentaje depende de la capacitancia que tenga el condensador (ver figura 3).

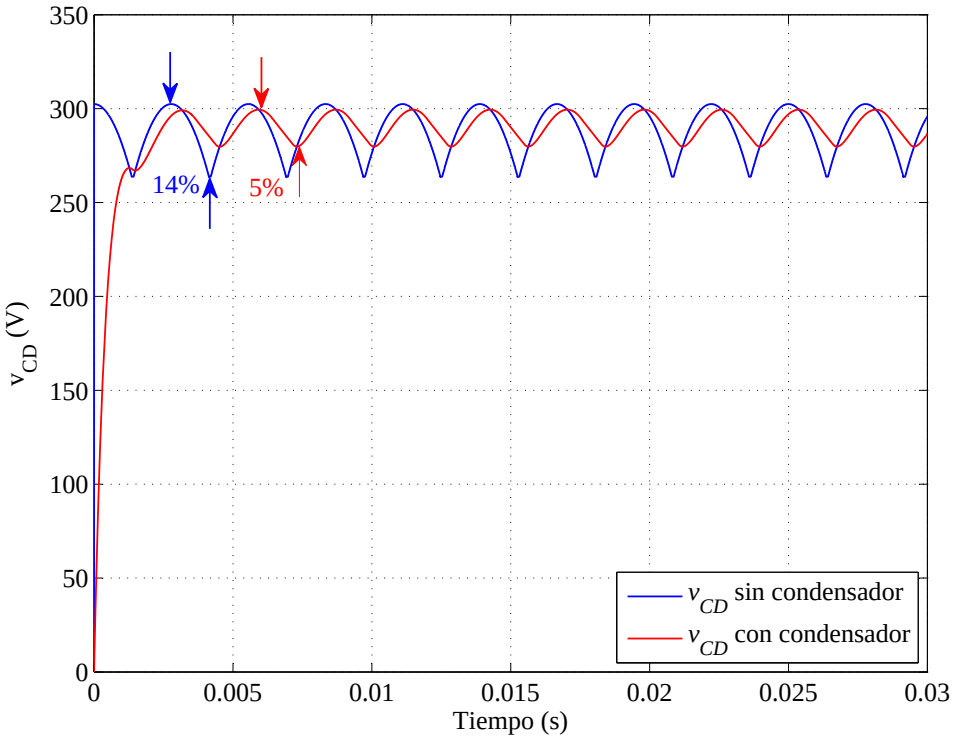


Figura 3. Comparativa del voltaje en el bus de CD al momento de energizar un rectificador de diodos con condensador y sin condensador.

El condensador requiere tomar de la línea de alimentación *paquetes* de corriente para mantener a bajo nivel el rizo en el *bus* de CD cuando el convertidor opera en estado estable; sin embargo, al conectar el equipo por primera vez o durante el tiempo que existe entre la toma de una radiografía y la siguiente, el elemento se ha descargado parcialmente; por tanto el pico de corriente demandada por el condensador para volver a cargarse alcanza un nivel importante.

La figura 4 muestra el efecto en la corriente que produce la inclusión de un condensador en un rectificador no controlado en el momento de energizar el convertidor. Es importante notar el nivel máximo que alcanza la corriente de fase, así como el tiempo que dura el impulso para cargar el condensador, ya que al combinarse con el voltaje correspondiente se presenta el pico de demanda, el cual se puede suponer considerablemente superior a la corriente nominal del equipo.

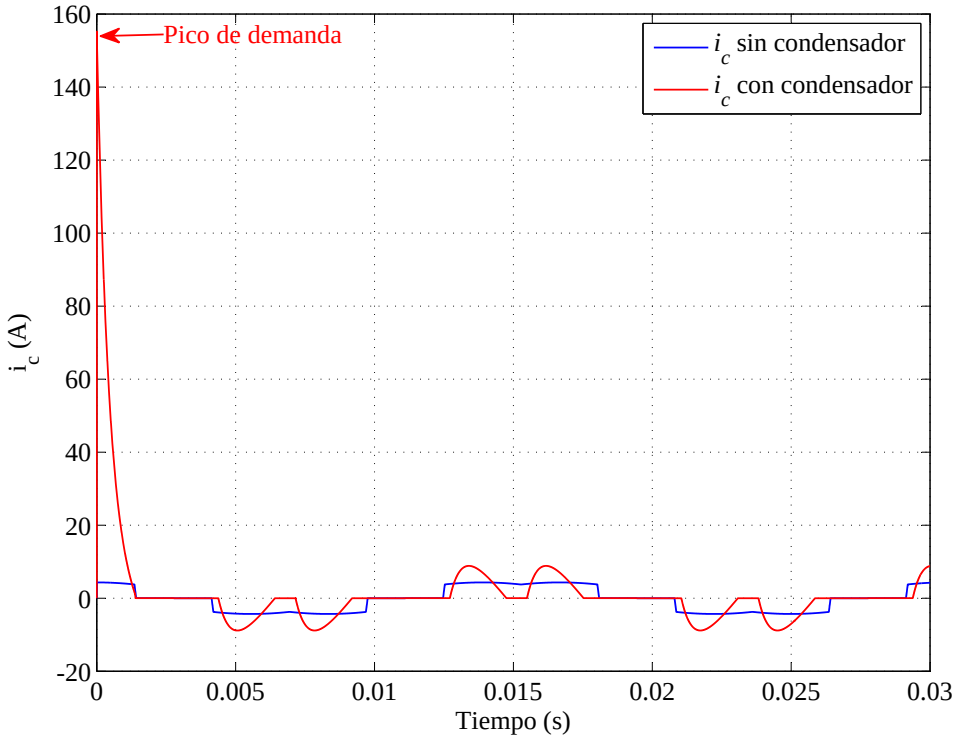


Figura 4. Comparativa de la corriente de la fase C al momento de energizar un rectificador de diodos con condensador y sin condensador.

El pico de la corriente demandada por el condensador para cargarse desencadena, a su vez, un efecto en la tensión fase neutro correspondiente, la cual presenta una distorsión que aparece en todos los puntos de distribución (ver figura 5). La distorsión en tensión se propaga a todo el sistema eléctrico por medio del punto de conexión común (PCC).

Se debe considerar que en una sala de radiología existe un lapso de tiempo entre cada exposición, es decir, existe el tiempo necesario para que el condensador se descargue y como consecuencia, el pico de demanda aparecerá en cada toma radiológica que se realice. Otra consecuencia asociada al rectificador de seis pulsos tiene que ver con la generación del contenido armónico producido por la inherente operación del convertidor, el origen de este efecto se presenta a continuación.

1.4. Contenido armónico en corriente

La manera tradicional de llevar a cabo la primera conversión CA/CD es precisamente utilizando un rectificador implementado con diodos o SCR. Estas topologías tienen como ventajas comunes la simplicidad, la robustez, la confiabilidad; el convertidor implementado con SCR tiene la capacidad de ajustar el voltaje a un nivel deseado por debajo de $\sqrt{3}V_{ap}$, donde V_{ap} es el voltaje de pico de la fase A.

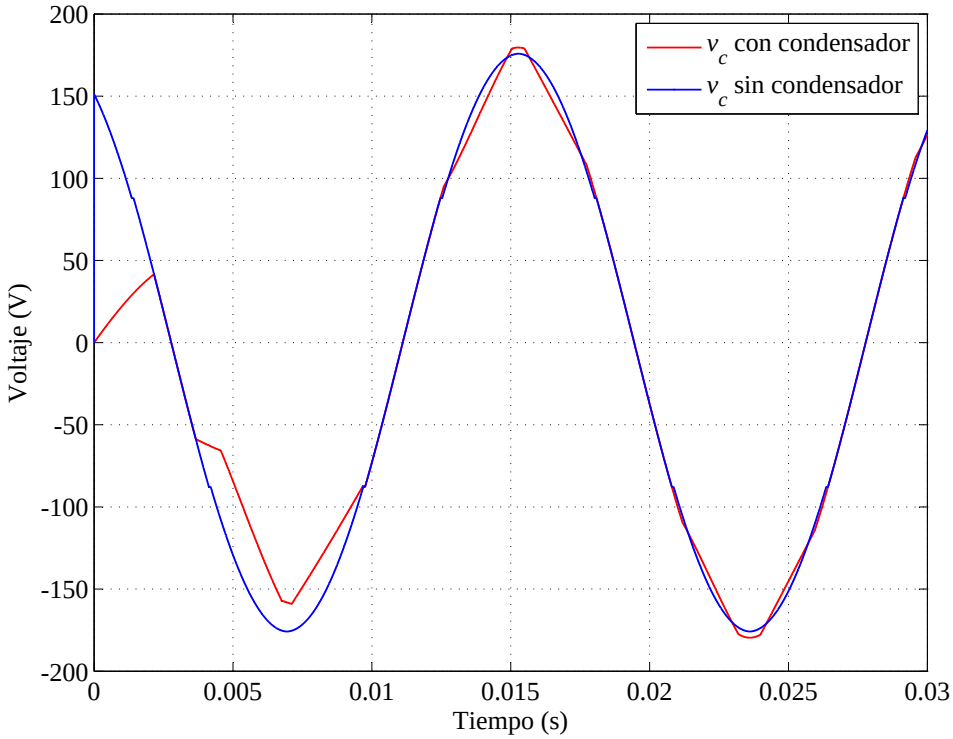


Figura 5. Comparativa del la tensión fase C a neutro al momento de energizar un rectificador de diodos con condensador y sin condensador.

Es común la presencia de componentes armónicas de corriente en rectificadores implementados con dispositivos autoconmutados debido a la operación propia de la topología durante el proceso de conversión. Por el momento, considérese el caso de un rectificador de seis pulsos implementado con diodos y sin condensador en el bus de CD. La figura 6 muestra el trazo típico de la corriente en una de las fases en el sistema trifásico de alimentación.

La figura anterior permite observar que el trazo de la corriente dista de ser una onda sinusoidal, lo cual es una manera, un tanto cualitativa, de percatarse de la presencia de componentes armónicas.Para tener resultados cuantitativos es necesario localizar en el espectro de frecuencia las componentes armónicas contenidas en la corriente y la amplitud correspondiente de cada una de ellas, esto se puede llevar a cabo mediante el análisis de Fourier de la señal.

El parámetro que permite evaluar la cantidad de contenido armónico en una señal es conocido como Distorsión Armónica Total (THD por sus siglas en inglés). En el caso particular del rectificador trifásico no controlado sin condensador los armónicos más importantes están dados por (1), donde h es el número del armónico, m es el número de pulsos del rectificador, en este caso $m = 6$ y k es una constante entera $(1, 2, 3, \ldots)$.

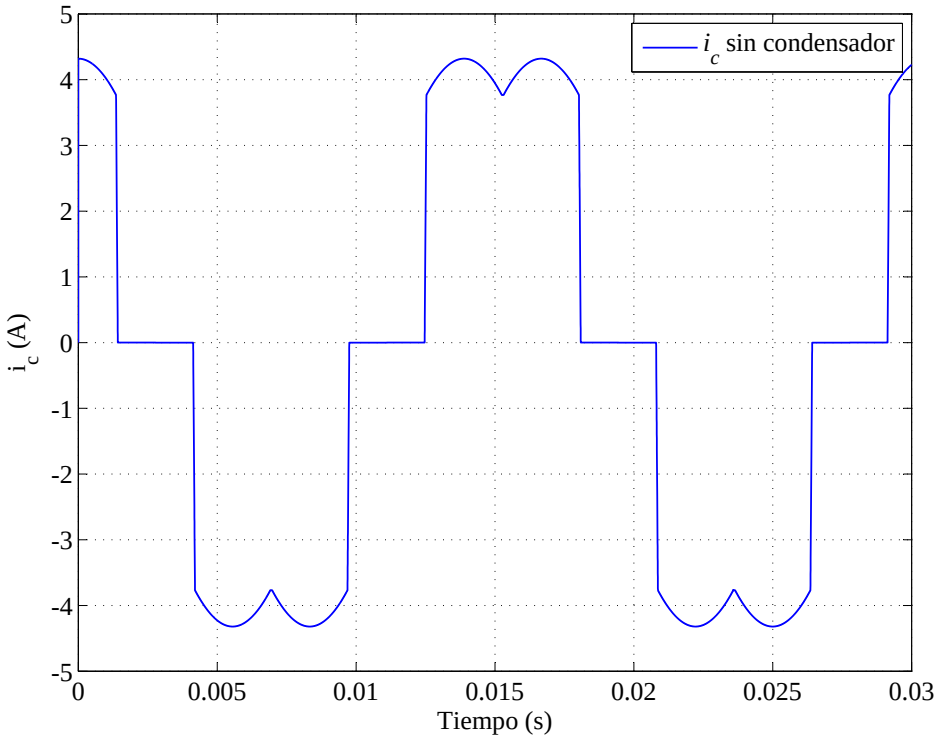


Figura 6. Corriente de la fase C en un rectificador de diodos sin condensador.

$$h = mk \pm 1 \tag{1}$$

Para un rectificador de seis pulsos $m = 6$, las componentes armónicas que tienen mayor presencia en el espectro de frecuencia de la corriente mostrada son $h = 5, 7, 11, 13, 17, 19, \ldots$. Dichas componentes armónicas llegan al punto de conexión común (PCC) y considerando que los equipos de rayos X son equipos de media a alta potencia, los armónicos que aparecerán en la red de distribución serán de amplitud tal que pueden ocasionar distorsión el la forma de onda de las tensiones del sistema trifásico. Otras consecuencias de la presencia de armónicos en la tensión y corriente de un sistema eléctrico son:

- Elevación de temperatura en los transformadores
- Efecto piel en los conductores que deriva en aumento de su resistencia
- Aceleración del envejecimiento de los aislamientos
- Disparos en falso de los dispositivos de seguridad
- Errores en los equipos de medición

La ecuación (2) permite calcular la THD en señales de tensión o corriente; en este caso se presenta para corriente, donde I_h es el valor eficaz del h-ésimo armónico de corriente e I_1 es el valor eficaz de la componente fundamental de la corriente.

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (I_h)^2}}{I_1} \tag{2}$$

Las componentes armónicas para el rectificador considerado y el valor de la THD en dicho convertidor se muestran en la figura 7 donde destacan los armónicos ya señalados ubicados en 300 Hz ($h = 5$), 420 Hz ($h = 7$), 660 Hz ($h = 11$) y 780 Hz ($h = 13$) y sus amplitudes correspondientes como porcentaje de la amplitud de la componente fundamental.

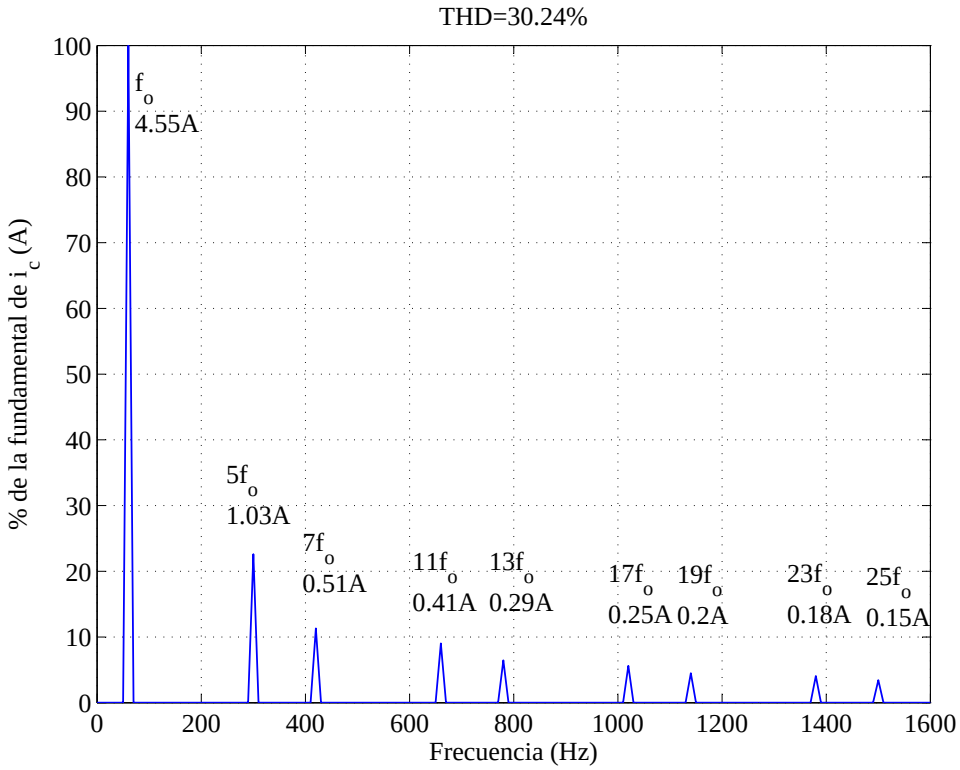


Figura 7. Espectro de la corriente de la fase C en un rectificador de diodos sin condensador.

Por motivos de operación en el del sistema eléctrico global se han establecido límites en los niveles de distorsión permisibles, los cuales son responsabilidad del usuario y de la compañía de suministro de energía, ya que el usuario tiene derecho a exigir que la tensión que recibe tenga un valor de contenido armónico menor al permisible pero tiene, al mismo tiempo, la obligación de

no suministrar una cantidad tal de componentes armónicas que lleven la distorsión por encima de la recomendación cuando hace uso de la energía que la compañía le proporciona.

En México existe la especificación CFE L0000-45 denominada ”Perturbaciones permisibles en las formas de onda de tensión y corriente del suministro de energía eléctrica” y en los Estados Unidos la recomendación IEEE 519 ”Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems”; en ambos casos se definen los valores máximos de distorsión permisible para diversos niveles de voltaje.

Cabe mencionar que de agregarse un condensador en el bus de CD de la topología rectificadora compuesta por diodos, el valor de la THD se incrementa de manera importante, dependiendo en gran medida del valor del condensador.

En el caso del rectificador implementado con SCR la distorsión armónica total depende también del ángulo de disparo, pudiendo alcanzar hasta 120 % de THD para un ángulo cercano a 90 °[15].

La importancia de obtener un valor para la THD radica en que este parámetro se puede utilizar en el cálculo del factor de potencia (FP), que es un indicador que permite cuantificar el buen uso que un consumidor le da a la energía eléctrica.

1.5. Bajo factor de potencia

El factor de potencia se puede definir como la relación entre la potencia activa (P), que es la parte que se convierte en trabajo, y la potencia aparente (S), que es la suma vectorial de la potencia activa y la potencia reactiva (Q). Esta relación es equivalente al coseno del ángulo eléctrico de desfasamiento entre las formas de onda de tensión y corriente, considerando que ambas señales son perfectamente sinusoidales.

Ante la presencia de armónicos, aparece un tercer término en la suma vectorial para el cálculo de la potencia aparente llamado factor de distorsión (D), el cual representa los productos cruzados de voltaje y corriente a diferentes frecuencias [16], la expresión para la potencia aparente queda dada por (3), donde se puede advertir que ante cierta demanda de potencia activa en presencia de componentes armónicos, se requiere un aumento en la potencia aparente.

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \tag{3}$$

Por otro lado, la presencia de armónicos repercute en el cálculo del factor de potencia, por medio del valor de THD. Suponiendo que la tensión tiene una forma sinusoidal, la expresión para el factor de potencia está dada de por (4), donde $\cos\phi$ es el ángulo de desfasamiento entre el voltaje y la componente fundamental de la corriente.

$$FP = \frac{\cos\phi}{\sqrt{1+THD_I}} \tag{4}$$

En México la compañía que suministra la energía eléctrica opera con una política referente al factor de potencia que se puede resumir de la siguiente manera: si el usuario opera con un factor menor que 0.9 se hace acreedor a un recargo, el cual es inversamente proporcional al factor de potencia que éste maneje; por otro lado si opera con un factor de potencia mayor a 0.9 el consumidor recibe una bonificación que, de igual manera, se calcula en base a la cifra que el parámetro mantenga.

2. Objetivo general

Una vez que se conocen los parámetros de calidad de la energía que se ven afectados por el empleo de las topologías rectificadoras tradicionales y sus consecuencias, se puede deducir que existe un área de oportunidad en cuanto a la manera de procesar la energía en estos equipos. Por esta razón, en este trabajo se plantea una manera más conveniente de manejar la energía en este tipo de sistemas, y el objetivo general de esta tesis es:

”Desarrollar la etapa de potencia para un sistema de rayos X que permita reducir el pico de demanda eléctrica y que garantice el suministro de energía para el tiempo de exposición radiológica”.

De manera que la contribución principal de este trabajo es:

”Analizar e implementar un sistema de conversión CA/CD con almacenamiento temporal de energía y alto factor de potencia, que permita optimizar el uso de la energía y reducir el pico de demanda a la red eléctrica”.

3. Objetivos particulares

- Seleccionar la topología rectificadora más adecuada para la aplicación.
- Establecer una sucesión ordenada de pasos para almacenar energía tomada de la red y liberarla hacia las siguientes etapas de la máquina.
- Dimensionar elementos pasivos del rectificador.
- Obtener modelos matemáticos del convertidor en *abc* y en el marco de referencia *dq*.
- Diseñar la estructura de control para el rectificador.
- Validar la estrategia de manejo de energía por medio de resultados experimentales.

4. Metodología

A. Estudio de las topologías rectificadoras con alto factor de potencia para seleccionar la que presente mayores ventajas en cuanto al manejo del flujo de potencia.
B. Desarrollo de una secuencia operativa que permita reducir el pico que demanda que los rectificadores tradicionales producen en cada exposición.
C. Análisis basados en la capacidad de almacenamiento y transferencia de energía para obtener expresiones matemáticas que permitan asignar valores de capacitancia e inductancia a los elementos del rectificador.
D. Obtención del modelo promedio del convertidor en *abc* y la aplicación de la transformada *dq* para obtener el modelo en esta marco de referencia.
E. Selección de la técnica de control y diseño de la estructura de control para operar el convertidor en lazo cerrado.
F. Validación del desempeño de la secuencia operativa del rectificador en lazo cerrado mediante simulaciones.
G. Construcción de un prototipo experimental de 1200 W de potencia nominal para obtener resultados experimentales y corroborar la estrategia para el manejo de la energía en un equipo de rayos X.

Se pretende que mediante la operación propuesta sea posible reducir el pico de demanda hasta aproximadamente el 10 % de la potencia máxima instantánea que un equipo real operando en picos de demanda alcanza, la alimentación se toma de un sistema trifásico de 127 V eficaces (fase neutro) y en el bus de CD se maneje entre 308 y 380 V. Se establecen un tiempo de carga de 200 ms y un tiempo de exposición de 100 ms.

5. Contenido general de la tesis

En *Introducción*, se realiza una breve revisión a través de la historia de los rayos X y la evolución de los equipos; se presenta la clasificación de los sistemas de rayos X en base a su potencia nominal así como la descripción de su estructura y el funcionamiento de cada una de las etapas de los equipos usados con fines médicos. Se plantea un panorama de la problemática asociada a la conversión CA/CD con las técnicas que hasta hoy en día se siguen usando.

En el *Capítulo 1* se realiza la selección de un convertidor CA/CD trifásico de entre las topologías con alto factor de potencia, se presenta el rectificador activo como la opción con las características más adecuadas para la aplicación, se describe paso a paso la secuencia operativa que se debe llevar a cabo para toma de una radiografía. También se muestra la técnica de conmutación con la que opera el rectificador y el desarrollo para obtener las expresiones que permitan asignar valores a los elementos pasivos del convertidor. Finalmente se presentan las regiones donde la topología puede operar de manera adecuada.

En el *Capítulo 2* se obtiene el modelo promedio del rectificador, se realiza la transformación *dq* con el fin de obtener el modelo del convertidor en el marco de referencia síncrono y se validan los modelos mediante simulaciones. Finalmente se presentan las regiones donde la topología puede operar de manera adecuada.

En el *Capítulo 3* se definen los objetivos de control y se selecciona la técnica de control que aporte mayores ventajas a la aplicación. Se presenta una estructura para el control del rectificador y se diseñan los controladores de los lazos internos de corriente y del lazo externo de voltaje.

En el *Capítulo 4*, se muestra el esquema de trabajo, se abordan detalles acerca de la construcción del prototipo, posteriormente se presentan resultados de simulación y algunos resultados experimentales, finalmente, se comentan de los resultados obtenidos.

En las últimas secciones se presentan *Conclusiones* del trabajo de tesis. Posteriormente se incluye un *Anexo* con detalles de la construcción del prototipo. Finalmente, el documento concluye con la *Bibliografía* correspondiente.

Capítulo I

Estrategia de operación del rectificador activo para mejorar la conversión de energía

Existen una gran cantidad de topologías reportadas en la literatura que realizan la conversión CA/CD a partir de un sistema trifásico, operan con un factor de potencia unitario y con bajo contenido armónico.

El motivo de esta extensa variedad obedece al gran número de aplicaciones donde se requiere que se lleve a cabo el proceso de rectificación para realizar un trabajo específico. Algunas de las más importantes son: controles de motores con velocidad ajustable (ASD, por sus siglas en inglés), fuentes de alimentación no interrumpida (UPS, por sus siglas en inglés), sistemas de transmisión de alto voltaje en CD (HVDC, por sus siglas en inglés), cargadores para sistemas de almacenamiento en baterías (BESS, por sus siglas en inglés), entre otras.

Para cada una de la aplicaciones mencionadas las especificaciones de THD, FP y potencia nominal son particulares, por lo que la topología seleccionada debe cumplir con características que la hagan apropiada para la tarea.

I.1. Selección de la topología rectificadora

Los rectificadores trifásicos con alto factor de potencia se pueden clasificar en dos grandes grupos, de acuerdo al tipo de solución del que hayan sido dotados:

- **Soluciones pasivas:** incorporan un arreglo de elemento pasivos para generar componentes de corriente que se adicionan a las corrientes de fase para mejorar su forma, son simples y generalmente requieren un control simple o nulo.
- **Soluciones activas:** están constituidos con dispositivos de conmutación como transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT por su nombre en inglés) o transistores de efecto de campo de tecnología Mos (MosFET) y se les conoce como convertidores CA/CD trifásicos de calidad de energía mejorada (IPQC, por su nombre en inglés) o rectificadores con alto factor de potencia.

Como ya se ha mencionado, las soluciones pasivas están integradas por un rectificador de diodos, un arreglo de elementos pasivos para generar una corriente a partir de las componentes de alterna de voltaje que están presentes entre puntos de salida del bus de CD y el neutro del sistema de alimentación trifásico; además incluyen una etapa de inyección de corriente hacia las fases que puede consistir de un grupo de interruptores bidireccionales [17] o de un transformador [18].

Si bien estas topologías pueden reducir la THD a un valor cercano a un 4 %, dependiendo de la configuración de la red acondicionadora de corriente, en general estos arreglos son altamente disipativos por la naturaleza de los elementos que los constituyen y radian hasta un 15 % de la potencia total en el mejor de los casos [17], además suelen ser voluminosos. Estas son las razones principales por las que este tipo de soluciones no son las más adecuadas para la aplicación. Además, el rectificador de diodos es parte de su estructura y por lo tanto no es posible tener control en el flujo de potencia hacia la carga.

En conclusión, la topología que se busca no está dentro de esta categoría, por lo que se procede a revisar la segunda clasificación denominada las soluciones activas.

I.1.1. Rectificadores con alto factor de potencia

Los rectificadores con alto factor de potencia surgen como una alternativa a los filtros activos, pasivos e híbridos ya que realizan la conversión de energía CA/CD y mantienen los niveles de distorsión en bajos niveles en una sola etapa, y de esta manera es posible mantener una alta eficiencia.

Las principales ventajas que son comunes a estas topologías son:

- Bajo nivel de corrientes armónicas
- Factor de potencia cercano a la unidad
- Bajos niveles de ruido EMI y RFI
- Buena regulación en el bus de CD de salida
- Son adecuados para aplicaciones desde fracciones de kW hasta varios MW

En algunas aplicaciones específicas es suficiente con el manejo unidireccional de potencia como en ciertos diseños de UPS, ADS para ventilación, entre otras. Sin embargo, existen otras tareas donde la capacidad de manejo de potencia en forma bidireccional es esencial. En [19] se establece una distribución basada en esta característica y en la propiedad de elevar, reducir o ambas, el voltaje en el bus de CD, con respecto al voltaje de alimentación. La figura I.1 muestra la clasificación de los IPQC.

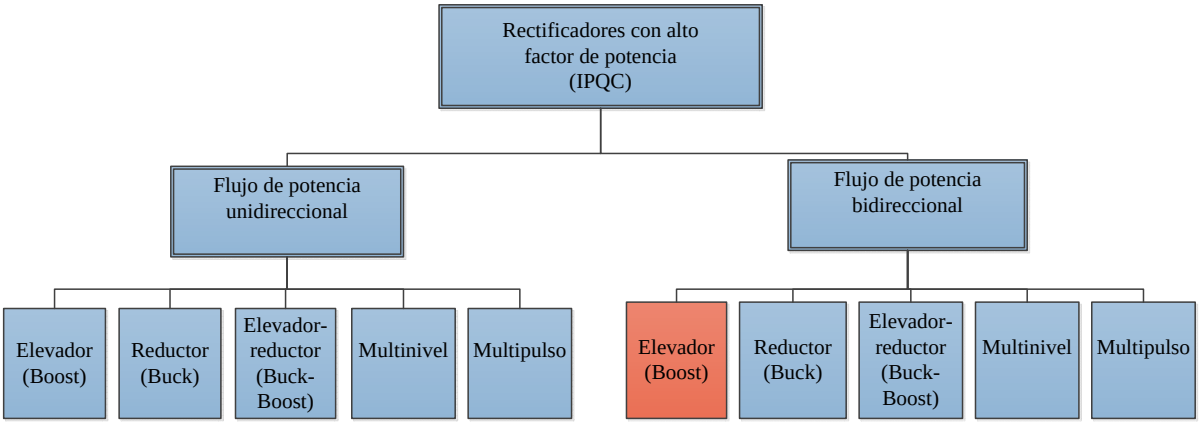


Figura I.1. Clasificación de los rectificadores con alto factor de potencia.

Por principio, los IPQC con flujo unidireccional de potencia conservan al rectificador de diodos como parte de su estructura [19], de manera que para el interés de este trabajo de tesis no se podría cumplir con los ciclos de carga y descarga que se pretenden realizar como parte de una secuencia operativa del equipo, por lo que esta variedad de convertidores no serán considerados.

Para la presente aplicación, es conveniente que el rectificador tenga la capacidad de elevación, ya que esto permitirá que el tanque resonate pueda entregar un nivel más elevado de voltaje en las terminales del tubo, por este motivo las topologías reductoras y reductoras-elevadoras quedan descartadas.

En la clasificación de los equipos de rayos X, se mencionó que los rectificadores multipulso (transformador-rectificador) tienen su nicho en equipos de sistemas radiológicos de alta potencia para usos industriales y no para diagnostico médico por lo que también se excluyen.

En el caso de los convertidores CA/CD multinivel bidirecionales, cuentan con las propiedades necesarias para cumplir la tarea, pero como han sido pensados en manejo de niveles mayores de potencia resultarían voluminosos para formar parte de un generador de una de estas máquinas, de manera que en esta categoría de convertidores tampoco será tomada en cuenta.

De manera que, la categoría donde se encuentra en rectificador apropiado para la aplicación es dentro de las topologías con flujo de potencia bidireccional y capacidad de elevación, destacada en rojo en la figura I.1. La configuración más representativa en este apartado es conocida como el **rectificador activo**, también llamado rectificador PWM.

I.1.2. El rectificador activo trifásico

Este tipo de convertidor CA/CD encontró sus principales aplicaciones en montacargas, grúas, elevadores, BESS y UPS. Existen variantes de la topología con cuatro dispositivos de conmutación para reducir costos y pérdidas por contar con menos dispositivos [20]; y con ocho interruptores de potencia para balancear las corrientes del suministro y compensar la corriente a través del cuarto hilo de neutro, siendo capaz de operar con desbalances en el suministro [21]. Sin embargo, la versión básica es con seis interruptores y es la más apropiada para la aplicación (ver figura I.2).

En este convertidor se busca que el control a lazo cerrado regule el voltaje del bus de CD y determine la amplitud de las corrientes del sistema trifásico, las cuales, comúnmente, se desea que estén en fase con los voltajes. Existen otras mejoras que se han reportado en la literatura para esta topología con el fin de reducir pérdidas a partir de novedosas estrategias de modulación [22] o haciendo conmutación a cero corriente [23] lo cual lo hace aún más atractivo para la aplicación, aunque para este trabajo la operación se realizará con conmutación dura. Además, el convertidor es apropiado para aplicaciones de una potencia nominal superior a 10 kW.

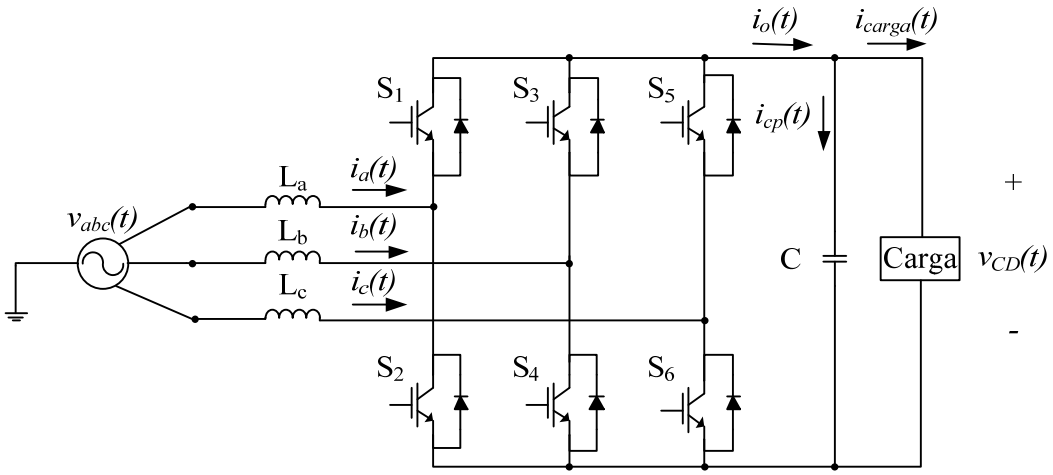


Figura I.2. Rectificador activo trifásico.

Por su capacidad de manejo de potencia en forma bidireccional la estructura puede operar como rectificador e inversor, en aplicaciones donde hace uso de la capacidad de transferir potencia en ambos sentidos, a la topología se la conoce también VSC (del inglés, convertidor fuente de voltaje). Ambas funciones de la topología convergen en el convertidor CA/CD/CA conocido por la traducción literal de su nombre en inglés convertidor espalda con espalda *(back to back)*, topología que ha cobrado importancia un amplio número de aplicaciones.

I.2. Secuencia operativa

Para la toma de una radiografía se requiere que el generador suministre un alto nivel de voltaje en las terminales del tubo emisor y que esta condición prevalezca durante cierto lapso de tiempo. Los generadores operan, generalmente, en alguno de los siguientes tres modos [5]:

- **Selección independiente de voltaje, corriente y tiempo.** Es posible seleccionar cualquier conjunto de parámetros que sea consistente con las características térmicas del tubo. En la mayoría de los casos, el operador escoge los valores de voltaje y corriente, y un circuito temporizador controla el tiempo de exposición.
- **Vínculo de corriente y voltaje para una misma potencia *(Isowatt)*.** Preestablece de manera automática, la potencia a un nivel fijo para el tiempo de exposición seleccionado. Generalmente el nivel de potencia ajustado es el máximo permitido para el tubo, el tiempo de exposición en este modo operativo es, normalmente, considerablemente más corto que el tiempo requerido en la técnica anterior.
- **Técnica de la caída de carga** en exposición de tiempo modulado para sistemas de control retroalimentado (la potencia en el tubo se decrementa durante la exposición). La emisión de rayos X, en este modo operativo, comienza en el nivel de carga máxima segura (de la

misma forma que en *Isowatt* pero se asume un menor tiempo de exposición) y la carga se reduce a medida que el punto enfocado en el ánodo alcanza su temperatura crítica.

La tercera de las técnicas mencionadas es la más utilizada debido a dos razones principales: la primera es que los tiempos de emisión son los más cortos, lo que ayuda a evitar los efectos de una exposición prolongada a los rayos [24]; la segunda ventaja tiene que ver con aumentar la vida útil del tubo al realizar un mejor manejo de las altas temperaturas en sus filamentos. En resumen, ante lo que se pudiera pensar, el que exista un decremento de la potencia durante el tiempo de exposición brinda las ventajas mencionadas.

Ahora, se propone una secuencia ordenada de etapas para que el generador de la máquina pueda operar bajo la técnica de la caída de carga y al mismo tiempo realizar un manejo más conveniente de la energía, en comparación de la operación tradicional. Para poder llevar a cabo esta serie de eventos, el rectificador activo debe ser dotado de algunos dispositivos adicionales que le permitan operar en cada una de las etapas de acuerdo al modo requerido, ver figura I.3.

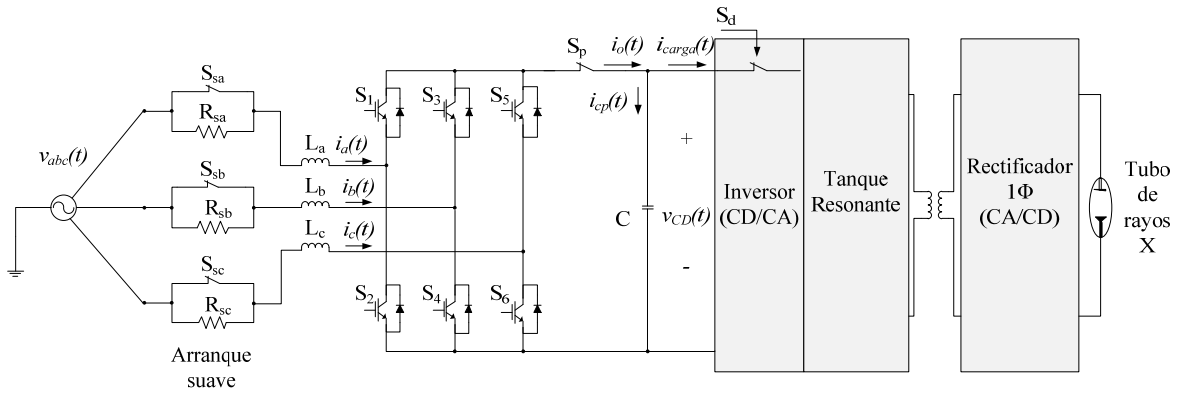


Figura I.3. Rectificador activo trifásico con dispositivos auxiliares para realizar la secuencia operativa.

La idea fundamental de la secuencia operativa es almacenar una cantidad finita de energía en el condensador que además debe continuar realizando la tarea de filtrar el rizo de voltaje en el bus de CD. La finalidad es que la energía que se requiere durante la exposición sea, en su mayor parte, la que se ha almacenado anteriormente en el condensador y sólo una pequeña porción de energía sea tomada del suministro eléctrico. De la misma forma, los episodios de carga y descarga se deben repetir para cada toma radiológica.

Con el objeto de apreciar los resultados de la secuencia, en este trabajo, el total de la energía requerida para la exposición, que representa una parte de la energía almacenada en el condensador, será tomada del mismo considerando que previamente ha sido cargado.

La figura I.4 muestra los patrones deseados de voltaje y corriente de una fase desde la energización y durante un par de exposiciones.

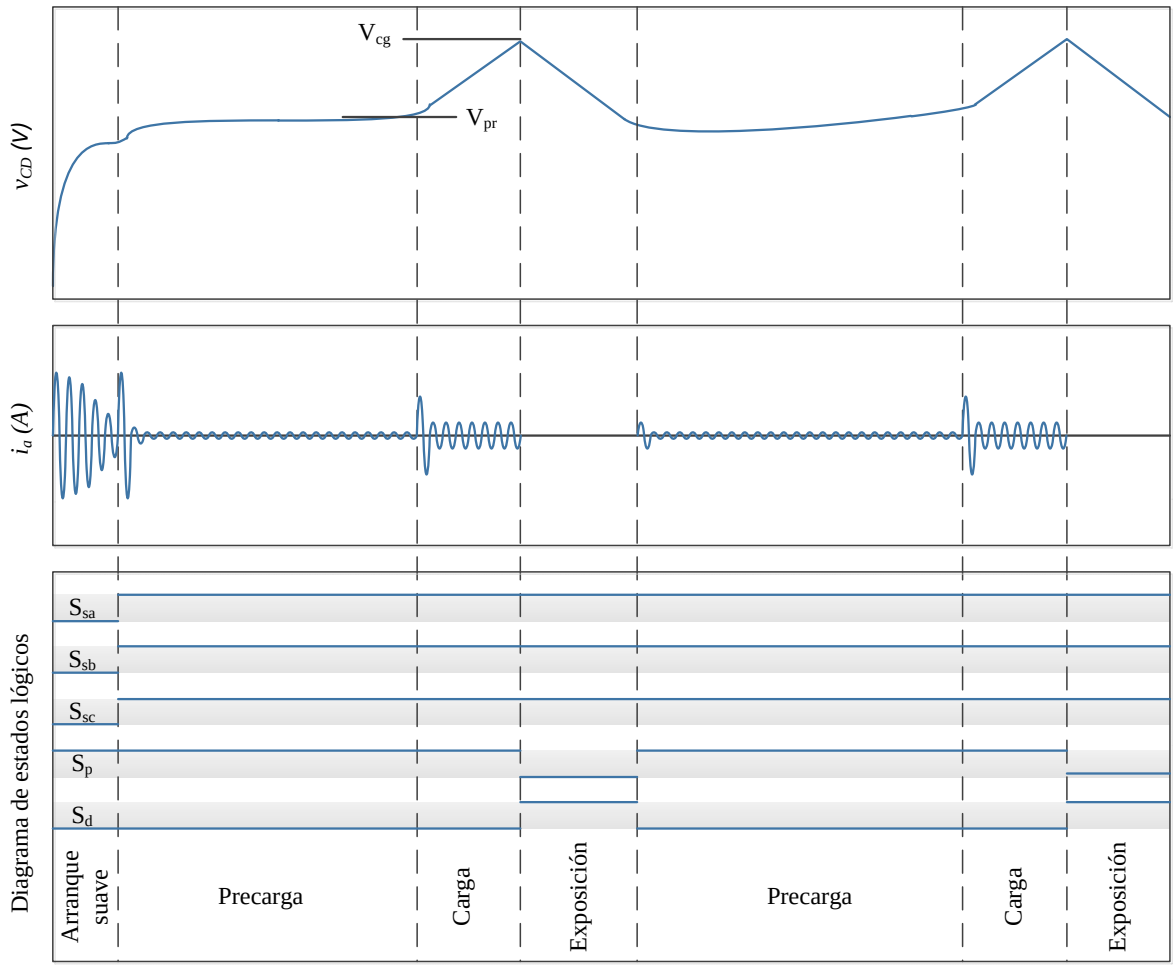


Figura I.4. Patrones de voltaje de CD y corriente de fase para la secuencia operativa.

I.2.1. Arranque suave

Este es el punto de partida de la secuencia e inicia en el instante en que se conecta el equipo a la alimentación; las condiciones iniciales de corriente y voltaje en el convertidor son cero, y el condensador se encuentra sin carga.

En esta etapa el convertidor comienza operando como un rectificador no controlado. Los interruptores S_{sa}, S_{sb} y S_{sc} se encuentran abiertos. El interruptor S_P se encuentra cerrado y el interruptor S_d se encuentra abierto, ambos mantendrán su posición actual hasta el momento de iniciar la exposición radiológica, ver figura I.5.

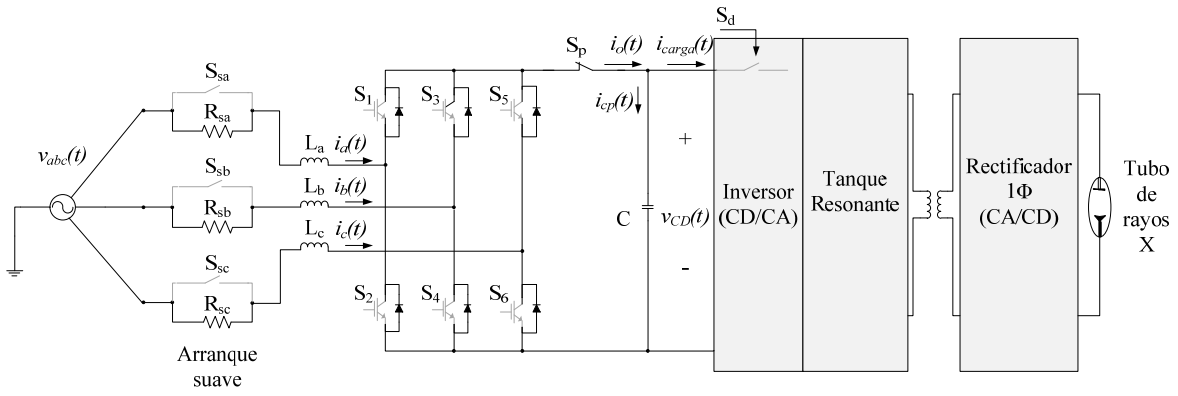


Figura I.5. Configuración del rectificador activo durante la etapa de arranque suave.

Al energizar el equipo, las resistencias R_{sa}, R_{sb} y R_{sc} limitan la corriente que demanda el capacitor para comenzar a cargarse, con ello se consigue que el pico inicial sea reducido considerablemente para evitar daños en alguno de los dispositivos de potencia del rectificador. Después de un tiempo determinado (120 milisegundos), los interruptores S_{sa}, S_{sb} y S_{sc} se cierran. Con ello, eliminan el efecto de las resistencias R_{sa}, R_{sb} y R_{sc}, pero se conserva al convertidor operando como un rectificador no controlado ya que los diodos en antiparalelo de los IGBT realizan la operación convencional , conmutando a frecuencia de línea de acuerdo a los valores instantáneos de las tensiones del sistema de trifásico de alimentación.

El convertidor permanecerá operando en esta configuración durante la siguiente etapa de la secuencia a la que se denomina precarga. Este tipo de arranque es ampliamente usado en equipos industriales.

I.2.2. Precarga

Este periodo comienza cuando las resistencias R_{sa}, R_{sb} y R_{sc} son cortocircuitadas. La idea de esta etapa es realizar la carga del condensador hasta el nivel de voltaje que alcanzaría un rectificador trifásico típico, punto al que se denominará voltaje de precarga V_{pr}, y que es aproximadamente: $\sqrt{3}V_{ap}$, donde V_{ap} es el voltaje pico de la fase A. El interruptor S_p permanece cerrado y S_d abierto como se observa en la figura I.6.

Existen dos razones que sustentan esta etapa: la primera es que por debajo de este nivel de voltaje los diodos que son parte de los interruptores de potencia podrían no quedar en polarización inversa en determinado momento, lo que se traduce en una pérdida del límite de control; la segunda obedece al cumplimiento del balance de energías ya que para poder transferir potencia a las carga se debe partir de un voltaje constante [25].

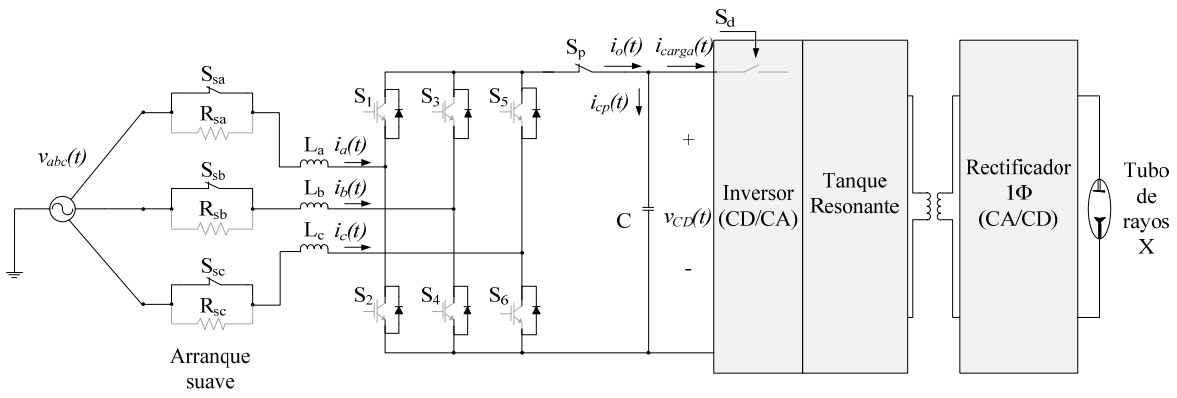


Figura I.6. Configuración del rectificador activo durante la etapa de precarga.

Cuando el voltaje en el bus de CD ha alcanzado V_{pr}, se hacen llegar las señales de disparo a las compuertas de los dispositivos de potencia; este patrón se genera a partir de tres de señales moduladoras que provienen del control en lazo cerrado y se comparan con una señal triangular portadora. Esta etapa termina cuando los dispositivos de potencia se hacen conmutar con el fin de que el convertidor use su capacidad de elevación y lleve al capacitor a un nivel superior de carga.

I.2.3. Carga

Esta etapa corresponde al espacio de tiempo donde el rectificador activo utiliza su capacidad de elevación para cargar el condensador hasta un nivel de voltaje por encima de V_{pr} con el fin de almacenar la energía para la exposición. En este momento se hacen llegar las señales de conmutación a las compuertas de los dispositivos de potencia hasta alcanzar el nivel de voltaje deseado en el bus de CD al que se denominará V_{cg}. Los interruptores S_p y S_d se mantienen aún en la misma posición, cerrado y abierto respectivamente y la figura I.7 muestra el circuito correspondiente a esta etapa.

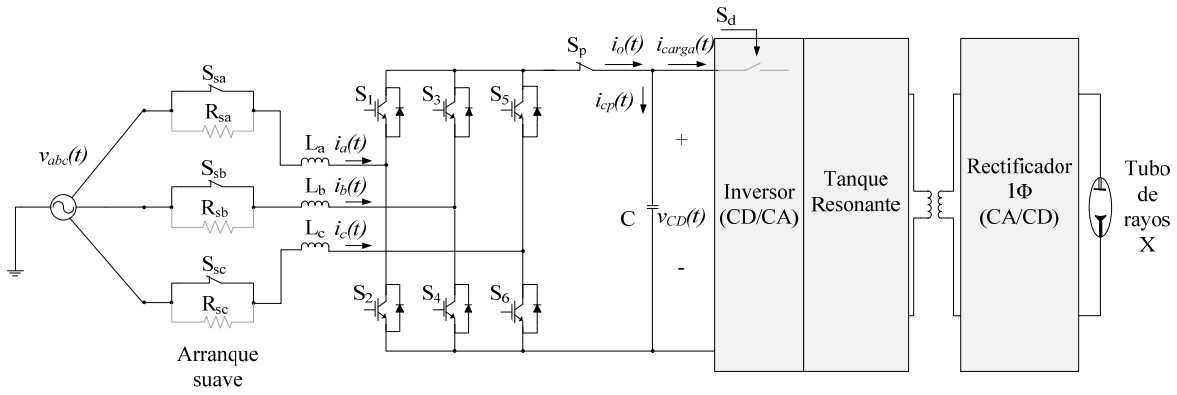


Figura I.7. Configuración del rectificador activo durante la etapa de carga.

En el momento que se ha alcanzado el nivel de carga deseado en el condensador, se da inicio a la siguiente etapa de la secuencia, a la que se denomina exposición, que corresponde al momento de liberar la energía almacenada en el condensador hacia el inversor-tanque resonate para la exposición radiológica.

I.2.4. Exposición

El inicio de la etapa de descarga puede comenzar después de alcanzar el nivel de carga V_{cg} en el *bus* de CD. En este instante se deshabilitan las señales de conmutación de las compuertas de los dispositivos de potencia, es decir, se apaga el rectificador.

En este momento se abre el interruptor S_p y se cierra el interruptor S_d. La figura I.8 muestra el circuito correspondiente a esta etapa.

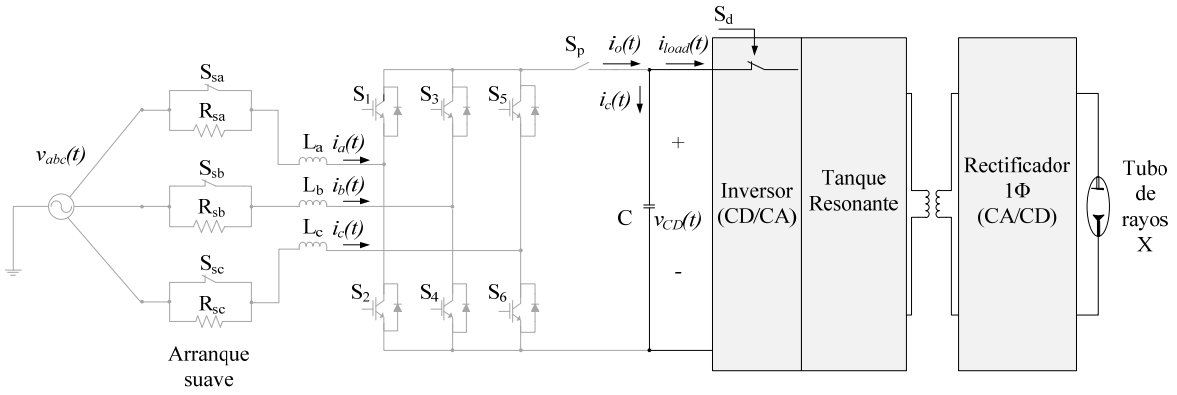


Figura I.8. Configuración del rectificador activo durante la etapa de descarga.

En esta condición, la energía almacenada en el condensador se entrega al conjunto inversor-tanque resonante para que éste, a su vez, alimente al rectificador monofásico y finalmente al tubo de rayos X. Una vez transcurrido el tiempo de descarga, el bus de CD queda con un valor inferior a V_{pr}, lo que lleva al convertidor a la etapa de precarga. Posteriormente se alcanza nuevamente el nivel de voltaje de precarga y se continua con las siguientes dos etapas para la toma de una nueva radiografía.

Otra manera sencilla de apreciar la condición de los dispositivos y el modo de operación en el que se encuentra el inversor en cada una de las etapas de la secuencia operativa se muestra en la Tabla I.1.

Una vez establecida la secuencia operativa, es conveniente revisar el principio de operación del rectificador activo como elemento medular de la estrategia propuesta.

Tabla I.1. Estados de la secuencia operativa.

Estado	R_{sa}, R_{sb} y R_{sc}	S_{sa}, S_{sb}, y S_{sc}	S_p	S_c	Modo operativo
Arranque suave	Activas	0	1	0	No controlado
Precarga	Inactivas	1	1	0	No controlado
Carga	Inactivas	1	1	0	Activo
Descarga	Inactivas	1	0	1	Apagado

I.3. Técnica de conmutación del rectificador activo

La figura I.2 muestra el esquema del rectificador activo, el cual se alimenta a partir de de un sistema trifásico, la topología tiene tres inductores de enlace L_a, L_b y L_c en conexión con las líneas del suministro; posteriormente se presenta la estructura típica de un puente trifásico formada con dos dispositivos de conmutación por rama; posteriormente, el condensador del *bus* de CD y finalmente la carga.

Para la presente aplicación, el convertidor tiene la función de convertir las señales del voltaje alterno del sistema trifásico en un voltaje de CD. Esto lo lleva a cabo usando una técnica de conmutación que permita el adecuado encendido y apagado de los interruptores de potencia S_1–S_6.

Se parte de la premisa de que las corrientes de fase dependen únicamente de la diferencia de voltaje entre fases [26], misma que aplica para esta topología porque no cuenta con conexión de hilo de neutro. De manera que la técnica de modulación que se emplea para este trabajo se conoce como modulación de ancho de pulso sinusoidal basada en portadora triangular y se identifica por sus siglas en inglés CB-SPWM o simplemente SPWM. Las señales de encendido para los IGBT se generan a partir de la comparación de tres señales de referencia sinusoidales con la señal portadora, ver figura I.9.

Con la finalidad de obtener expresiones matemáticas de las funciones de conmutación y realizando un análisis similar al que aparece en [27], los dispositivos de potencia se sustituyen por interruptores ideales que se abren y cierran de acuerdo a la estrategia de modulación, donde S_1–S_6 toman el valor de ”1” si el interruptor está cerrado y ”0” cuando está abierto, ver figura I.10.

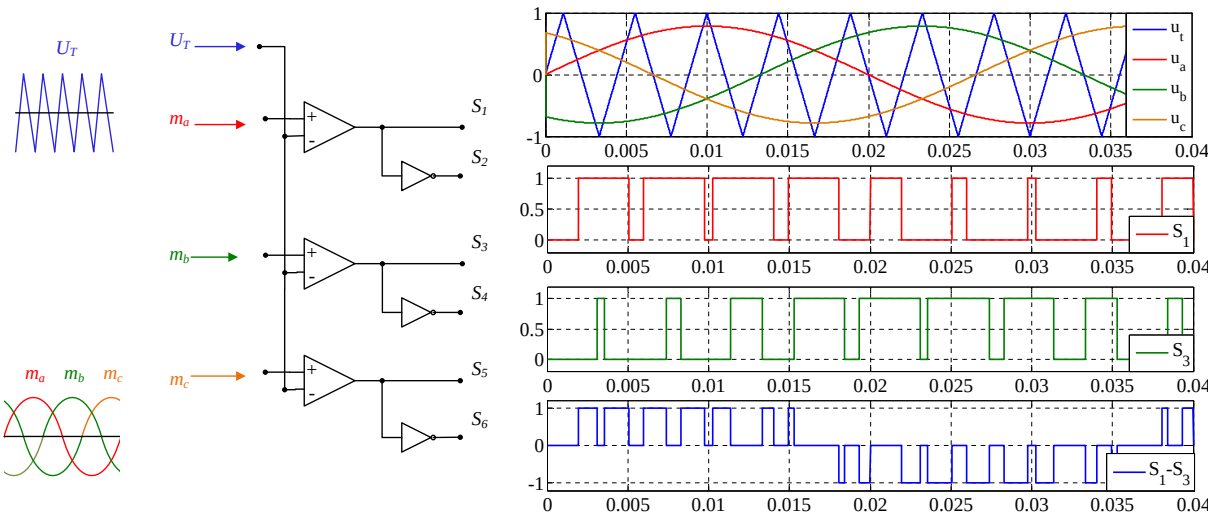


Figura I.9. Modulación de ancho de pulso sinusoidal basado en portadora triangular, a) circuito generador y b) señales PWM.

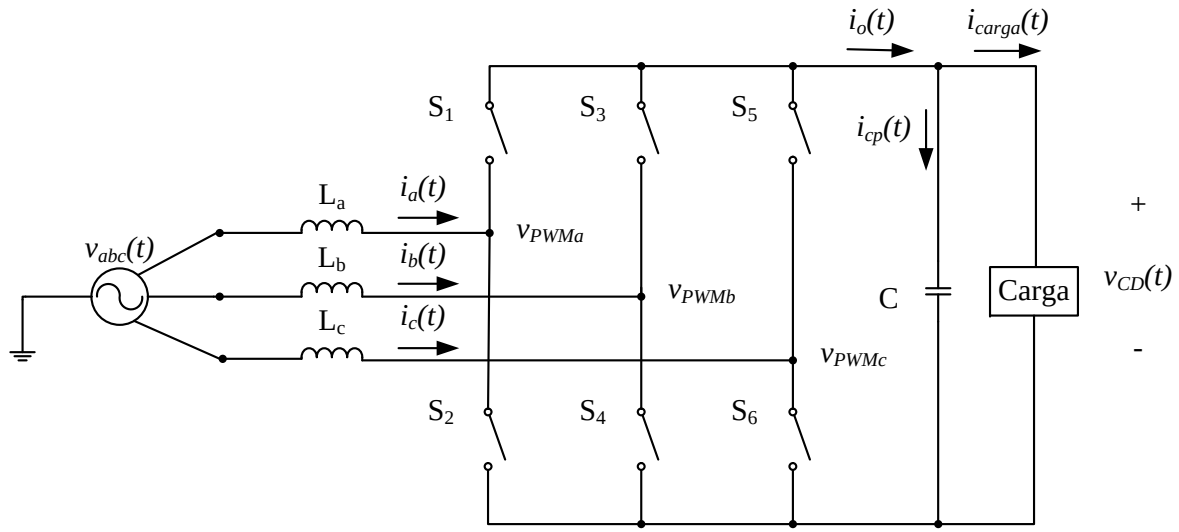


Figura I.10. Rectificador activo con interruptores ideales.

De esta manera los voltajes del sistema trifásico se pueden relacionar con el voltaje en el bus de CD por medio de las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} v_{PWMa} &= \frac{v_{CD}}{2}(S_1 - S_2) \\ v_{PWMb} &= \frac{v_{CD}}{2}(S_3 - S_4) \\ v_{PWMc} &= \frac{v_{CD}}{2}(S_5 - S_6) \end{aligned} \tag{I.1}$$

donde:

v_{PWMa},v_{PWMb} y v_{PWMc} son los voltajes de la rama correspondiente al neutro del sistema trifásico.

Para evitar un corto circuito en el convertidor se debe respetar la condición de que dos interruptores de la misma rama no pueden encenderse al mismo tiempo. De modo que atendiendo las consideraciones de continuidad de corriente en cada fase se presenta:

$$\begin{aligned} S_1 + S_2 &= 1 \\ S_3 + S_4 &= 1 \\ S_5 + S_6 &= 1 \end{aligned} \tag{I.2}$$

Sustituyendo I.2 en la primera ecuación, resulta:

$$\begin{aligned} v_{PWMa} &= \frac{v_{CD}}{2}(2S_1 - 1) \\ v_{PWMb} &= \frac{v_{CD}}{2}(2S_3 - 1) \\ v_{PWMc} &= \frac{v_{CD}}{2}(2S_5 - 1) \end{aligned} \tag{I.3}$$

Partiendo de que las cantidades entre paréntesis en la ecuación I.3 toman valores ± 1 es conveniente definir nuevas funciones de conmutación m_a, m_b y m_c, tal que $m_a = 2S_1 - 1$, etc. Por lo tanto:

$$\begin{aligned} v_{PWMa} &= \frac{v_{CD}}{2} m_a \\ v_{PWMb} &= \frac{v_{CD}}{2} m_b \\ v_{PWMc} &= \frac{v_{CD}}{2} m_c \end{aligned} \tag{I.4}$$

La corriente en el lado de CD está dada por:

$$i_o = i_a \frac{m_a + 1}{2} + i_b \frac{m_b + 1}{2} + i_c \frac{m_c + 1}{2} \tag{I.5}$$

Considerando el caso de un sistema trifásico balanceado:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \tag{I.6}$$

Sustituyendo I.6 en la expresión I.5 se simplifica, resultando:

$$i_o = \frac{1}{2}\left(i_a m_a + i_b m_b + i_c m_c\right) \tag{I.7}$$

Finalmente la potencia en el lado de CD se puede expresar como:

$$p = \frac{v_{CD}}{2}\left(i_a m_a + i_b m_b + i_c m_c\right) \tag{I.8}$$

Además de la estrategia de modulación, en la topología se cuenta con elementos que tienen estrecha relación con el flujo de potencia y el almacenamiento de la energía, como lo son los inductores de enlace y el condensador por lo que es necesario obtener valores adecuados para estos elementos.

I.4. Dimensionamiento de los elementos pasivos del rectificador

Los valores de capacitancia C e inductancia L son elementos fundamentales en el diseño de un rectificador activo. La inductancia limita la transferencia de potencia que proviene de la red eléctrica y condiciona el rizo en la corriente funcionando como un filtro pasa-bajas de primer orden para la corriente de cada fase.

Por otro lado, el condensador determina el rizo de voltaje en el *bus* de CD, y en esta aplicación tiene la tarea de almacenar energía y proporcionarla para la exposición, por lo que este elemento tiene una importancia mayúscula.

I.4.1. Selección del condensador

Para determinar el valor del condensador se debe partir del comportamiento del voltaje en el *bus* de CD durante un ciclo de carga y descarga; ambas etapas forman la parte central de un ciclo operativo del equipo, ver figura I.11

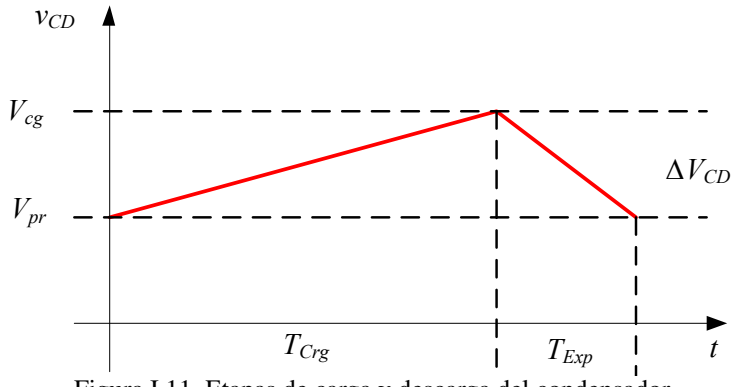


Figura I.11. Etapas de carga y descarga del condensador.

Considérese, que en un principio, se tiene el nivel de voltaje de precarga V_{pr} en el *bus* de CD, el cual se ha alcanzado después de las etapas de arranque suave y precarga, posteriormente, se realiza la carga del condensador operando al convertidor como rectificador activo durante un tiempo denominado T_{Crg} que en la Metodología de este trabajo se definió de 200 milisegundos, el cual termina al alcanzar el nivel de voltaje de carga V_{cg}. Posteriormente tiene lugar la exposición radiológica durante un tiempo T_{Exp} de 100 milisegundos.

Un análisis de estos dos intervalos de tiempo y los dos niveles de voltaje permiten encontrar una expresión para determinar el valor del condensador, el desarrollo es el siguiente:

Sea ΔV el diferencial de tensión entre V_{cg} y V_{pr} dado por:

$$\Delta V = V_{cg} - V_{pr} \tag{I.9}$$

donde:

$$V_{pr} = nV_{cg} \tag{I.10}$$

con:

$$0 \leq n \leq 1$$

Ahora, se considera un diferencial de energía dado por:

$$\Delta E = E_{cg} - E_{pr} \tag{I.11}$$

como la energía en un capacitor está dada por:

$$\Delta E = \frac{1}{2} C \left[V_{cg}^2 - V_{pr}^2 \right] \tag{I.12}$$

sustituyendo n en I.12 se tiene:

$$\Delta E = \frac{1}{2} C V_{cg}^2 \left[1 - n^2 \right] \tag{I.13}$$

aplicando el concepto de energía en I.13 resulta:

$$PT_{Exp} = \frac{1}{2} C V_{cg}^2 \left[1 - n^2 \right] \tag{I.14}$$

despejando para C se obtiene:

$$C = \frac{2PT_{Exp}}{V_{cg}^2 \left[1 - n^2 \right]} \tag{I.15}$$

Observando la expresión I.15 se puede concluir que si se desea almacenar una mayor cantidad de energía se debe incorporar una capacitancia de un valor mayor, lo que significa un pico de corriente alto durante la energización evidenciando la necesidad de la etapa de arranque suave.

I.4.2. Selección de los inductores

En el caso del valor de la inductancia, vale la pena mencionar que existe un compromiso entre el voltaje en el bus de CD y el valor del inductor, para que el inductor sea capaz de cancelar los armónicos de corriente debe existir un alto di/dt derivado de un valor de inductancia pequeño. Sin embargo, el incorporar un inductor demasiado pequeño trae consigo un rizo de corriente mayor que puede incrementar la distorsión armónica y este efecto puede aparecer en la tensión del *bus* de CD.

Se puede realizar un análisis a partir del valor mínimo de tensión en el *bus* de CD para obtener un valor máximo de inductancia sin caer en la zona de pérdida de control, a partir de $V_{CDmín} \geq \sqrt{6}V_a$, donde V_a es el voltaje eficaz de la fase A.

Del análisis de voltajes de Kirchhoff para el circuito equivalente por fase, en este caso para la fase A del convertidor en su sección de entrada se obtiene:

$$V_{CDmín} \geq \sqrt{3\left[(V_a)^2 + (\omega L_a I_a)^2\right]} \tag{I.16}$$

donde I_a es el valor eficaz de la corriente de la fase A y $\omega = 2\pi f$, con $f = 60Hz$.

Despejando L_a se obtiene:

$$L_a \leq \frac{\sqrt{\frac{1}{3}\left(V_{CDmín}\right)^2 - (V_a)^2}}{\omega I_a} \tag{I.17}$$

Otro criterio para establecer un límite máximo para el valor de la inductancia está relacionado con la dinámica del convertidor; este método busca obtener una expresión que permita tener la mayor velocidad posible en la respuesta del rectificador, para ello se define una cota superior para el valor de la inductancia en relación con la derivada de la corriente.

Atendiendo al peor caso para el seguimiento de la corriente, éste tiene lugar cuando la tensión en la inductancia es mínima y la derivada de la corriente a seguir es máxima.

El valor mínimo de tensión en el inductor está dado por:

$$V_{Lmín} = \frac{V_{CD} - \sqrt{3}V_a}{2} \tag{I.18}$$

En este caso, el valor del inductor se puede determinar a partir de:

$$L_a \leq \frac{V_{Lmin}}{2\,{di}/{dt}} \tag{I.19}$$

A su vez, la derivada máxima de la corriente, asumiendo que ésta es una sinusoidal, se puede expresar como:

$${di}/{dt} = 2\pi f_s I_{ap} \tag{I.20}$$

donde I_{ap} es el valor pico de la corriente de la fase A y f_s es la frecuencia de conmutación del convertidor.

Sustituyendo (I.18) y (I.20) en (I.19) resulta:

$$L_a \leq \frac{V_{CD} - \sqrt{3}V_a}{4\pi f_s I_{ap}} \tag{I.21}$$

ó:

$$L_a \leq \frac{V_{CD} - \sqrt{3}V_a}{2\omega I_{ap}} \tag{I.22}$$

Las expresiones (I.17) y (I.22) permiten establecer un cota máxima para el inductor de enlace, sin

embargo (I.17) permite valores un tanto elevados de inductancia (ver figura I.12), lo que resulta en un menor rizo de corriente pero a cambio se obtendrá una dinámica más lenta del convertidor; por esta razón se toma en consideración la expresión I.22 para el diseño del rectificador activo pensado en el desempeño del convertidor operando en lazo cerrado.

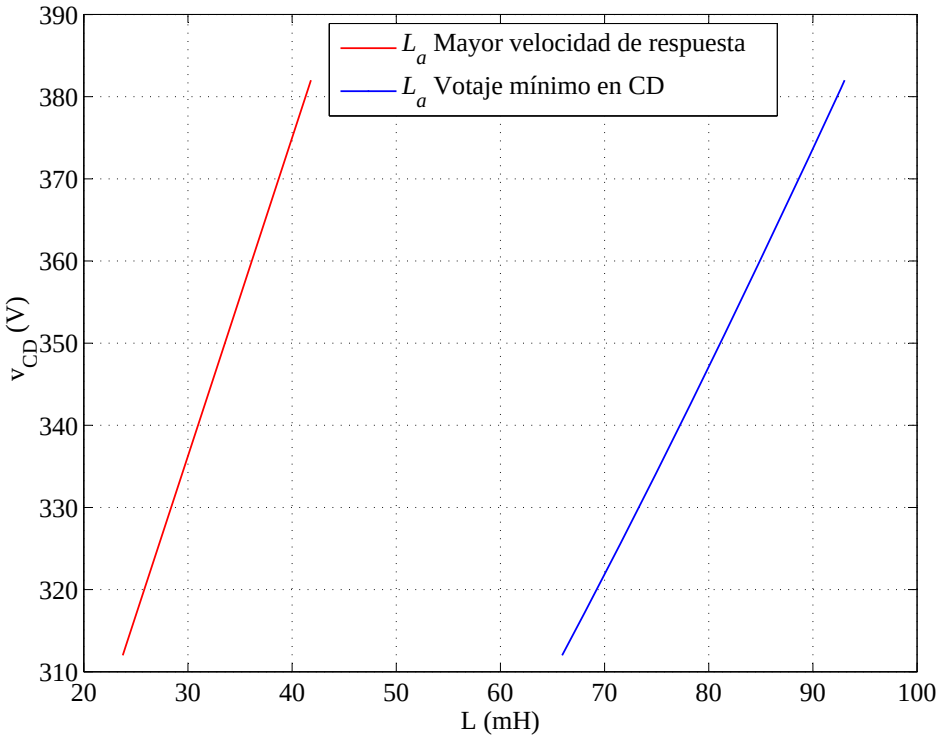


Figura I.12. Comparativa del valor máximo de inductancia por voltaje mínimo de CD y por velocidad de respuesta a una potencia 1200 W.

El siguiente paso es obtener modelos matemáticos, de manera que las expresiones resultantes permitan visualizar la dinámica del convertidor. La finalidad es poder operar el rectificador en lazo cerrado y de esta forma acceder a las mejores condiciones de THD y FP que la topología puede ofrecer y al mismo tiempo llevar a cabo la secuencia operativa descrita.

Capítulo II

Análisis y modelado del rectificador activo

Se ha mencionado que el rectificador activo es capaz de aportar bajo contenido armónico, alto factor de potencia, regulación en el *bus* de CD y buen manejo del flujo de la energía; estas características se hacen evidentes cuando el convertidor se pone en funcionamiento. Para tener una mejor perspectiva del desempeño del mismo, en este capítulo se presenta el análisis por fase del convertidor para encontrar las señales moduladoras que permitan su operación en lazo abierto.

Posteriormente, se obtienen los modelos matemáticos del rectificador que son útiles para el diseño de controladores y que permiten la operación en lazo cerrado del convertidor con la intensión de conseguir mejorar su desempeño. Finalmente, se determina la región en la cual el rectificador opera de manera confiable.

II.1. Análisis por fase del convertidor

Este tipo de análisis permite obtener la señal moduladora correspondiente a la fase A, una vez que se cuenta con la información de amplitud y fase de esta señal es posible encontrar las moduladoras de las fases B y C generando otro par de señales con la misma amplitud pero con desfasamientos de 120 ° y 240 ° respectivamente para la generación de las señales de conmutación por medio de SPWM. Para comenzar este desarrollo, se utiliza el modelo equivalente por fase del rectificador activo el cual se puede apreciar en la figura II.1.

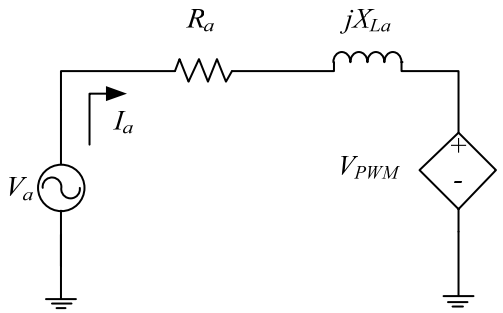


Figura II.1. Circuito equivalente por fase del rectificador activo.

Con fines de llevar a cabo el análisis, se asume que las tres tensiones del sistema trifásico de alimentación se encuentran balanceadas y que la frecuencia de conmutación f_s es lo suficientemente elevada para ignorar los efectos de los armónicos provocados por la conmutación. En cuanto a los elementos del circuito equivalente, se denominará R_a a la resistencia y jX_{La} a la reactancia dada por: $jX_{La} = j\omega L_a$, ambas asociadas a la inductancia de enlace de la fase A. Por último, se le denomina V_{PWM} al voltaje eficaz aparece en las tres ramas de semiconductores. Se parte de la premisa de que es posible controlar la energía hacia la carga ajustando la fase entre la fuente de voltaje cuyo valor eficaz de tensión es V_a y la fuente controlada V_{PWM}.

El análisis comienza con la expresión de potencia activa en la carga a partir de sistema trifásico la cual está dada por:

$$P = 3I_a V_a \cos\phi \tag{II.1}$$

donde:

I_a es el valor eficaz de la corriente de la fase A, V_a es el valor eficaz del voltaje de la fase A y $P = 3P_a$, con P_a que es la potencia que aporta la fase A.

Despejando en (II.1) se obtiene:

$$I_a = \frac{P}{3V_a \cos\phi} \tag{II.2}$$

La ecuación (II.2) permite establecer un valor eficaz de corriente y con ello poder continuar el desarrollo para encontrar una señal moduladora. Para continuar con el análisis, se aplica de Ley de voltajes de Kirchhoff al circuito de la figura II.1 y se obtiene:

$$V_{PWM} = V_a - (R_a + jX_{La})\, I_a \tag{II.3}$$

En este punto del desarrollo es posible encontrar un valor eficaz y un ángulo de fase para el voltaje conmutado V_{PWM} mediante la sustitución del voltaje eficaz de alimentación y los parámetros del inductor. Como se vio en el capítulo anterior, existe una relación entre la señal moduladora m_a, V_{PWM} y V_{CD} dada por:

$$V_{PWM} = \frac{M_a V_{CD}}{2} \tag{II.4}$$

donde:

M_a es el valor eficaz de la señal moduladora de la fase A.

Se puede obtener el valor pico de la señal moduladora m_{ap} despejando dicho término de la ecuación (II.4) resultando:

$$m_{ap} = \frac{2\sqrt{2}V_{PWM}}{V_{CD}} \tag{II.5}$$

Con la finalidad de validar el análisis anterior la Tabla II.1 muestra valores paramétricos asignados para llevar a cabo una simulación de la operación del convertidor en lazo abierto, los valores son los que se pretende usar en el resto del desarrollo del rectificador activo.

Tabla II.1. Parámetros de simulación del modelo por fase.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
P_{CD}	1200 W	f	60 Hz
R_a	0.4 Ω	ω	377 rad/seg
L_a	4.1 mH	C	3400 μF
V_a	127 V_{rms}	I_a	3.15 A_{rms}
V_{CD}	380 V	f_s	4980 Hz
FP	1	m_a	$0.9366 \angle -2.2171°$

Las formas de onda resultantes se muestran en la figura II.2 donde se puede apreciar un pequeño error en el nivel de voltaje en el *bus* de CD , la corriente y la tensión de la fase A se aprecian sin desfasamiento cuando el convertidor ha alcanzado el estado estable; finalmente, se observa que el nivel de potencia en la carga se ve reducido por el error en el voltaje de CD, para el cual es importante considerar la caída de voltaje en R_a.

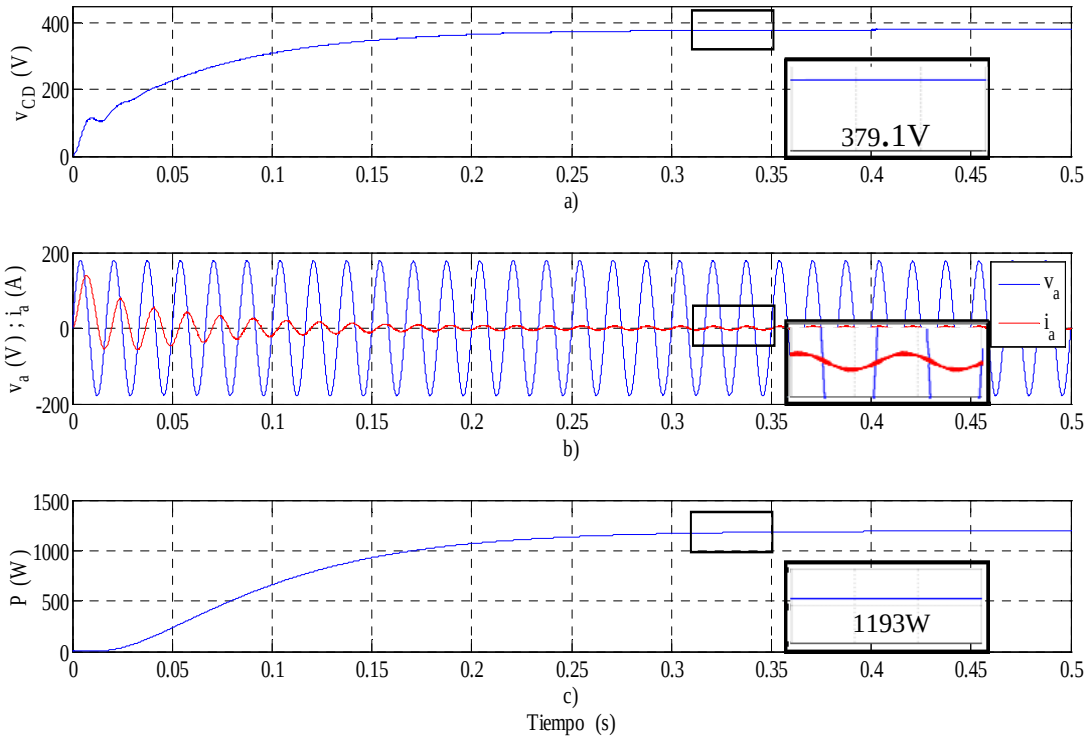


Figura II.2. Rectificador activo operando en lazo abierto, a) voltaje en el *bus* de CD, b) voltaje y corriente de la fase A y c) potencia en la carga.

Una condición importante se puede ver en el inicio del trazo de la corriente de fase, donde se alcanza un pico de aproximadamente 150 A, condición que puede dañar los semiconductores del convertidor. De aquí que sea necesario adicionar la etapa de arranque suave como parte de la secuencia operativa.

En este punto ya es posible que el rectificador lleve a cabo la secuencia operativa descrita, la lógica para cada una de las etapas se ha implementado con elementos combinacionales y secuenciales. Hasta este punto, el diseño de la secuencia está dado para que se ejecute una etapa una vez concluida la anterior, por este motivo se dan varios ciclos en un periodo de tiempo relativamente corto, ver figura II.3.

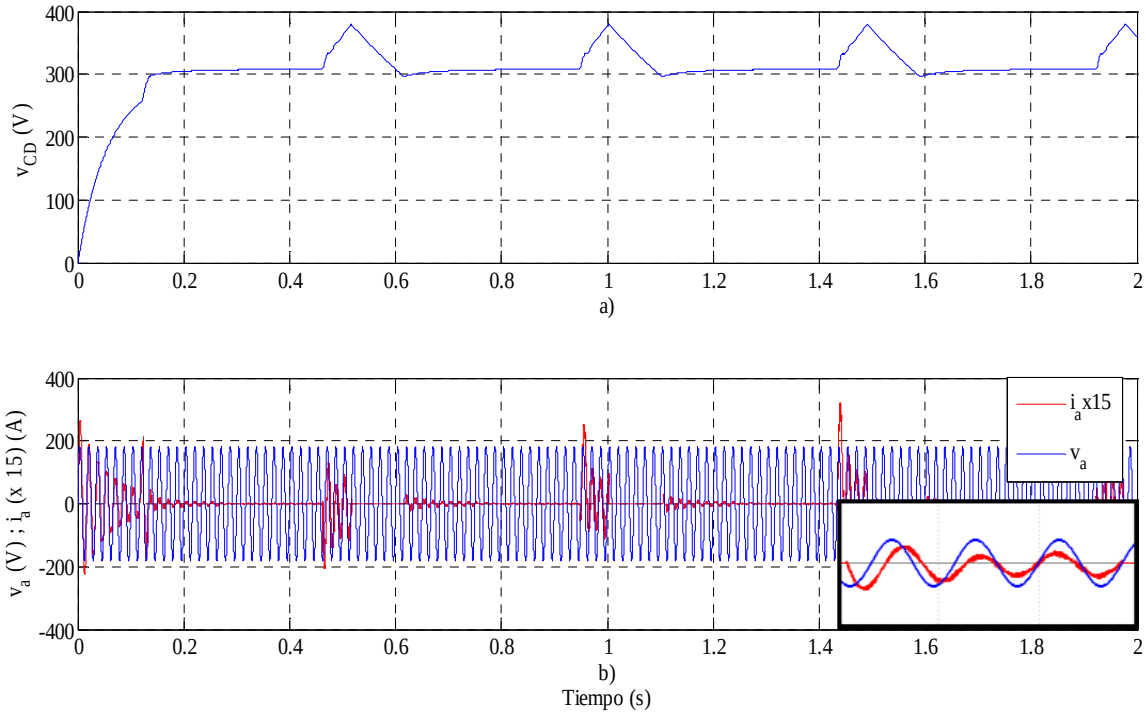


Figura II.3. Rectificador en lazo abierto con secuencia operativa, a) voltaje en el *bus* de CD y b) corriente y voltaje de la fase A.

La figura II.3 permite validar que el rectificador activo es adecuado para la aplicación y desempeña correctamente los ciclos de carga y descarga de la secuencia operativa, los cuales se reflejan en el trazo del *bus* de CD. Sin embargo en el acercamiento del voltaje y corriente de fase se aprecia que estas señales tardan aproximadamente dos ciclos de línea en ponerse en fase, lo que significa flujo de potencia reactiva, y no opera con factor de potencia unitario. Esta condición operativa tiene solución mediante la inclusion de controladores en lazo cerrado.

II.2. Modelo promedio del convertidor

De la misma forma que en [28], se comienza el desarrollo para obtener el modelo del rectificador en *abc*, donde los voltajes y corrientes son variantes en el tiempo, asumiendo un sistema de alimentación balanceado y un elevada frecuencia de conmutación para despreciar los armónicos de alta frecuencia; se hace uso del circuito simplificado del rectificador activo de la figura II.4.

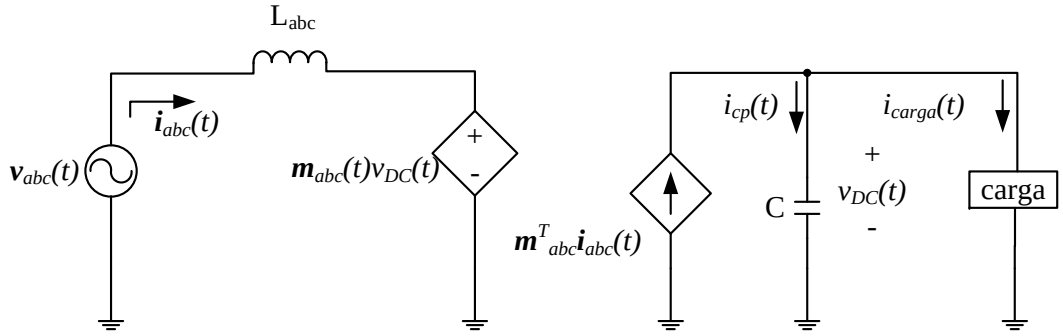


Figura II.4. Circuito equivalente del rectificador activo en *abc*.

Aplicando la ley de voltajes de Kirchhoff a la parte entrada del circuito se obtiene:

$$L\frac{d\mathbf{i}_{abc}(t)}{dt} = \mathbf{v}_{abc}(t) - R\mathbf{i}_{abc}(t) - v_{CD}(t)\mathbf{m}_{abc}(t) \tag{II.6}$$

donde R es la resistencia asociada a cada una de las inductancias L de enlace, el vector de las corrientes de fase está en la forma:

$$\mathbf{i}_{abc}(t) = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}$$

De la misma forma, el vector de los voltajes es:

$$\mathbf{v}_{abc}(t) = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix}$$

y el vector de las funciones de conmutación:

$$\mathbf{m}_{abc}(t) = \begin{bmatrix} m_a(t) \\ m_b(t) \\ m_c(t) \end{bmatrix}$$

Ahora, se aplica la ley de corrientes de Kirchhoff al circuito de salida y se obtiene:

$$i_o(t) = i_{cp}(t) + i_{carga}(t) \tag{II.7}$$

Usando la definición de corriente en un condensador y reordenado la ecuación (II.7) resulta:

$$i_{cp}(t) = C\frac{dv_{CD}(t)}{dt}$$

En este punto se consideraran las etapas subsecuentes de la estructura del equipo de rayos X como una carga resistiva, considerando que el tubo de rayos X es el elemento que domina y que tiene un comportamiento resistivo, por lo tanto:

$$i_{carga}(t) = \frac{v_{CD}(t)}{R_{carga}}$$

Sustituyendo las dos últimas expresiones en la (II.7) se tiene:

$$C\frac{dv_{CD}(t)}{dt} = \mathbf{m}_{abc}^{T}(t)\mathbf{i}_{abc}(t) - \frac{v_{CD}(t)}{R_{carga}} \tag{II.8}$$

El modelo del rectificador activo, en *abc*, está dado por las ecuaciones (II.6) y (II.8). Ahora, es posible realizar una transformación del modelo obtenido para ubicarlo en el marco de referencia *dq*, lo que trae consigo ventajas en cuanto al aumento en la simplicidad del modelo mismo y de la interpretación y manejo de las variables que surge en este nuevo escenario móvil [29].

II.2.1. Transformación *dq*

La idea surge del desarrollo conocido como: *"Método de Blondel* [1] *de dos reacciones"* y el trabajo lo culmina R.H. Park en [30]. La Transformación *dq*, también llamada Transformación de Park, es conocida por su utilidad en el modelado de motores y máquinas eléctricas pero puede ser aplicada a cualquier sistema de tres variables trifásicas equilibradas como es el caso de los voltajes, corrientes y señales moduldoras comprendidos en el diseño del rectificador activo trifásico. El hecho de llevar a cabo la transformación brinda las siguientes ventajas:

- Reduce un sistema trifásico en uno de solo dos ejes (*d* eje directo y *q* eje de cuadratura)
- La componente *d* representa la componente fundamental activa y *q* la parte reactiva
- Las componentes fundamentales del sistema se mapean en niveles de CD

La aplicación de esta transformada en electrónica de potencia está dirigida a compensación de componentes armónicas [29], detección de sags de voltaje [31], etc. Además, los beneficios que aporta la transformación pueden también ayudar a realizar un diseño del control del convertidor más simple, independientemente de la técnica de control que se desee utilizar, como pueden ser estrategias no-lineales donde es posible garantizar estabilidad global, sólo por citar un ejemplo; en [32] se usa la transformación para un controlador basado en pasividad en una topología multinivel.

A partir de este punto se omitirá la indicación del tiempo en las variables que son función de este parámetro de manera que la transformación *dq* está definida como:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

donde:

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} sen(\omega t) & sen(\omega t - {}^{2\pi}/_{3}) & sen(\omega t + {}^{2\pi}/_{3}) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - {}^{2\pi}/_{3}) & \cos(\omega t + {}^{2\pi}/_{3}) \\ {}^{1}/_{2} & {}^{1}/_{2} & {}^{1}/_{2} \end{bmatrix}$$

[1] André Eugène Blondel (1863–1938)

y su inversa está dada por:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix}$$

y se define como :

$$T^{-1} = \begin{bmatrix} sen(\omega t) & \cos(\omega t) & 1 \\ sen(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & 1 \\ sen(\omega t + 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix}$$

Su interpretación física tiene que ver con un observador que se mueve a la misma velocidad que los ejes *dq*, entonces desde su perspectiva pareciera ver que los ejes directo y de cuadratura estuviesen fijos cuando realmente se desplazan a velocidad ωt. La figura II.5 muestra, mediante fasores, el origen de la transformada *dq*.

La componente en cero es un eje homopolar que permite que la matriz de transformación sea cuadrada (3 reglones 3 columnas) y con ello realizar el traslado de los ejes al marco de referencia síncrono; en la figura II.5 el vector cero es normal a esta página.

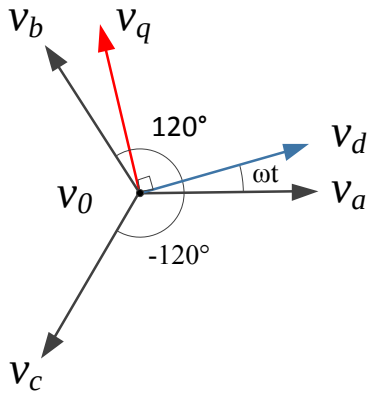


Figura II.5. Diagrama fasorial de la transformación *dq*.

Es importante mencionar que seguramente será necesario regresar a los ejes *abc* una vez que la señal moduladora sea generada por el controlador, esto es posible realizando la transformación inversa.

II.2.2. Modelo del rectificador en el marco de referencia *dq*

El primer paso para llevar el modelo del convertidor al marco de referencia giratorio es multiplicar el lado izquierdo de la ecuación (II.6) por la identidad $T^{-1}T$ y hacer el desarrollo correspondiente, lo que resulta en:

$$L\frac{dT^{-1}T\mathbf{i}_{abc}}{dt} = L\frac{dT^{-1}\mathbf{i}_{dq0}}{dt} + LT^{-1}\frac{d\mathbf{i}_{dq0}}{dt} \tag{II.9}$$

Incorporando los términos resultantes de (II.9) y aplicando la matriz de transformación T para el resto de la expresión matemática (II.6) se obtiene:

$$LT\frac{dT^{-1}\mathbf{i}_{dq0}}{dt} + LTT^{-1}\frac{d\mathbf{i}_{dq0}}{dt} = T\mathbf{v}_{abc} - RT\mathbf{i}_{abc} - v_{CD}T\mathbf{m}_{abc}^{T} \tag{II.10}$$

Dejando la expresión anterior en términos de la dinámica, se tiene:

$$L\frac{d\mathbf{i}_{dq0}}{dt} = \mathbf{v}_{dq0} - R\mathbf{i}_{dq0} - v_{CD}\mathbf{m}_{dq0}^{T} - LT\frac{dT^{-1}\mathbf{i}_{dq0}}{dt} \tag{II.11}$$

Desarrollando el término a la derecha de la ecuación (II.11), el modelo toma la forma:

$$LT\frac{dT^{-1}\mathbf{i}_{dq0}}{dt} = -L\omega\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{II.12}$$

Sustituyendo (II.12) en (II.10) resulta:

$$L\frac{d\mathbf{i}_{dq}}{dt} = \mathbf{v}_{dq} - R\mathbf{i}_{dq} - v_{CD}\mathbf{m}_{dq}^{T} + L\omega \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dq} \tag{II.13}$$

Ahora se procede a realizar la transformación dq de la ecuación (II.8), primero se incorpora la matriz de transformación T a cada uno de los términos de la expresión.

$$C\frac{dv_{CD}}{dt} = \mathbf{m}_{abc}^{T} T^{-1} T\mathbf{i}_{abc} - \frac{v_{CD}}{R_{carga}} \tag{II.14}$$

Haciendo la transformación de cada uno de ellos se obtiene:

$$C\frac{dv_{CD}}{dt} = \frac{\mathbf{m}_{dq}^{T}}{2}\mathbf{i}_{dq} - \frac{v_{CD}}{R_{carga}} \tag{II.15}$$

Presentando en forma vectorial el segundo termino de la ecuación anterior resulta:

$$C\frac{dv_{CD}}{dt} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} m_d & m_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{v_{CD}}{R_{carga}} \tag{II.16}$$

Llevando a cabo el producto de los vectores de la ecuación (II.16) se obtiene:

$$C\frac{dv_{CD}}{dt} = \frac{1}{2}\left(m_d i_d + m_q i_q\right) - \frac{v_{CD}}{R_{carga}} \tag{II.17}$$

La ecuación (II.13) se puede desglosar en una expresión dinámica para la corriente activa y otra para la corriente reactiva de manera que el modelo completo del rectificador incluyendo la ecuación (II.17) queda dado por:

$$\begin{aligned}\frac{di_d}{dt} &= -\frac{R}{L}i_d + \omega i_q - \frac{1}{2L}m_d v_{CD} + \frac{v_d}{L} \\ \frac{di_q}{dt} &= -\omega i_d - \frac{R}{L}i_q - \frac{1}{2L}m_q v_{CD} + \frac{v_q}{L} \\ \frac{dv_{CD}}{dt} &= \frac{1}{2C}m_d i_d + \frac{1}{2C}m_q i_q - \frac{1}{R_{carga}C}v_{CD}\end{aligned} \tag{II.18}$$

Si se asume que el sistema trifásico de alimentación es balanceado la componente en cuadratura de voltaje desaparece, $v_q = 0$. De manera que la potencia activa y la potencia reactiva quedan dadas en términos de *dq* como:

$$P = \frac{3}{2}\left(v_d i_d\right) \tag{II.19}$$

y:

$$Q = -\frac{3}{2}\left(v_d i_q\right) \tag{II.20}$$

En el modelo dado por II.18 se pueden apreciar productos de variables de estado con variables de entrada, es decir, términos acoplados propios de un sistema no lineal. Dichas nolinealidades influyen en las expresiones referentes a las potencias activa y reactiva lo que impide un manejo independiente de estos parámetros.

Otro aspecto importante, y que se puede deducir una vez que se tiene el modelo en el marco de referencia *dq* es determinar la región gráfica de puntos donde la topología es operativa.

II.3. Región de operación

Es bien sabido que el medio para llevar al rectificador activo a un punto de operación son las señales moduladoras.

El adecuado desempeño del convertidor depende de que se encuentre trabajando en un punto de operación dentro de la región donde su comportamiento es lineal, que es el lugar donde existe una relación lineal entre la moduladora y la componente fundamental del voltaje PWM.

Mediante la amplitud de las señales moduladoras es posible operar al convertidor dentro de la región lineal de operación y conseguir que responda de manera adecuada a las señales moduladoras de control.

La región de operación se define como la representación gráfica del conjunto de puntos de dentro de la región de operación donde el rectificador es capaz de operar de manera confiable y con baja distorsión armónica; es decir, manteniéndose en los valores de las variables de estado en estado estable definidos por las restricciones que imponen las características inherentes de la topología.

Se sabe que las características de las tensiones fase neutro y los valores de los elementos pasivos difícilmente pueden cambiarse en línea, lo que deja como único grado de libertad las señales de control.

De manera que las moduladoras deben satisfacer la restricción impuesta por (II.21) con lo que se asegura que el convertidor opera dentro de la región lineal, donde el valor de la amplitud de la señal portadora U_T ha sido normalizado.

$$m_d^2 + m_q^2 \leq 1 \tag{II.21}$$

El desempeño del convertidor dentro de la región lineal de operación se caracteriza por presentar una tensión en el bus de CD del rectificador activo proporcional a la amplitud de las señales de control. La figura II.6 representa el conjunto de valores permitidos para las componentes *dq* de las señales de control.

Eventualmente, se puede presentar el caso que la moduladoras no cumplan la condición (II.21) y el convertidor salga de la región de operación hacia una región llamada sobremodulación, donde el comportamiento de las variables del rectificador no es lineal, lo cual no es una condición deseable ya que aparece distorsión en la forma de onda de las corrientes, después de la región de modulación se encuentra la zona de pérdida del límite de control.

Como se mencionó anteriormente, la topología seleccionada tiene capacidad de manejar flujo de potencia en ambos sentidos, del suministro eléctrico a la carga (operación rectificadora) y si la carga tiene capacidad regenerativa, la potencia puede fluir hacia el suministro (operación inversora). Por lo que el análisis se extiende para potencia activa y reactiva; sin embargo, para la presente aplicación la presencia de potencia reactiva no es deseable.

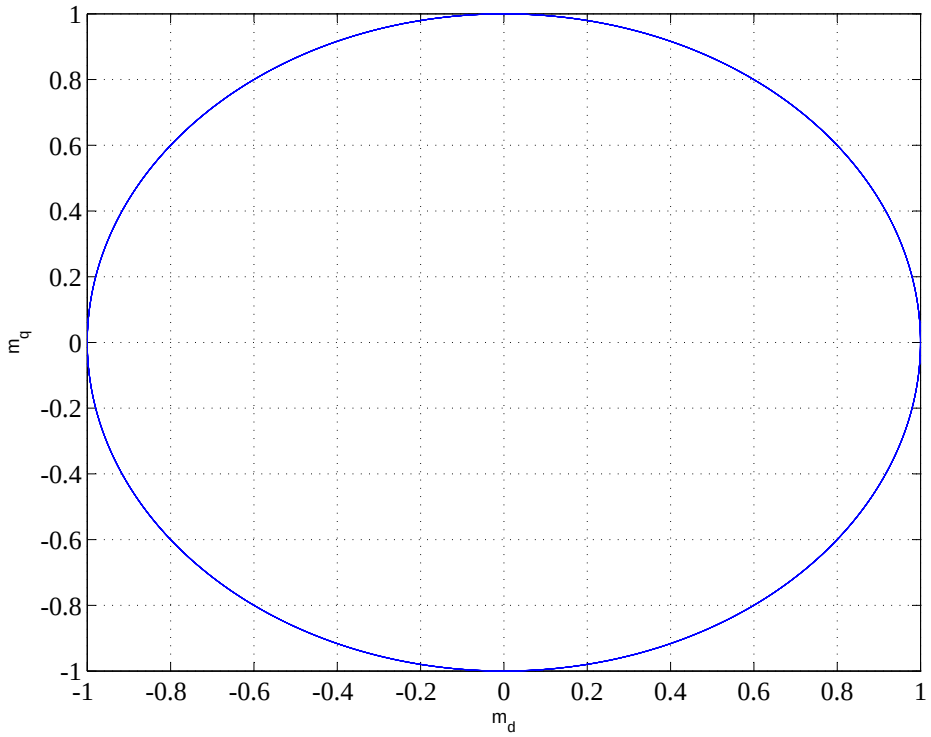


Figura II.6. Valores para las moduladoras en *dq* para operar el rectificador en la región de operación.

Usando una metodología similar a la usada en [33] para dimensionar la capacidad de transferencia de potencia de un convertidor monofásico, se asume que el rectificador se encuentra operando en estado estable, por lo que las dinámicas del sistema dado por (II.18) se igualan a cero. Bajo esta condición las componentes activa y reactiva de corriente toman las formas (II.22) y (II.23), respectivamente.

$$i_d = -\frac{m_q V_{CD}}{2\omega L} \tag{II.22}$$

$$i_q = \frac{m_d V_{CD} - 2V_d}{2\omega L} \tag{II.23}$$

De manera que la expresión para la transferencia de potencia activa en el marco de referencia *dq* en estado estable está dada por:

$$P = -\frac{3m_d V_{CD}}{4\omega L} V_d \tag{II.24}$$

y la potencia reactiva está dada por:

$$Q = \frac{2V_d - 3V_{CD}m_q}{4\omega L}V_d \tag{II.25}$$

A partir de la ecuación (II.24) para la potencia activa y de los limites establecidos para la región de operación dados por la expresión (II.21) se puede apreciar, de manera gráfica en la figura II.7, la capacidad de transferir potencia del convertidor con un voltaje V_d de 179.6 V una inductancia L de 4.1mH y un voltaje en el *bus* de CD de 380 V.

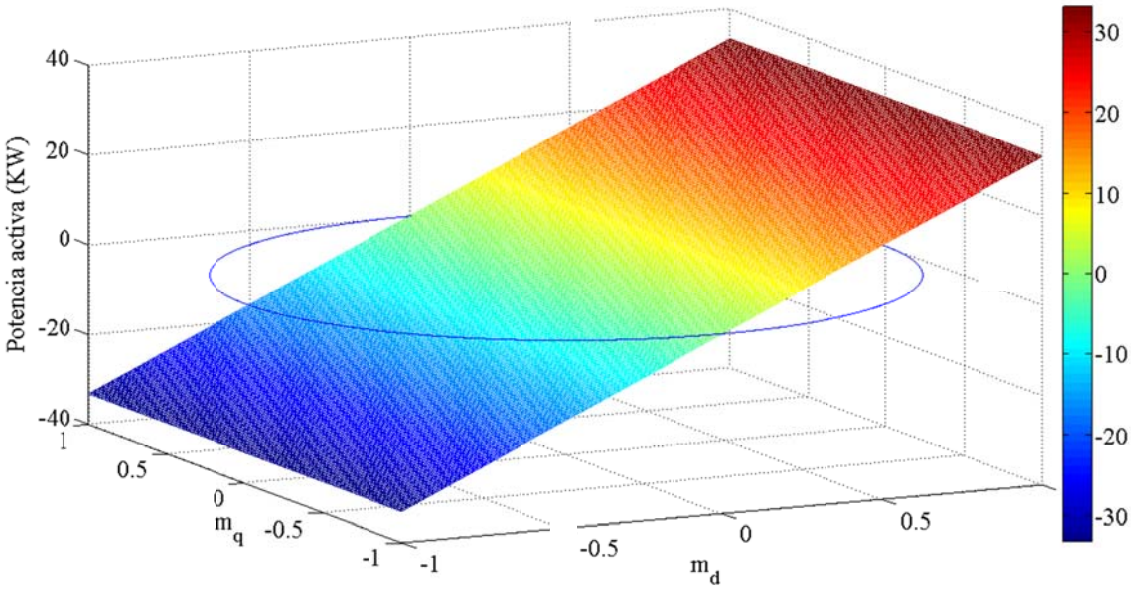


Figura II.7. Transferencia de potencia activa en el rectificador activo.

Con el fin de hacer una interpretación de la figura (II.7), los valores para la transferencia de potencia activa inician donde aparece el circulo que define la región operativa (en el cero del eje de potencia) y se desplazan sobre la parte positiva del eje correspondiente siempre y cuando se mantengan dentro de la proyección cilíndrica que se puede hacer a partir del circulo que define la región de operación.

De la figura II.7 se observa que para los parámetros dados, el convertidor es capaz de transferir poco mas de 30 kW, lo cual es una cantidad considerable pensando en que por el momento se han seleccionado parámetros con la idea de construir un prototipo experimental escalado.

En la figura II.8, se muestra la capacidad de transferencia de potencia reactiva del convertidor y la interpretación es semejante a la que se dio para la gráfica anterior; considere el círculo de la región de operación ubicado sobre el cero del eje de potencia reactiva y trace un cilindro imaginario hacia los valores positivos del mismo eje.

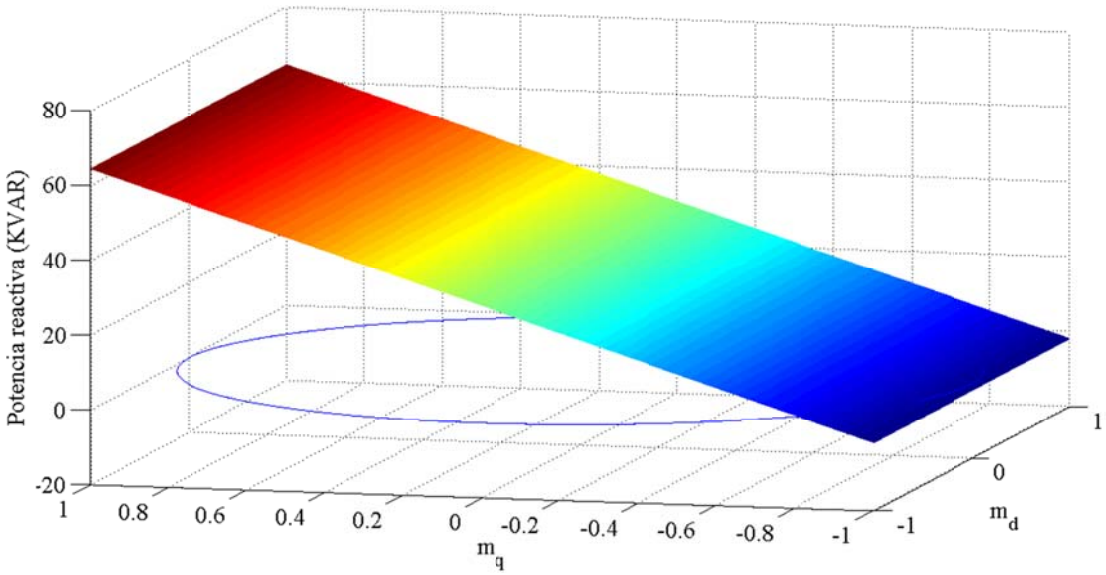


Figura II.8. Transferencia de potencia reactiva en el rectificador activo.

En la figura II.8 se puede observar que la capacidad del convertidor para manejar potencia reactiva es mayor ya que para ciertas combinaciones de las señales moduladoras la potencia reactiva alcanza un valor mayor a 60 kVAR pero el plano no tiene simetría con el cero.

Se puede concluir que el rectificador activo tiene una mayor capacidad para la transferencia de potencia reactiva que activa, aun así la cantidad de Watts que es capaz de hacer fluir hacia las siguientes etapas lo hace muy adecuado para la aplicación. Además, con los parámetros dados y las señales de modulación adecuadas es posible transferir aproximadamente 30 kW lo cual es una ventaja, especialmente por la flexibilidad que se tiene con esta topología al momento de realizar las etapas de carga ya que el tiempo de carga y el nivel de la misma se pueden escoger dentro de un rango muy amplio como se vio gracias a la figura II.7.

Capítulo III

Desarrollo de la estrategia de control

Una vez que se cuenta con los modelos matemáticos del rectificador activo trifásico tanto en *abc* como en el marco de referencia *dq* y se sabe de las capacidades y limitaciones del convertidor para la transferencia de potencia activa y reactiva dentro de la región de operación, se procede a mejorar su desempeño mostrado en relación a la operación a lazo abierto.

Corresponde a la estructura de control la tarea de generar la señal de modulación adecuada para que el convertidor sea capaz de establecerse en un punto de operación donde se cumplan las especificaciones que requiere la aplicación, y al mismo tiempo mantener baja distorsión y alto factor de potencia. Existen diversas técnicas para controlar el convertidor CA/CD, algunas de ellas en el marco de referencia fijo y otras en el marco de referencia giratorio. En este capítulo se definen los objetivos de control para la aplicación, se analizan las ventajas de una estructura que sea la base para una estrategia de control desacoplado; se mencionan algunas técnicas de control que se han usado con el rectificador activo y finalmente se realiza el diseño de los controladores que son parte de la estructura de control.

III.1. Objetivos de control

Para la presente aplicación es conveniente establecer control sobre el flujo de potencia activa hacia la carga, con un bajo contenido armónico y con factor de potencia unitario, es decir, sin flujo de potencia reactiva. Por lo tanto los objetivos de control para el rectificador activo como parte de un equipo de rayos X son:

- Manejo del flujo de potencia activa hacia la carga
- Mantener regulado en el *bus* de CD
- Manejo independiente de las potencias activa y reactiva para conseguir un alto factor de potencia

Existen dos vertientes para realizar el diseño del controlador: una de ellas es hacerlo en *abc* y la otra hacerlo en el marco de referencia *dq*. Si el diseño se lleva a cabo en *abc*, el controlador de tensión entrega el valor de la amplitud pico para la referencia de corriente pero es necesario que las corrientes de fase tengan forma sinusoidal para poder cumplir con los objetivos de control; debido a ello se realiza la multiplicación de la salida del controlador de voltaje de CD con tres señales sinusoidales en fase con cada una de las tensiones del sistema trifásico de alimentación para generar las referencias de corriente [34]. Bajo esta técnica es complicado el poner en fase las señales de tensión y corriente de la misma fase, lo que se traduce en la presencia de potencia reactiva que no es deseable para esta aplicación.

Por el contrario, si el modelo se ubica en el marco de referencia *dq*, donde las componentes fundamentales de tensión y corriente, a partir de un sistema balanceado, se transforman en constantes, el problema de control se convierte en el seguimiento de una referencia que, en la mayoria de los casos, es constante; lo que permite el uso de un gran número de estrategias de control, incluso algunas relativamente simples y con muy buenos resultados. En este tipo de convertidor es común el uso de una estructura de control formada por un par de lazos cerrados, los lazos internos para controlar las componentes de corriente y los lazos externos, uno de ellos para regular el voltaje del *bus* de CD y si es necesario, algún otro lazo externo para controlar el flujo de potencia activa o reactiva.

III.2. Control desacoplado de potencia

El control para el rectificador activo tiene un esquema que ha sido muy usado por su flexibilidad, buenos resultados y la capacidad de poder ser implementado con diferentes estrategias de control, sean de tipo lineal o no lineal. El esquema consiste de una estructura en cascada con

lazos internos para controlar independientemente las componentes de corriente activa y reactiva, y al menos un lazo externo para regular el voltaje en el bus de CD como se ve en la figura III.1.

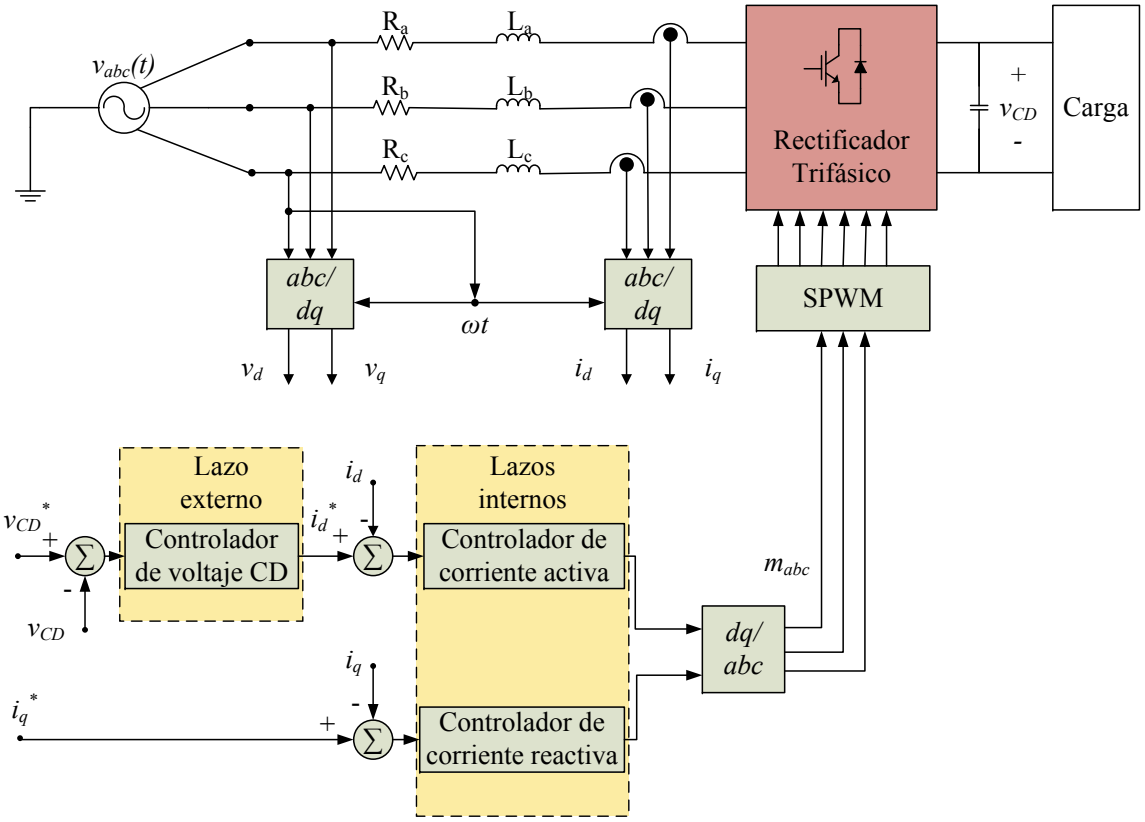


Figura III.1. Estructura de control.

En la figura III.1 se pueden definir a v_{CD}^*, i_d^* e i_q^* como las referencias para las variables correspondientes; además, m_d y m_q son las señales moduladoras en el marco de referencia síncrono, se introduce el término U_T que corresponde a la amplitud de la portadora en caso de ser diferente de la unidad y ω que es la frecuencia de la línea dada por $2\pi f$.

Si la aplicación lo requiere, se pueden implementar lazos externos para el control del flujo de potencia activa y reactiva a través del convertidor. Un convertidor con lazos externos adicionales tiene su mayor uso en aplicaciones de transmisión de potencia [35] [36] y también presenta un buen desempeño la conversión CA/CD en sistemas donde se presentan desbalances de voltaje en el sistema de alimentación [37].

La idea de la estructura surge de que existen dos señales de control m_d y m_q en las cuales se busca relacionar con dos variables del sistema; normalmente se seleccionan las componentes de corriente del sistema i_d e i_q por tener más impacto en el desempeño del convertidor.

La referencia del lazo de corriente activa proviene del controlador de voltaje de *bus* de CD que tiene un dinámica más lenta y la componente reactiva de corriente se establece en cero para esta aplicación en un equipo de rayos X, la razón es que se desea operar al equipo con factor de potencia unitario.

Los lazos internos y lazos externos se desacoplan por medio del ancho de banda de sus funciones de transferencia [38]: el ancho de banda del lazo de externo está una década antes que el ancho del lazo interno con el fin de desacoplar las dinámicas de dichos lazos.

Existen algunas otras técnicas que no requieren el uso de una estructura: en [39] se realizan el control a partir de métodos vectoriales pensados con el fin de reducir el número de sensores para las corrientes de fase y así, reducir el costo de convertidor, pero el desarrollo matemático es complicado.

Otra opción es ubicar el modelo del rectificador en *abc*, donde se presenta el uso de técnicas como lógica difusa o redes neuronales [40] para el control del convertidor con el fin de no lidiar con las nolinealidades del modelo, pero los resultados que se obtienen no son los más adecuados para esta aplicación, pues la distorsión en corriente es significativa. En este trabajo se opta por incluir una técnica basada en un control desacoplado de las componentes activa y reactiva de corriente.

Como se puede ver en la ecuación (II.18) de capítulo anterior, en el modelo del rectificador activo están presentes términos que son el producto de variables de estado con entradas como parte de las ecuaciones dinámicas de las componentes de corriente y del voltaje de CD, es decir, términos acoplados que no permiten el manejo independiente de la potencia activa y reactiva. Estas nolinealidades pueden ser resueltas mediante una estructura de control desacoplado, que permite el manejo independiente de cada una de las componentes.

El control desacoplado, además de solucionar el problema de las nolinealidades del modelo matemático del convertidor, puede ofrecer robustez ante variación de parámetros del sistema, lo que brinda una ventaja adicional a dicha estrategia y flexibilidad para realizar su diseño de acuerdo a la tarea a realizar. Para poder alcanzar los objetivos de control que se buscan en un equipo de rayos X es conveniente adoptar una estructura de control con el diseño que aparece en la figura (III.2) compuesta por dos lazos internos: uno para el control de la componente activa de las corrientes de fase y otro para estabilizar la componente reactiva y un lazo para regular el voltaje en el *bus* de CD.

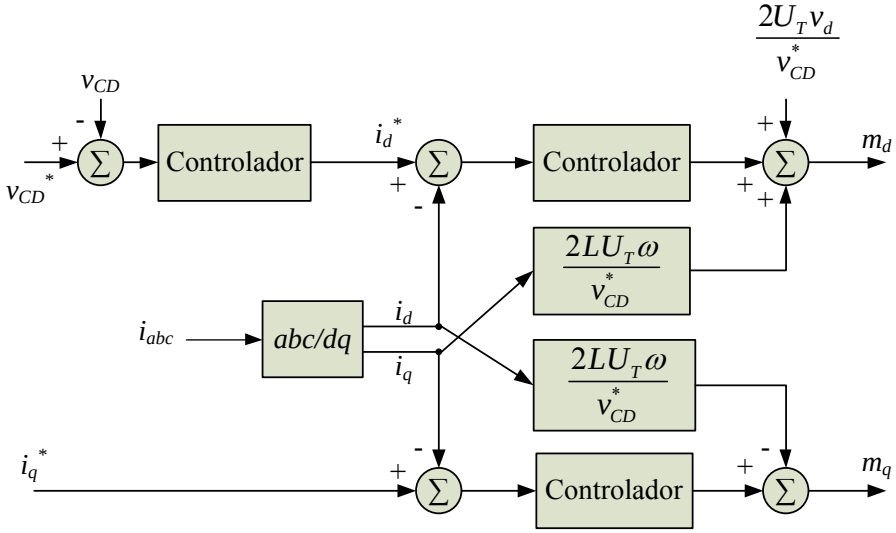


Figura III.2. Esructura de control desacoplado.

Cabe mencionar que los lazos internos de corriente son los que tienen más peso en el buen desempeño de la estructura de control; para ellos se han realizado diseños de los controladores con base en diferentes estrategias de control, algunas de tipo lineal, como en [41] donde se usa retroalimentación de estado. Por otra parte, los controladores también han sido implementados con alguna de las estrategias de control no lineal que se pueden ver en [42], como linealización por retroalimentación usando la técnica linealización entrada salida en [43] o con herramientas de diseño no lineal como control basado en pasividad en [44]. Incluso en [45] se presenta un desarrollo de los lazos internos basado en métodos vectoriales pero en esta ocasión conservando la estructura de los lazos internos y externos.

En cuanto al lazo externo, normalmente se usa el controlador PI para generar la referencia de corriente activa a partir del error generado por la diferencia entre el valor medido del bus de CD y su referencia; para este lazo no existen demasiadas variantes en la literatura salvo el uso de un controlador difuso que actúa cuando la diferencia de la componente de corriente y su referencia generada por el lazo externo es lo suficientemente grande y pueda causar incertidumbres en el control [46].

Sin embargo, debido a que el uso del rectificador activo como parte de un equipo de rayos X es una aplicación novedosa se decide que para este trabajo todos los lazos de control en la estructura se implementarán con controladores tipo PI, con ello se busca tener un punto de partida para evaluar el desempeño del rectificador activo trifásico realizando esta tarea.

La estructura de control que de manera particular se va a emplear para un equipo de rayos X se

puede apreciar en la figura III.3.

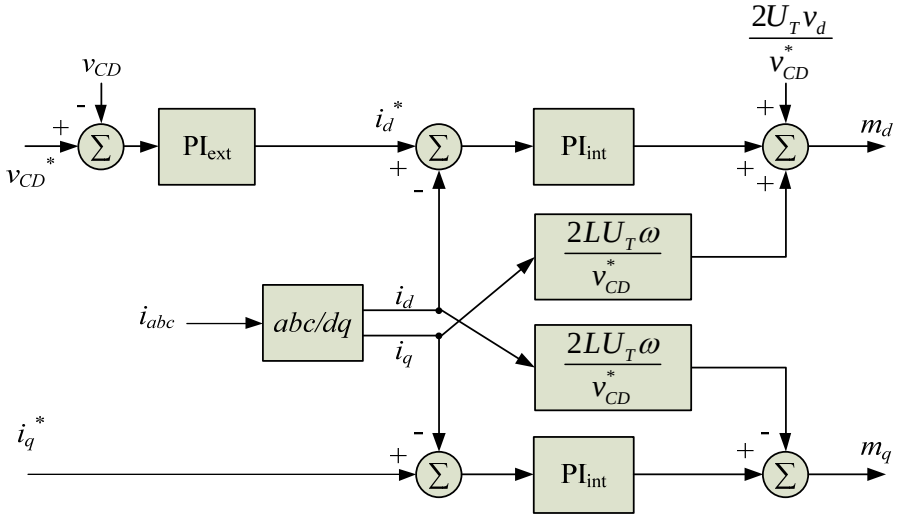


Figura III.3. Control desacoplado para un equipo de rayos X.

Una vez que se ha definido la estructura de control, se comienza por asumir ciertas condiciones para el sistema de alimentación a manera de punto de partida para acceder a un modelo más simple que permita realizar, de forma sencilla, el diseño de cada uno de los bloques de control que son parte del esquema y para poder llevar a cabo la sincronización con la transformación dq.

III.3. Desarrollo de la estructura de control

Para comenzar con el diseño de la estructura de control se hacen las siguientes consideraciones:

- Se asume un sistema de alimentación trifásico balanceado, por lo que el término de voltaje en q es igual a cero, $v_q = 0$.
- Los 0° de la tensión de la fase A al neutro sirven como punto de sincronización para la transformación dq
- Es posible despreciar el efecto de la resistencia asociada al inductor con el fin de tener balance de energía en el convertidor

Bajo estas condiciones, el grupo de ecuaciones que representaba el modelo del rectificador activo dado por (II.18) se modifica y toma la forma:

$$\begin{aligned}\frac{di_d}{dt} &= \omega i_q - \frac{m_d}{2LU_T}v_{CD} + \frac{V_d}{L} \\ \frac{di_q}{dt} &= -\omega i_d - \frac{m_q}{2LU_T}v_{CD} \\ \frac{dv_{CD}}{dt} &= \frac{3}{2CU_T}\left[\left(m_d i_d + m_q i_q\right) - \frac{1}{R_{carga}}v_{CD}\right]\end{aligned} \tag{III.1}$$

A partir de (III.1) es posible proponer los controladores que son parte de la estructura de control para este tipo de convertidor, éstos pueden ser implementados con controladores proporcionales, pero en este caso, se presentan errores en estado estable debidos a la variación de parámetros en el sistema. Por lo tanto, se utilizarán controladores PI para evitar dichas desviaciones.

III.3.1. Lazos internos de corriente

El desempeño de la estructura de control depende en gran medida de los lazos de control pues la velocidad de respuesta del sistema en general depende de la dinámica de éstos [47]. Como ya se ha visto, aun cuando la estructura de control se puede considerar un esquema general, la diferencia viene en la técnica de control con la que se diseñen los lazos internos, pues los resultados relativos a los objetivos de control dependen en mayor medida del correcto desempeño de los lazos de corriente.

El desempeño de los lazos de corriente se evalúa en función de los siguientes parámetros:

- Errores mínimos de fase y magnitud
- Baja THD en corriente
- Frecuencia de conmutación baja, para minimizar las pérdidas por conmutación
- Rápida respuesta dinámica

Se puede deducir que existen compromisos entre algunos de los parámetros antes mencionados como por ejemplo: no es posible tener un rápida respuesta dinámica con una frecuencia de conmutación demasiado baja.

Del modelo dado por las ecuaciones III.1 se puede ver que para poder controlar de manera independiente las componentes activa y reactiva de las corrientes de fase es posible proponer las siguientes leyes de control que combinan la dinámica de la variable correspondiente con los términos acoplados. La ley de control para la componente activa está dada como:

$$m_d = \frac{2L\omega U_T}{v^*_{CD}} i_q + \frac{2U_T}{v^*_{CD}} v_d + \left[k_{pi}\,(i^*_d - i_d) + k_{ii} \int (i^*_d - i_d) dt \right] \tag{III.2}$$

y para la componente reactiva:

$$m_q = -\frac{2L\omega U_T}{v^*_{CD}} i_d + \left[k_{pi}\left(i^*_q - i_q\right) + k_{ii} \int \left(i^*_q - i_q\right) dt \right] \tag{III.3}$$

En este punto es conveniente considerar que el voltaje del *bus* de CD tiene una dinámica muy lenta por lo que se le puede considerar como una constante en el desarrollo de los lazos internos de corriente.

El procedimiento para el diseño ambos lazos internos de corriente es idéntico por lo que se realiza utilizando la dinámica de la componente activa de corriente cerca de un punto de operación, la cual está dada por:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{k_{pi} v^*_{CD}}{2LU_T} (i^*_d - i_d) - \frac{k_{ii} v^*_{CD}}{2LU_T} \int (i^*_d - i_d) dt \tag{III.4}$$

Aplicando la transformada de Laplace a (III.4) se obtiene:

$$s i_d(s) = -\frac{k_{pi} v^*_{CD}}{2LU_T} \left[i^*_d(s) - i_d(s) \right] - \frac{k_{ii} v^*_{CD}}{2LU_T s} \left[i^*_d(s) - i_d(s) \right] \tag{III.5}$$

Reordenado (III.5) y dejándola en la forma de función de transferencia:

$$\frac{i_d(s)}{i^*_d(s)} = \frac{-k_{pi} v^*_{CD} s - k_{ii} v^*_{CD}}{2LU_T s^2 - k_{pi} v^*_{CD} s - k_{ii} v^*_{CD}} \tag{III.6}$$

Realizando el mismo procedimiento para la dinámica de la componente reactiva de corriente se obtiene:

$$\frac{i_q(s)}{i^*_q(s)} = \frac{-k_{pi} v^*_{CD} s - k_{ii} v^*_{CD}}{2LU_T s^2 - k_{pi} v^*_{CD} s - k_{ii} v^*_{CD}} \tag{III.7}$$

Para que las funciones de transferencia III.6 y III.7 sean estables deben cumplir el criterio de *Routh-Hurwitz* [48]. Realizando el procedimiento resulta, que las condiciones que se deben satisfacer para que los lazos internos de corriente sean estables son:

$$k_{pi} < 0$$

y:

$$k_{ii} < 0$$

Para el diseño de los controladores PI_{int} se utilizó el método de ubicación de polos [49] que comienza con el establecimiento de un valor para la constante de tiempo dada por:

$$\tau_i = \frac{k_{pi}}{k_{ii}} \tag{III.8}$$

Una vez que la constante de tiempo τ_i tiene asignado un valor, es posible obtener el lugar geométrico de las raíces de la función de transferencia directa. En la figura III.4 se muestra el caso para una constante de tiempo de $\tau_i = 5ms$.

Se puede elegir un valor para k_{pi} en la región donde el sistema tendrá una respuesta plana, posteriormente se verifica que el ancho de banda del lazo interno esté ubicado a una frecuencia de al menos una década por debajo de la frecuencia de conmutación f_s; con esta condición se asegura que no persistan los armónicos de alta frecuencia producidos por la conmutación.

Se seleccionó $k_{pi} = -0.3$, y se obtiene $k_{ii} = -60$. Usando los valores de los parámetros del convertidor dados en la Tabla III.1 se obtiene una función de transferencia que aplica para ambos lazos internos.

De manera particular la función de transferencia para los lazos internos de corriente es:

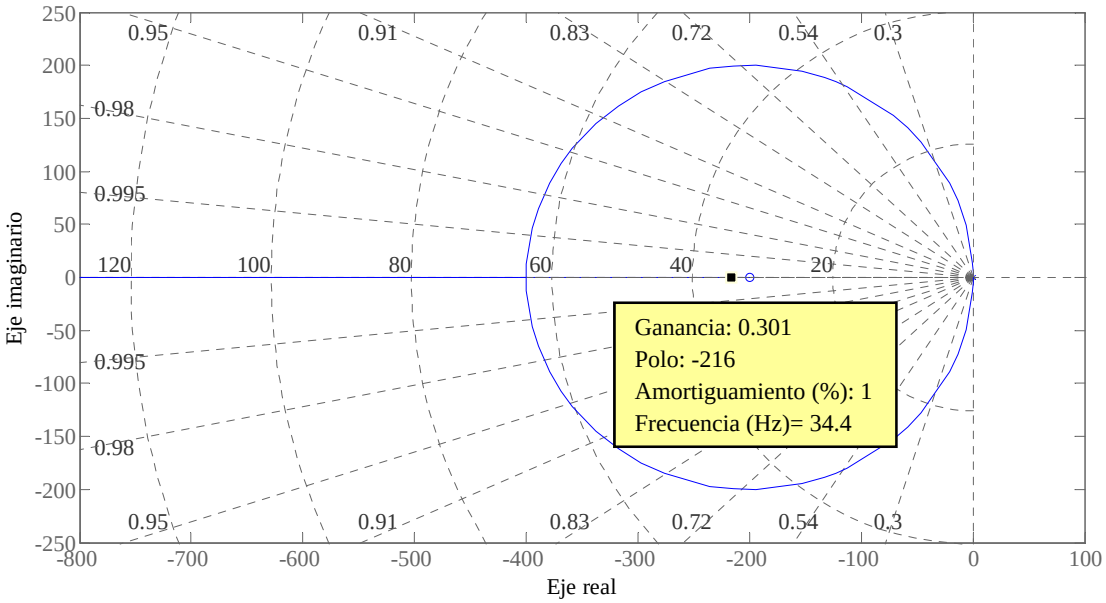


Figura III.4. Lugar geométrico de las raíces para el lazo interno de corriente.

Tabla III.1. Parámetros para la función de transferencia de los lazos de corriente.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
v_d	180 V	U_T	5 V
v_{CD}	380 V	f_s	4980 Hz
L	4.1 mH	k_{pi}	-0.3
C	3400 μF	k_{ii}	-60

$$\frac{i_d(s)}{i_d^*(s)} = \frac{i_q(s)}{i_q^*(s)} = \frac{114s + 22800}{0.04s^2 + 114s + 22800} \tag{III.9}$$

El trazo de Bode de la figura III.5 muestra las condiciones de magnitud y fase para la función de transferencia de los lazos internos de corriente; se puede apreciar que existe un desacoplo entre la frecuencia de conmutación del convertidor y los lazos internos de control debido la separación de una década en el ancho de banda de los lazos de corriente y la frecuencia de conmutación.

Una vez que se tienen las ganancias para los controladores de los lazos internos de corriente y se sabe que existe desacoplo entre estos lazos y la etapa de potencia debido al desacoplo por medio del ancho de banda de la función de transferencia, se procede a realizar un desarrollo un tanto similar para el diseño el lazo de regulación del voltaje en al bus de CD.

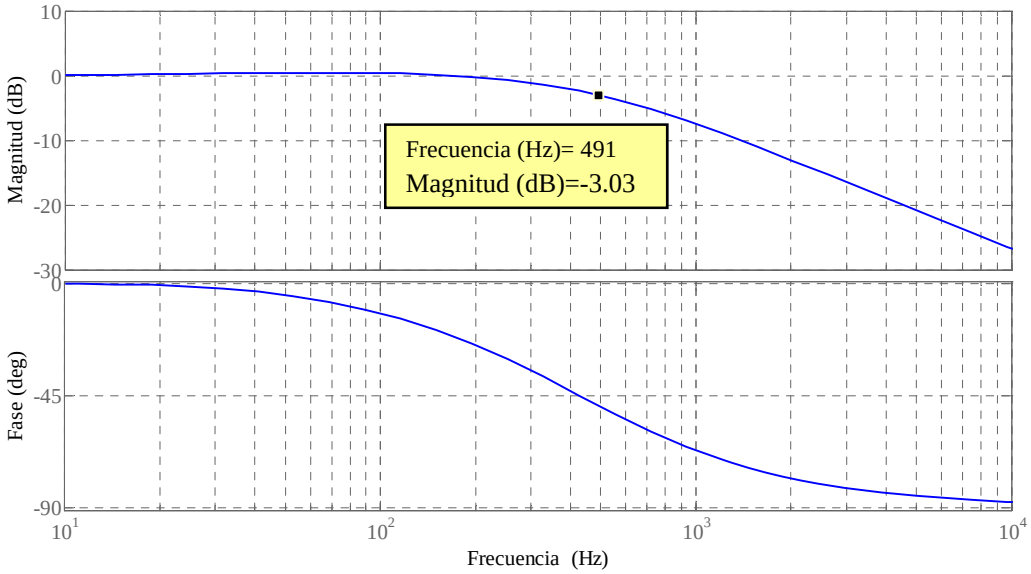


Figura III.5. Diagrama de Bode para los lazos de control de corriente.

III.3.2. Lazo externo de voltaje

En la estructura definida para esta aplicación se considera un lazo externo para la regulación del *bus* de CD, un nivel de voltaje regulado en el *bus* de CD. Esta condición es necesaria para que exista balance de energía entre el rectificador y la carga. El lazo externo lleva a cabo la regulación de la tensión generando la señal de referencia para el lazo de corriente activa a partir de la salida de su controlador PI_{ext}. Este lazo tiene una dinámica más lenta que la de los lazos internos, y debe desacoplarse de la dinámica de éstos por medio del ancho de banda de su función de transferencia, la cual debe estar una década por debajo del ancho de banda de los lazos de corriente.

El método de diseño del controlador del lazo externo está basado en el desarrollo consultado en [50], donde se parte del modelo por fase de la etapa de salida del rectificador, la cual se muestra en la figura III.6.

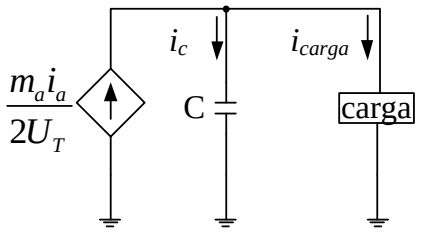


Figura III.6. Modelo por fase de la etapa de salida del rectificador activo.

Usando el modelo por fase de la salida del convertidor, es posible obtener un diagrama a bloques del rectificador activo en el marco de referencia *dq* que corresponda al lazo externo de voltaje, el cual se muestra en la figura III.7 donde se asocian la planta y el controlador; i_{carga} es la corriente que fluye del convertidor a la carga.

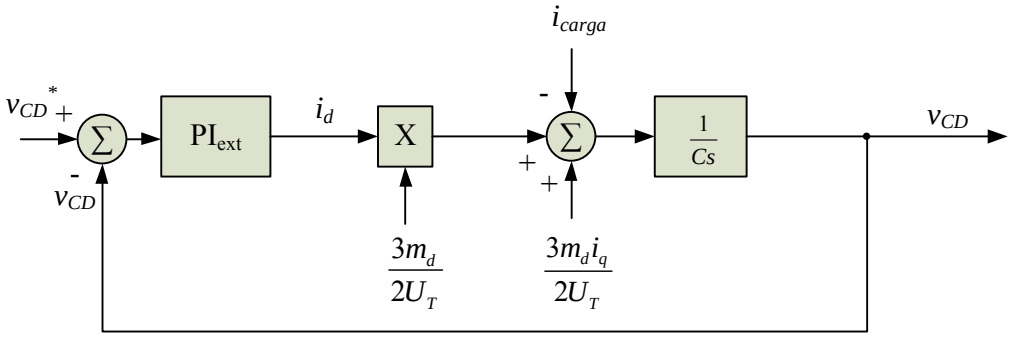


Figura III.7. Diagrama a bloques del lazo externo de voltaje.

Cuando la componente de corriente activa se encuentra cerca del punto de operación, la componente en *d* de la señal moduladora no registra cambios significativos por lo que se puede expresar en términos del voltaje del *bus* de CD y de la componente en *d* del sistema trifásico de alimentación.

Como el lazo interno es más rápido que el lazo de voltaje es posible considerar que la componente activa de corriente se ha establecido en su referencia. Por lo tanto, la ecuación II.20 se puede resolver para m_d considerando que la aplicación demanda $FP = 1$, lo que implica $i_q = 0$. El resultado se puede simplificar aun más si se desprecia el efecto de las resistencias asociadas a las inductancias de enlace obteniéndose:

$$\frac{m_d}{U_T} = \frac{-Ri_d + v_d}{v_{CD}^*} \approx \frac{v_d}{v_{CD}} \tag{III.10}$$

Aplicando la simplificación dada por la ecuación III.10 al diagrama de bloques de la figura III.7 se obtiene un nuevo esquema a bloques el cual se muestra en la figura III.8; además, el bloque del control PI_{ext} se muestra de acuerdo a su definición.

Se hace uso de la definición de la constante de tiempo τ_e y de la simplificación dada (III.10) para realizar una segunda simplificación del diagrama a bloques del lazo externo en base a las ganancias del controlador, y el diagrama a bloques resultante se muestra en la figura III.9, donde:

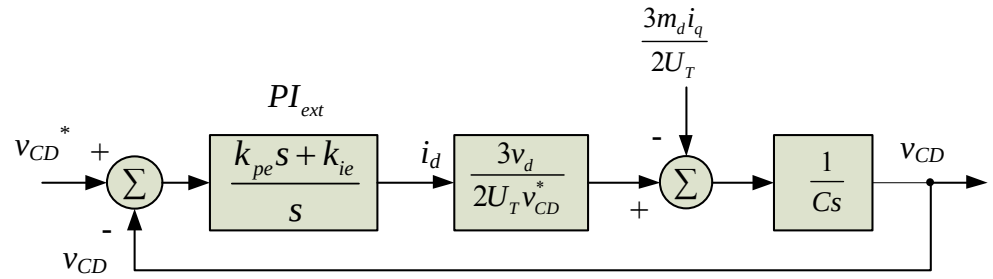


Figura III.8. Diagrama a bloques del lazo externo de voltaje con la componente activa de corriente estabilizada.

$$\tau_e = \frac{k_{pe}}{k_{ie}}$$

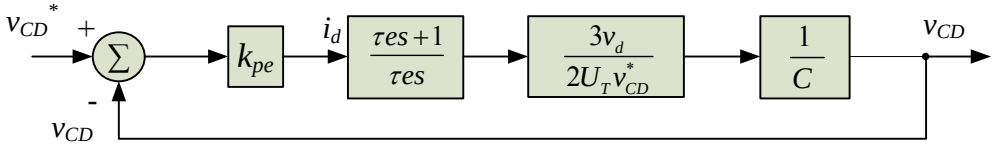


Figura III.9. Diagrama a bloques del lazo externo de voltaje en función de las ganancias del controlador.

Usando el último diagrama a bloques es posible obtener la función de transferencia a lazo cerrado del lazo externo, la cual está dada por (III.11):

$$\frac{v_{CD}(s)}{v_{CD}^*(s)} = \frac{3\left(k_{pe}v_d s - k_{ie}v_d\right)}{2Cv_{CD}^* s^2 - k_{p2}v_d s - k_{i2}v_d} \tag{III.11}$$

Para que la función de transferencia (III.11) sea estable debe cumplir el criterio de *Routh-Hurwitz*. Las condiciones que se deben satisfacer para que el lazo externo sea estable son:

$$k_{pe} > 0$$

y:

$$k_{ie} > 0$$

Asignando un valor a τ_e es posible realizar el trazo del lugar geométrico de las raíces; el objetivo es sintonizar el controlador asignado un valor para k_{pe} en la zona de la gráfica donde se presenta una respuesta plana. Para encontrar una función de transferencia en particular se comienza por asignar un valor τ_e=24 ms y la gráfica resultante se muestra en la figura III.10.

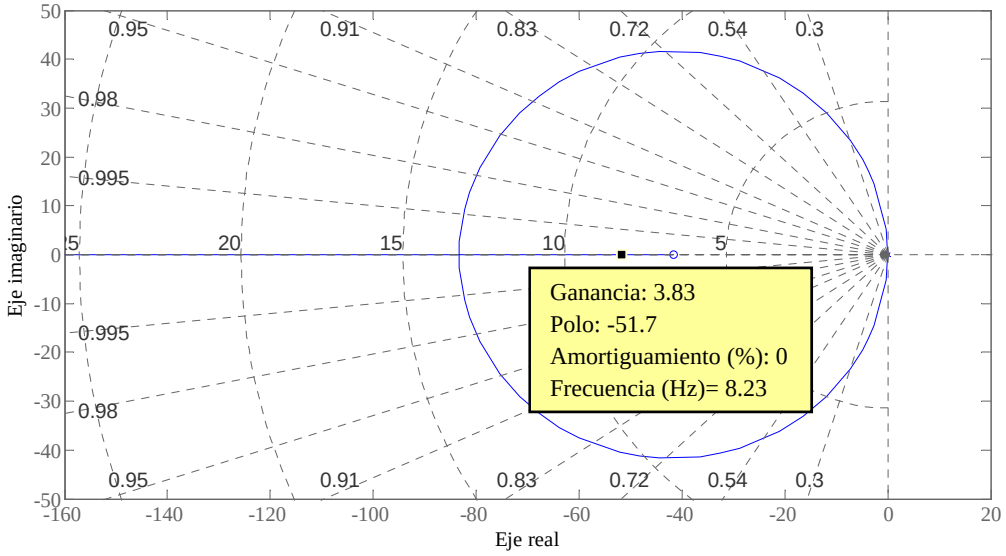


Figura III.10. Lugar geométrico de las raíces para el lazo externo de voltaje.

Se selecciona el valor de $k_{pe} = 3.8$ y se puede obtener el valor de $k_{ie} = 158.33$ usando la constante de tiempo para este lazo.

Para encontrar una función de transferencia se usan los valores de los parámetros que aparecen en la Tabla III.2:

Tabla III.2. Parámetros para la función de transferencia del lazo de voltaje.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
V_d	180 V	U_T	5 V
V_{CD}	380 V	f_s	4980 Hz
L	4.1 mH	k_p	3.8
C	3400 μF	k_i	158.33

De manera particular la función de transferencia para el lazo de voltaje del bus de CD es:

$$\frac{v_{CD}(s)}{v^*_{CD}(s)} = \frac{682.5s + 28440}{2.508s^2 + 682.5s + 28440}$$

El gráfico de Bode de la función de transferencia resultante se muestra en la figura III.11:

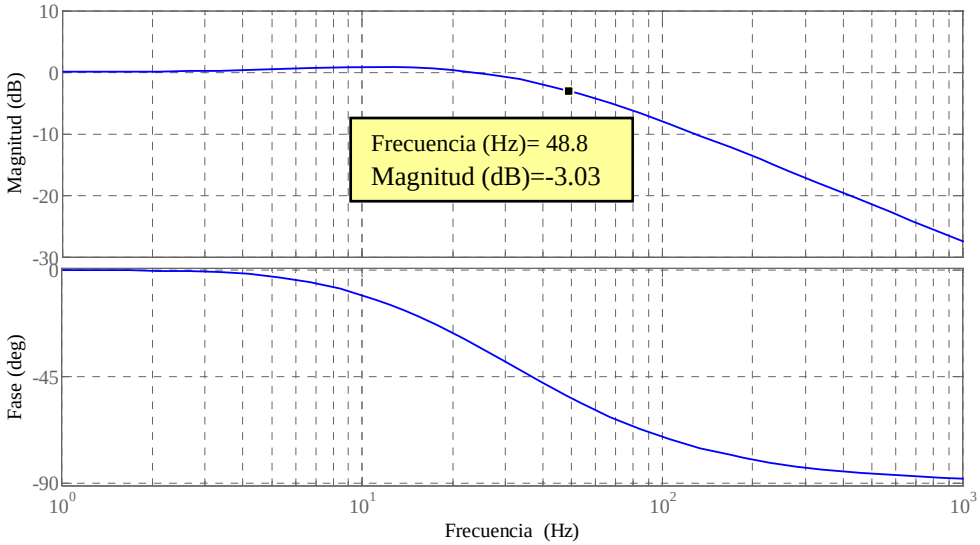


Figura III.11. Diagrama de Bode para el lazo de control de voltaje.

En la figura III.11 se puede apreciar que se respeta el desacoplo de los lazos internos y externo por medio del ancho de banda de sus funciones de transferencia lo que asegura el desacoplo por ancho de banda y para validar el diseño de los bloques de control diseñado para la estructura de control se realizó una simulación.

La estructura de control se implementó en Matlab/Simulink® y se enlazó con la etapa de potencia, el rectificador activo, el cual fue estructurado en Psim®. Para está simulación no se incluye la secuencia operativa con la que trabajará el equipo de rayos X.

Para las simulaciones se utilizaron los valores de los parámetros de las tablas III.1 y III.2. En la figura III.12 se muestra el comportamiento del rectificador activo operando en lazo cerrado, ante una referencia fija en 380 V.

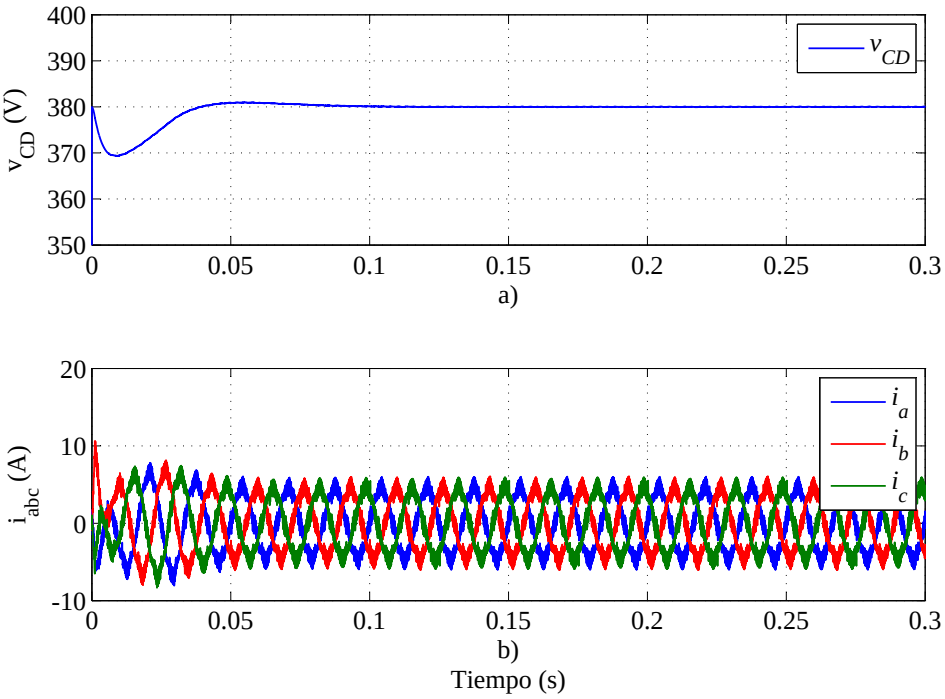


Figura III.12. Operación del rectificador a lazo cerrado a) voltaje en el bus de CD y b) corrientes de fase.

En primer lugar *(inciso a)* se puede apreciar el voltaje en el *bus* de CD regulado y las corrientes de fase en una escala de tiempo que permite observar el transitorio y el comportamiento en estado estable de las señales.

Es posible apreciar que el sobretiro de voltaje en el *bus* de CD no es significativo para la aplicación donde se pretende ubicar y el tiempo establecimiento del voltaje en el *bus* de CD es relativamente corto; los transitorios en las corrientes de fase tampoco son críticos.

El comportamiento mostrado se presenta considerando que el condensador, en un inicio, se encuentra cargado a 380V.

En el gráfico superior de la figura III.13 se puede ver que el voltaje y la corriente de la fase A entran en fase en menos de medio ciclo de línea, lo que resulta en una operación con alto factor de potencia, pues en la corriente se aprecia que no se presenta demasiado contenido armónico que pueda ocasionar distorsión.

La corriente de fase A ha sido escalada por un factor de 15 para poder ser comparada con el trazo de voltaje fase neutro.

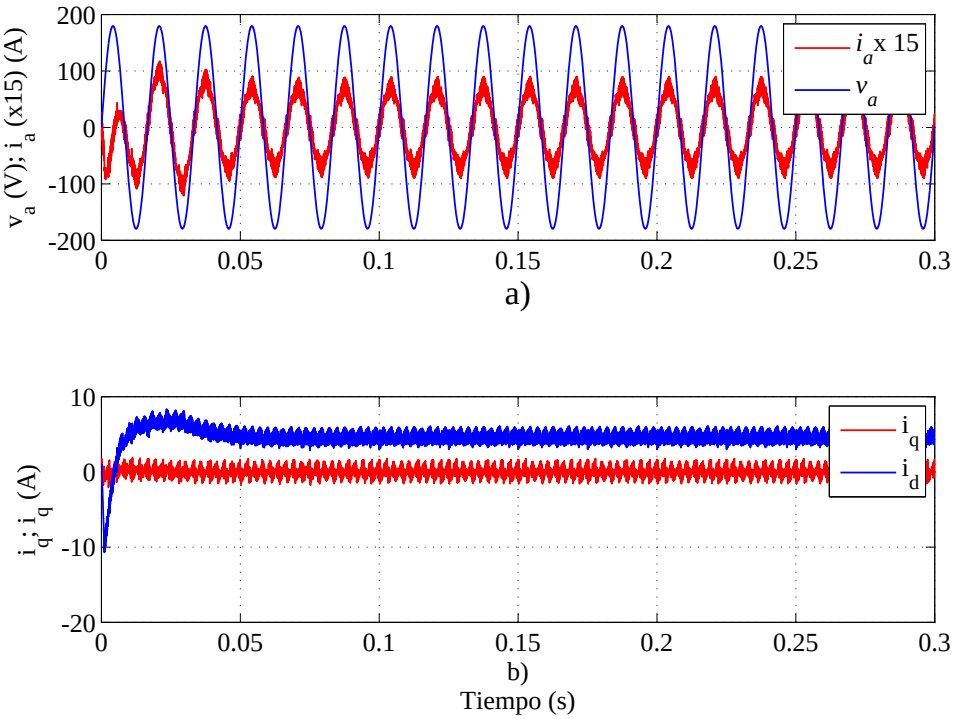


Figura III.13. Desempeño del rectificador en lazo cerrado a) voltaje y corriente (escalada por 15) y b) componentes de las corrientes de fase en *dq*.

En el inciso b) de la figura III.13, también se muestran las componentes activa y reactiva de las corrientes; es posible apreciar que la componente reactiva se estabiliza en cero, lo que dá pauta para que el convertidor opere con un factor de potencia unitario.

Posteriormente se presentan las señales moduladoras que se obtienen a la salida de la estructura de control, a) antes y b) después de la transformación *dq*.

Una vez que se tienen las señales moduladoras en *abc*, se puede generar el patrón de conmutación bajo la técnica SPWM para cada interruptor ver figura III.14.

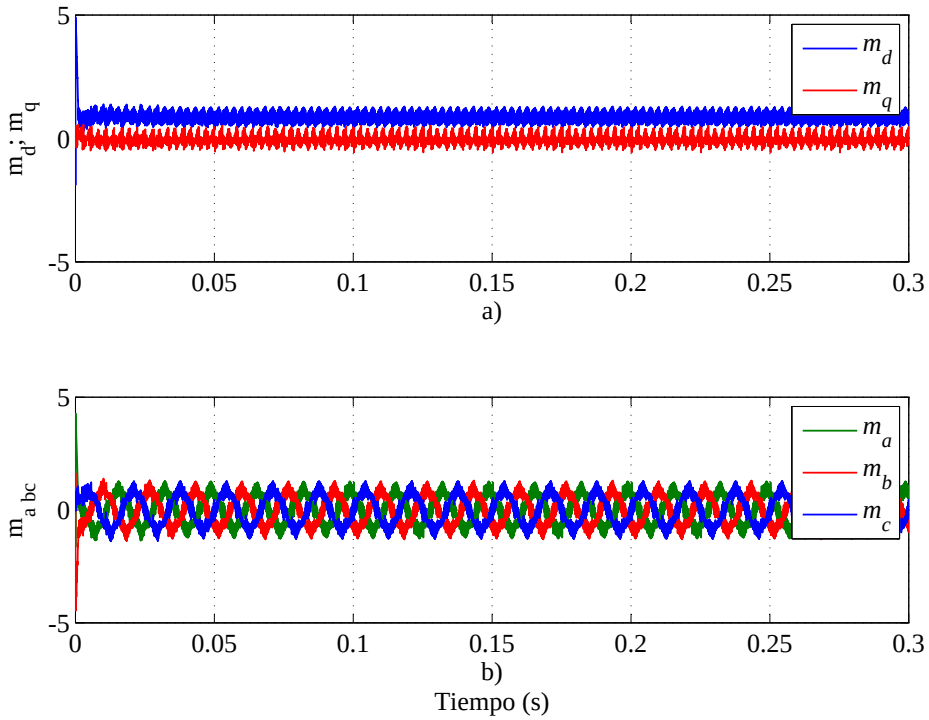


Figura III.14. Señales moduladoras en la operación en lazo cerrado a) en el marco *dq* y b) en *abc*.

El hecho de que el convertidor sea capaz de seguir una rampa de referencia, es decir moverse a través de varios puntos de operación y de establecerse en una nueva referencia, indica que es posible llevar a cabo la etapa de carga de la secuencia operativa.

Para la prueba de seguimiento se considera una escala de tiempo de 1 segundo y los parámetros son los que se muestran en la Tabla III.3. Los valores de la tabla son los que se utilizan para operar el convertidor a 1200 W que es su potencia nominal.

Tabla III.3. Parámetros para el seguimiento de la rampa de referencia.

Parámetro	Valor
Voltaje de red v_{abc}	127 V_{rms}
Bus de CD V_{CD}	$308 - 380\ V$
Capacitancia C	$3400\ \mu F$
Resistencia R_{abc}	$0.4\ \Omega$
Inductancia L_{abc}	$4.1\ mH$
Frecuencia de conmutación f_s	$4980\ Hz$

La figura III.15 muestra el comportamiento del voltaje en el bus de CD al realizar el seguimiento de un rampa de referencia se puede apreciar que los sobretiros en el patrón no son significativos y el seguimiento en general es adecuado.

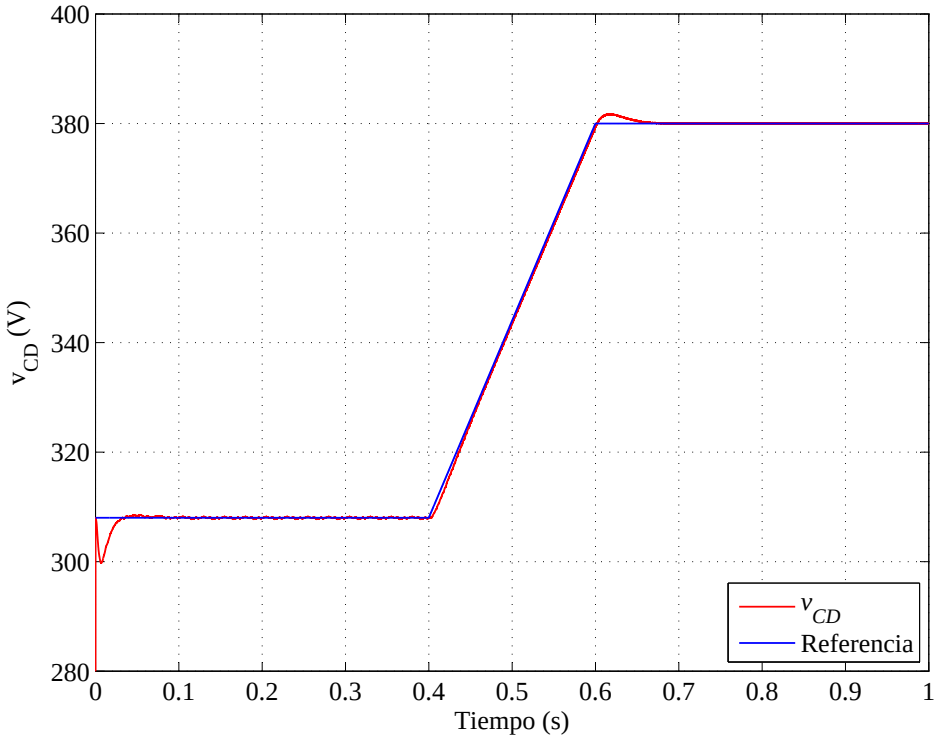


Figura III.15. Seguimiento del voltaje en el *bus* de CD ante una rampa de referencia.

La figura III.16 muestra el comportamiento de las corrientes de fase al realizar el seguimiento de una rampa de referencia, en III.16 a) con las corrientes ubicadas en *abc*, se puede apreciar cómo la amplitud de éstas se modifica, lo que sugiere que el nivel de potencia también se incrementa durante la rampa. Nótese que no se aprecian sobretiros importantes en corriente durante el seguimiento de la rampa.

En III.16 b) la corrientes se ubican en *dq*; la componente activa de corriente realiza un seguimiento de la rampa de referencia y se destaca la manera en que la componente reactiva se mantiene en cero durante todo el tiempo respetando la consigna que tiene como referencia en su lazo de control.

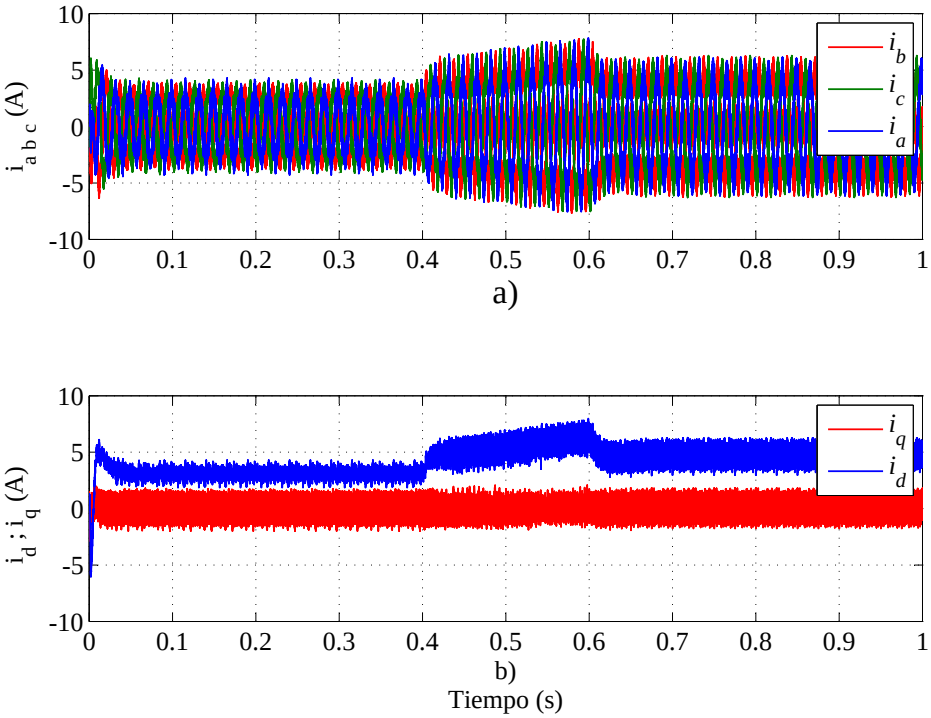


Figura III.16. Corrientes de fase en el seguimiento de una rampa de referencia a) en *abc* y en *dq* .

Una vez que se ha diseñado la estructura de control y que es posible operar al convertidor en lazo cerrado se procede a incorporar el rectificador al equipo de rayos X; esto se da cuando la topología y su esquema de control son capaces de desempeñar varios ciclos de la secuencia operativa.

En el próximo capítulo se presentan resultados de simulación, así como algunos resultados experimentales.

Capítulo IV

Resultados de simulación y experimentales

En este apartado se valida la propuesta para un manejo más conveniente de energía en un equipo de rayos X. En esta sección se muestran resultados obtenidos a través de simulaciones y algunas pruebas experimentales.

IV.1. Esquema de trabajo

El esquema de trabajo está compuesto por tres bloques principales:

- **La estructura de control** cuyo diseño fue hecho para operar el rectificador a lazo cerrado y conseguir el mejor desempeño del convertidor.
- **La lógica secuencial para los ciclos operativos** un control basado en lógica digital que maneja los tiempos y eventos que conforman la secuencia para realizar un exposición radiológica.
- **La etapa de potencia** conformada por el rectificador activo trifásico y los impulsores para cada uno de los dispositivos de potencia.

La estructura de control y la secuencia lógica fueron implementadas de manera digital en Matlab/Simulink®, y el manejo de señales entre la etapa de potencia y las dos etapas de control fue realizado por medio del sistema dSPACE® modelo CP1103. La etapa de potencia se construyó y se implementaron circuitos adicionales como el generador de SPWM, el generador de tiempo muerto, etc. La figura IV.1 permite tener una perspectiva del prototipo de forma general.

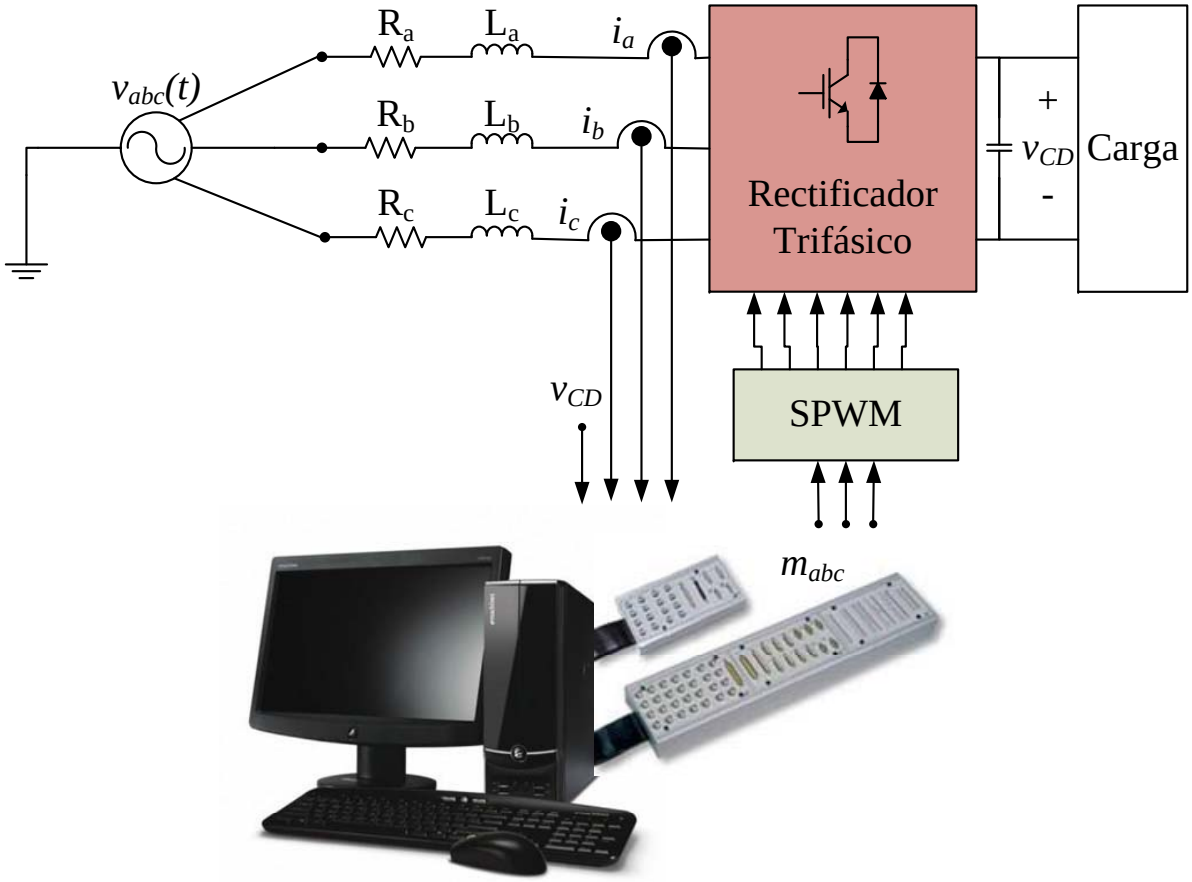


Figura IV.1. Esquema de trabajo.

Es lógico suponer que una interfase como dSPACE® no forma parte de un equipo de rayos X real pues incrementaría de forma considerable los costos de producción del mismo. El control de los equipos actuales de radiología suele estar implementado en un dispositivo digital como un microprocesador el cual podría contener, de manera embebida, los controladores tanto del inversor resonante como del rectificador activo en un programa general que permita obtener las mejores prestaciones del equipo al tener más grados de libertad para el control total del equipo al manejar las variables de ambas etapas.

IV.2. Implementación del prototipo experimental

Para validar la estrategia propuesta se construyó un prototipo de 1200W nominales; con este modelo a escala de aproximadamente un 10 % de la potencia nominal de un equipo real se busca obtener validez a través de resultados experimentales.

El prototipo experimental está constituido por las siguientes etapas:

- Etapa de potencia
- Impulsores
- Etapa generadora SPWM
- Tarjetas de tiempo muerto
- Sensores de corriente y voltaje
- Interruptores y resistencias de arranque suave para la secuencia operativa

En el Anexo A se describen de manera detallada las actividades desarrolladas con el fin construir un prototipo de laboratorio a escala de un convertidor para un equipo radiológico real capaz de entregar resultados experimentales.

La figura IV.2 muestra el prototipo de laboratorio del rectificador activo trifásico diseñado para una potencia nominal de 1200 W y con sus auxiliares para desempeñar la secuencia operativa.

IV.3. Resultados de simulación

Para validar la operación conjunta del prototipo, operando en lazo cerrado, se realizó una prueba a una potencia de 100 W nominales. Los parámetros para la prueba se muestran en la Tabla IV.1

Tabla IV.1. Parámetros para la prueba de simulación en lazo cerrado, 100W nominales.

Parámetro	Valor
Voltaje de red v_{abc}	17 V_{rms}
Bus de CD V_{CD}	50 V
Capacitancia C	3400 μF
Resistencia R_{abc}	0.4 Ω
Inductancia L_{abc}	4.1 mH
Frecuencia de conmutación f_s	4980 Hz

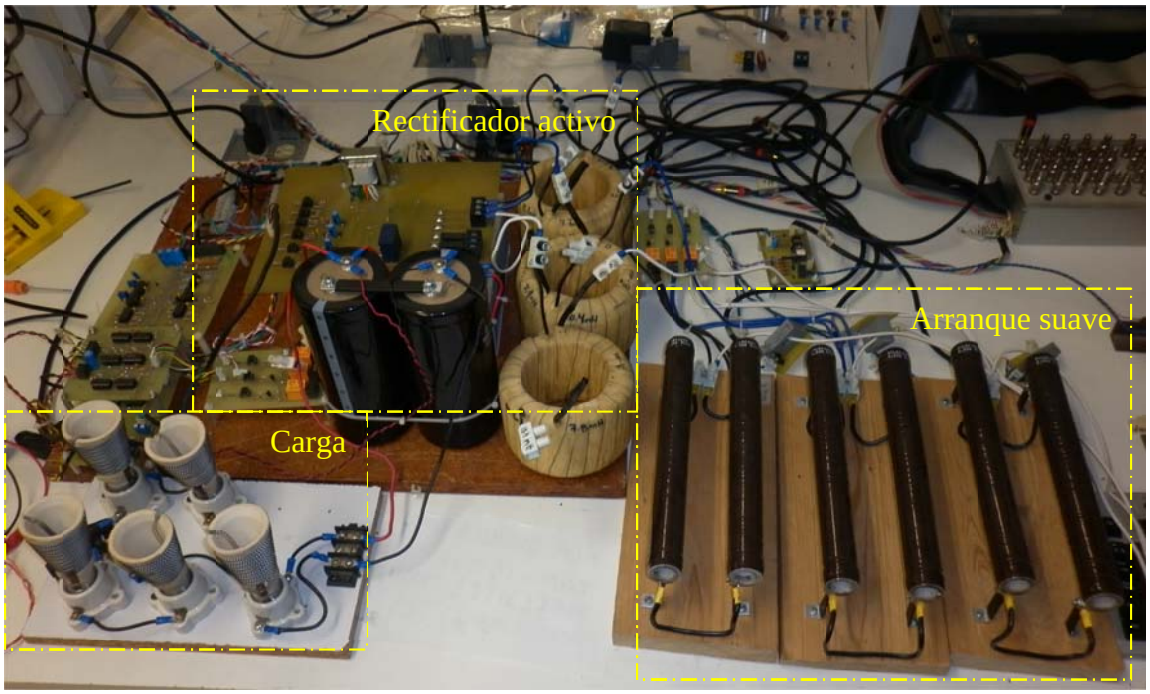


Figura IV.2. Prototipo a escala para implementar la estrategia para un manejo más óptimo de la energía eléctrica.

En la figura IV.3 se presentan los resultados de simulación de la operación a lazo cerrado del rectificador activo con los parámetros seleccionados. En los trazos se aprecia un nivel elevado de ruido debido a la conmutación en la señal moduladora; sin embargo existe un buena regulación en el *bus* de CD y el voltaje y la corriente de la fase A están en fase.

Para validar la estrategia en su totalidad, es conveniente verificar que se lleven a cabo el total de las etapas de la secuencia operativa por medio de la realización de algunos ciclos consecutivos, para ellos se utilizan los mismos parámetros de la Tabla IV.2 y se define un tiempo de exposición de 100 ms, tiempo que está dentro de los periodos de exposición reales.

Tabla IV.2. Parámetros para la secuencia operativa.

Parámetro	Valor
Voltaje de red v_{abc}	127 V_{rms}
Bus de CD V_{CD}	$308 - 380\ V$
Capacitancia C	$3400\ \mu F$
Resistencia R_{abc}	$0.4\ \Omega$
Inductancia L_{abc}	$4.1\ mH$
Frecuencia de conmutación f_s	$4980\ Hz$

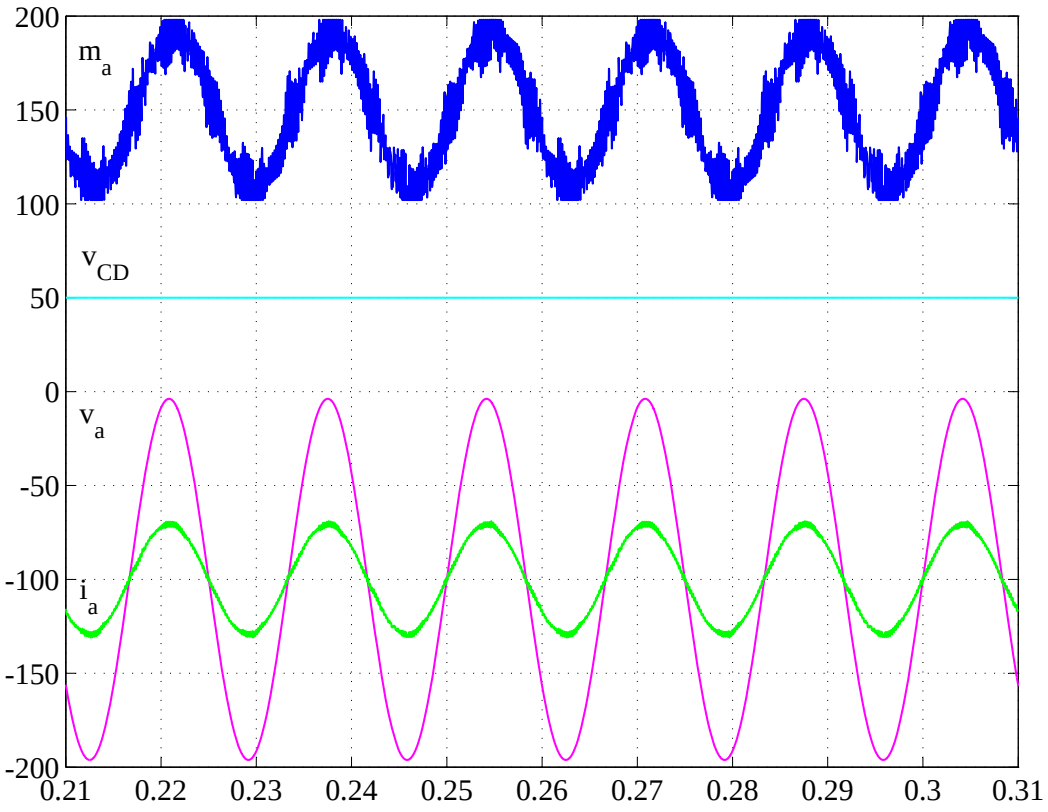


Figura IV.3. Simulación del rectificador activo en lazo cerrado con referencia en 50 V (a) señal moduladora m_a, (b) *bus* de CD, (c) voltaje de la fase A v_a (d) corriente de la fase A i_a.

La figura IV.4 muestra el patrón de voltaje en el *bus* de CD desde la energización del equipo hasta la realización de dos ciclos operativos, todo ello en 2 segundos. En el trazo es posible distinguir cada una de las etapas de la secuencia. En la lógica de la secuencia se incorporó un tiempo de 100 ms para permitir el establecimiento del convertidor al llegar a un nuevo punto de operación; el tiempo de establecimiento se da posterior al encendido del control al llegar a V_{pr} y otro al llegar al punto máximo de la rampa V_{cg} antes de comenzar la siguiente etapa.

En la figura IV.5 se muestran los trazos de tensión y corriente de la fase A. En esta figura es posible distinguir cada una de las etapas de la secuencia en el patrón de corriente. Es sabido que la corriente es una variable crítica al momento de energizar el equipo debido al pico inicial, hecho que justifica la etapa de arranque suave, de manera que bajo la estrategia propuesta el pico alcanza aproximadamente 16 A como valor máximo, nivel para el cual no se pone en riesgo, principalmente, a los dispositivos de conmutación durante el pico de energización.

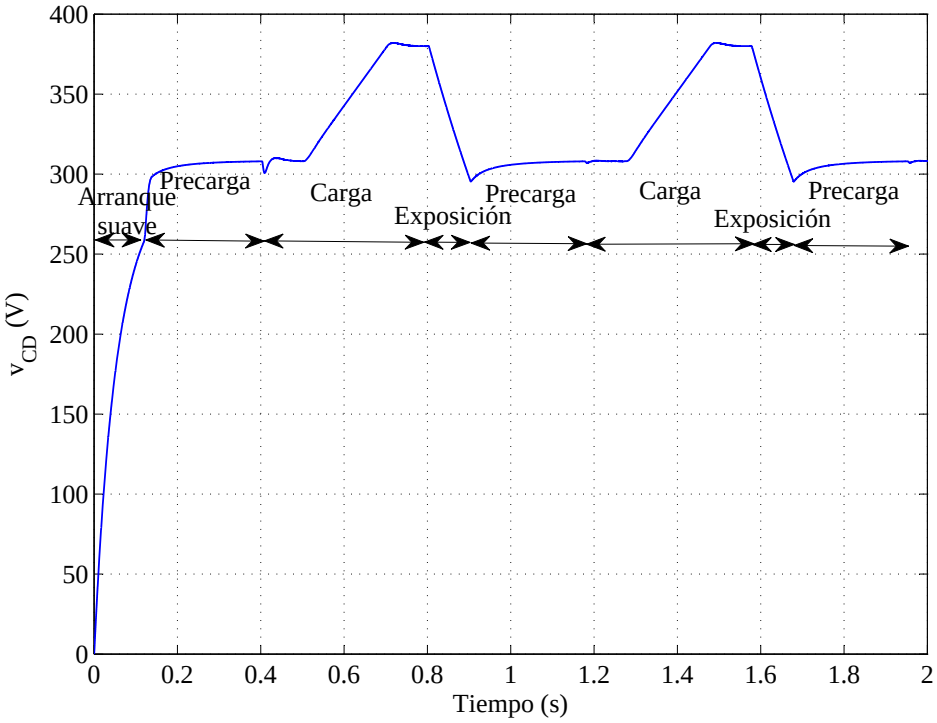


Figura IV.4. Voltaje en el *bus* de CD durante la ejecución de dos ciclos operativos.

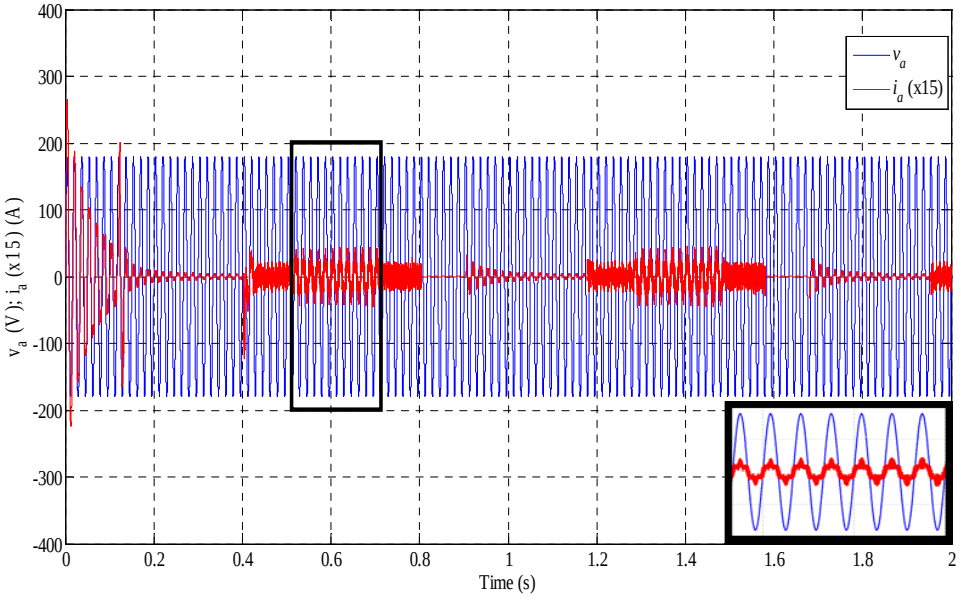


Figura IV.5. Voltaje y corriente en la fase A durante la ejecución de dos ciclos operativos.

En el recuadro de la figura IV.5 se aprecia la etapa de carga donde se observa que la tensión y la corriente de la fase A se encuentran en fase durante la carga del capacitor lo que resulta en un alto factor de potencia.

La figura IV.6 muestra el comportamiento de las señales moduladoras en el desempeño de un par de exposiciones en *abc*; las modularas decrementan su amplitud durante la etapa de carga para permitir un mayor flujo de potencia hacia la carga. El mismo efecto se puede apreciar en el marco de referencia *dq* con la componente en *d*, mientras la componente en *q* se mantiene en cero en todo momento.

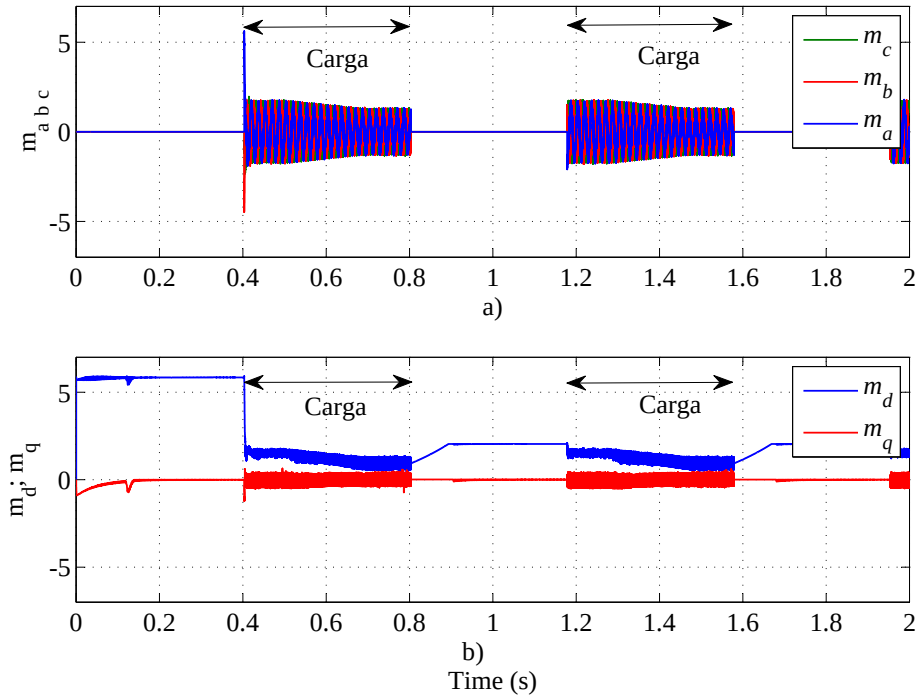


Figura IV.6. Señales moduladoras en a) *abc* y b) *dq* durante la ejecución de dos ciclos operativos.

La figura IV.7 muestra la potencia en la carga donde se aprecia que al inicio de la exposición la carga recibe la potencia nominal, por esta razón es posible operar al equipo bajo la técnica de la caída de carga descrita en el Capítulo I ya que al final de la exposición la carga recibe todavía el 60 % de la potencia nominal.

El sistema proporciona a la carga únicamente la energía almacenada en el capacitor, pero se puede modificar la etapa de exposición, para que el suministro aporte una parte de la energía durante este lapso de tiempo.

El trazo de la potencia en la carga que aparece en la figura IV.7 permite estimar la energía que se consume en la etapa de exposición, si se considera que en el periodo comprendido entre 0.81 y 0.91 segundos la potencia instantánea se comporta como una rampa con pendiente negativa dada por:

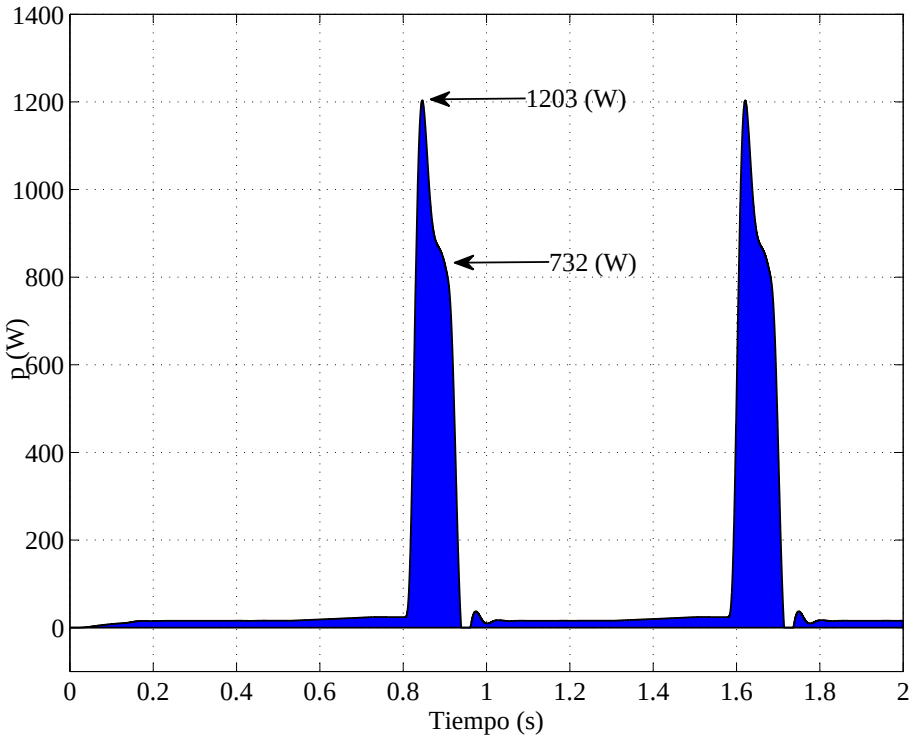


Figura IV.7. Potencia activa en la carga en dos ciclos operativos.

$$p(t) = -4710t + 4971 \tag{IV.1}$$

entonces:

$$E = \int_{0.8}^{0.9} (-4710t + 4971)\, dt \tag{IV.2}$$

resolviendo IV.2 resulta:

$$E = 96.75J$$

Un parámetro importante es el factor de potencia, la figura IV.8 muestra la evolución del indicador durante dos ciclos operativos. En la figura se destacan los periodos de carga pues son los periodos de tiempo donde se presenta el nivel de corriente nominal del rectificador y es

en donde el parámetro impacta en cuestiones referentes a la calidad de la energía.

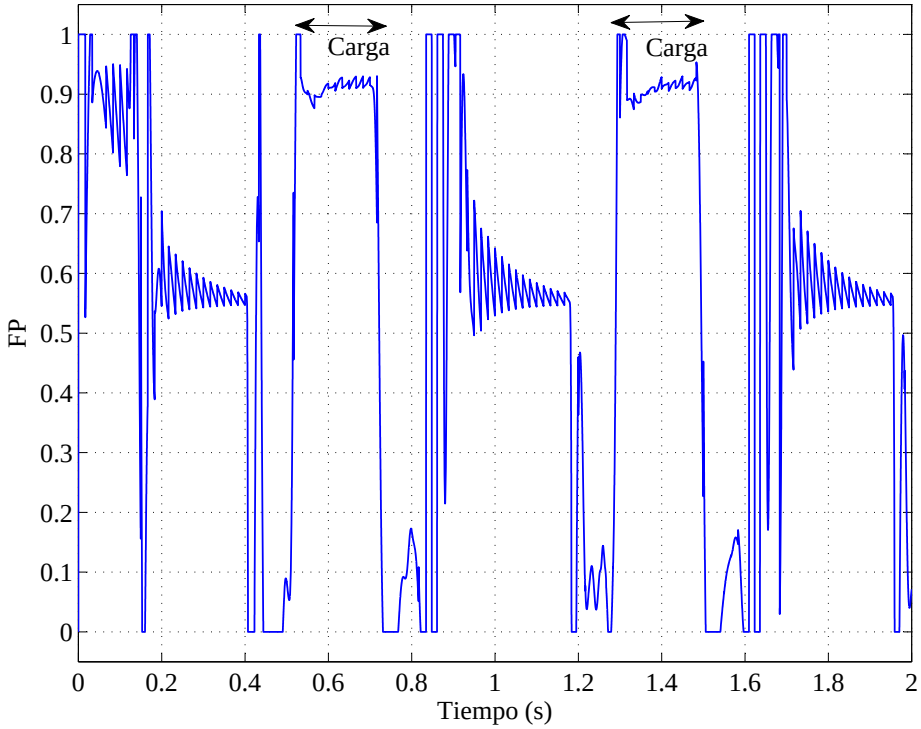


Figura IV.8. Factor de potencia en el rectificador dos ciclos operativos.

Las figuras IV.4, IV.5, IV.6, IV.7 y IV.8 permiten vislumbrar mejoras en relación con la operación típica, además, se ha podido comprobar que los parámetros de calidad de la energía eléctrica, como son THD_I y FP son satisfechos con la operación propuesta; sin embargo, poner en perspectiva los trazos de potencia en ambas estrategias permite destacar las ventajas que aporta el trabajo desarrollado.

En la figura IV.9 se presenta una comparativa entre el manejo de la energía usando la operación típica y usando la estrategia que se plantea en este trabajo de tesis cuyo trazo ha sido escalado por 10 para contar con una escala más detallada; la finalidad es comparar los trazos y comprobar que los picos de la operación tradicional son eliminados y sólo persiste uno que se presenta en el instante en que concluye el arranque suave pero su magnitud no es significativa.

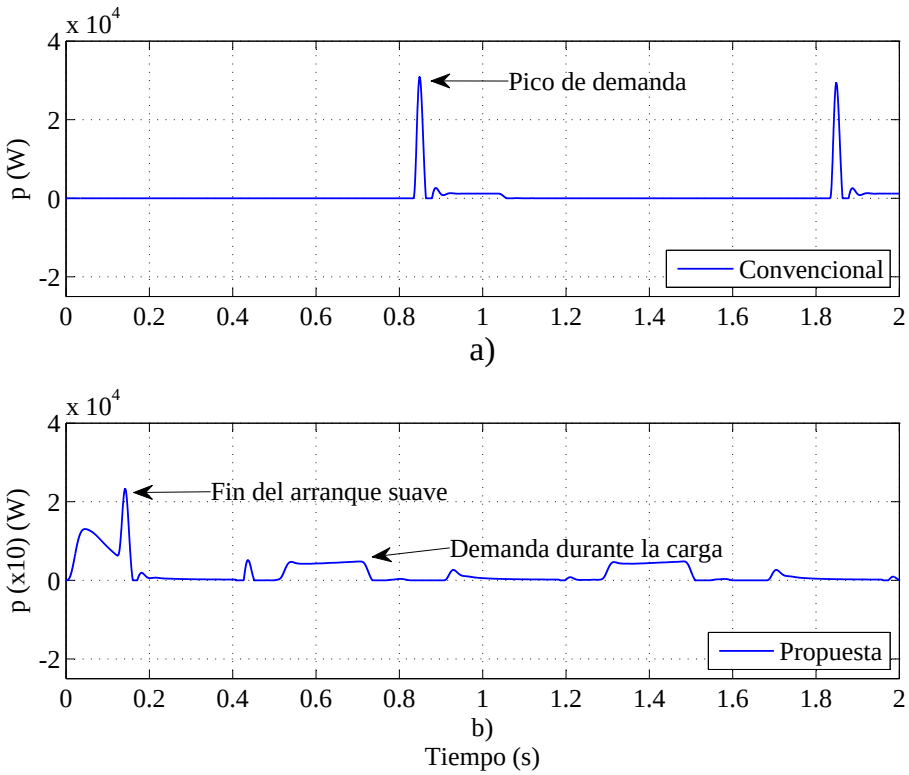


Figura IV.9. Comparativa del manejo de la energía en operación típica y en operación propuesta.

Debido a las diferencia de escalas es difícil establecer una comparativa cuantitativa del nivel máximo de potencia que se alcanza entre la operación típica y la operación propuesta, de manera que se incluyen ambos trazos en la figura IV.10. En la figura el eje de potencia activa se presenta en escala logarítmica y se destaca el valor de potencia máxima de cada una de las estrategias de operación, destacándose que el pico es alrededor de 13.2 veces mayor que el pico máximo que se genera con la estrategia propuesta.

La figura IV.11 muestra una comparativa entre la potencia que se toma a partir del suministro eléctrico y la potencia que se consume en la carga, al tratarse de una simulación con elementos ideales se aprecia que salvo el pico de potencia inicial que requiere el condensador para cargarse los paquetes de energía que se almacenan en el condensador son consumidos por la carga.

Usando la estrategia propuesta la eficiencia tiene relación directa con el número de exposiciones que se realicen en un periodo de tiempo, es decir, si solamente se realizan unas pocas tomas radiológicas el pico de inicial tiene más impacto en el cálculo de la eficiencia y por el contrario si el equipo es puesto en operación un número considerable de veces la repercusión de la carga inicial del condensador tiene menos impacto, ya que éste se presenta solo cuando ocurre la

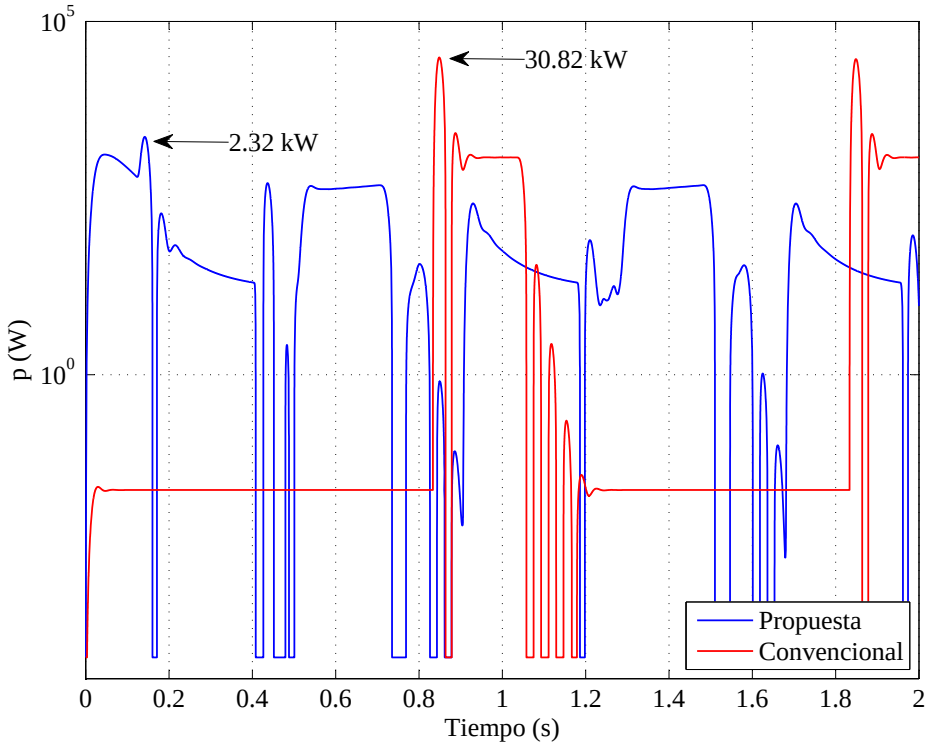


Figura IV.10. Comparativa (en escala logarítmica) del manejo de la energía en operación típica y en operación propuesta.

energización del equipo. Haciendo una estimación de la eficiencia considerando únicamente dos ciclos operativos resulta en una energía de entrada aproximada de 325 J por una energía consumida de aproximadamente 200 J; lo que resulta en un eficiencia de 61.53 % contra una eficiencia de 13.8 % que se mantiene independientemente del número de ciclos realizados en la operación convencional.

IV.4. Resultados de experimentales

Se realiza una prueba experimental del prototipo a una potencia nominal de 100 W, para corroborar su operación en lazo cerrado y poder realizar una comparativa con la primera simulación de este capítulo. Los parámetros para la prueba se muestran en la Tabla IV.3

La figura IV.12 muestra resultados experimentales de la misma operación, los cuales coinciden con los de simulación, además, se aprecia un menor nivel de ruido en la señal moduladora.

La prueba anterior permitió validar el desempeño de la etapa de potencia y la estructura de control, de manera que lo siguiente es incorporar la secuencia lógica, para ello es conveniente comenzar por llevar al convertidor de un punto de operación a otro, esto es posible si ambos

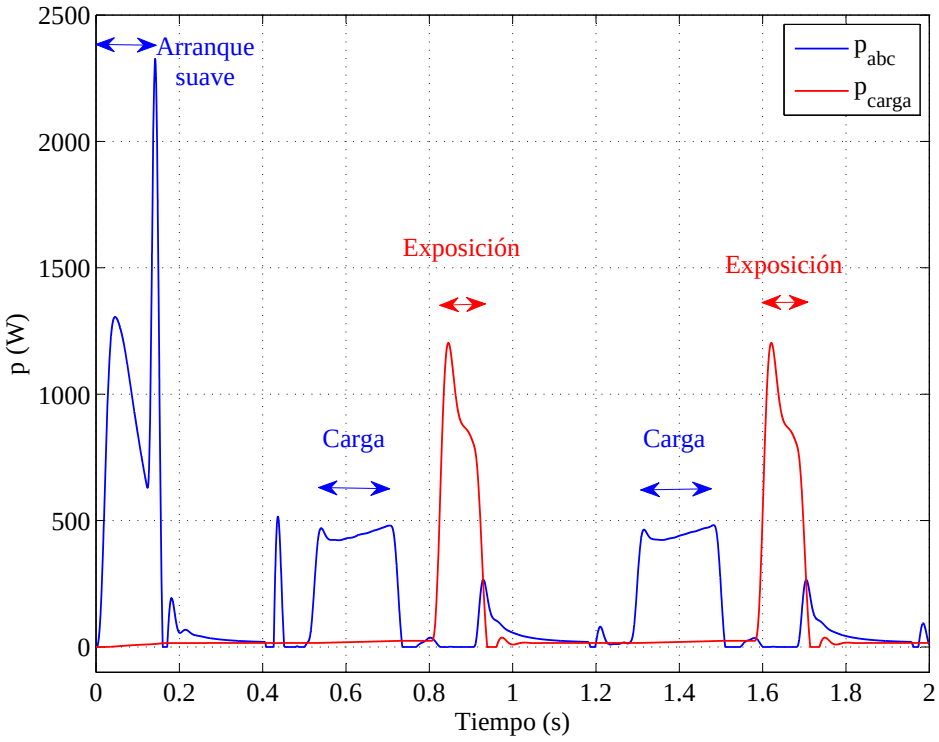


Figura IV.11. Comparativa entre la potencia de entrada y la potencia en la carga.

Tabla IV.3. Parámetros para la prueba experimental en lazo cerrado, 100 W nominales.

Parámetro	Valor
Voltaje de red v_{abc}	17 V_{rms}
Bus de CD V_{CD}	50 V
Capacitancia C	3400 μF
Resistencia R_{abc}	0.4 Ω
Inductancia L_{abc}	4.1 mH
Frecuencia de conmutación f_s	4980 Hz

puntos se encuentran dentro de la región de operación del convertidor.

Hasta el momento se cuenta con un prototipo operativo en lazo cerrado, pero se continua trabajando en la implementación de la secuencia operativa para poder realizar ciclos continuos y contar con un mayor número de pruebas experimentales que validen el la estrategia para un consumo más conveniente de la energía que se propone en este trabajo.

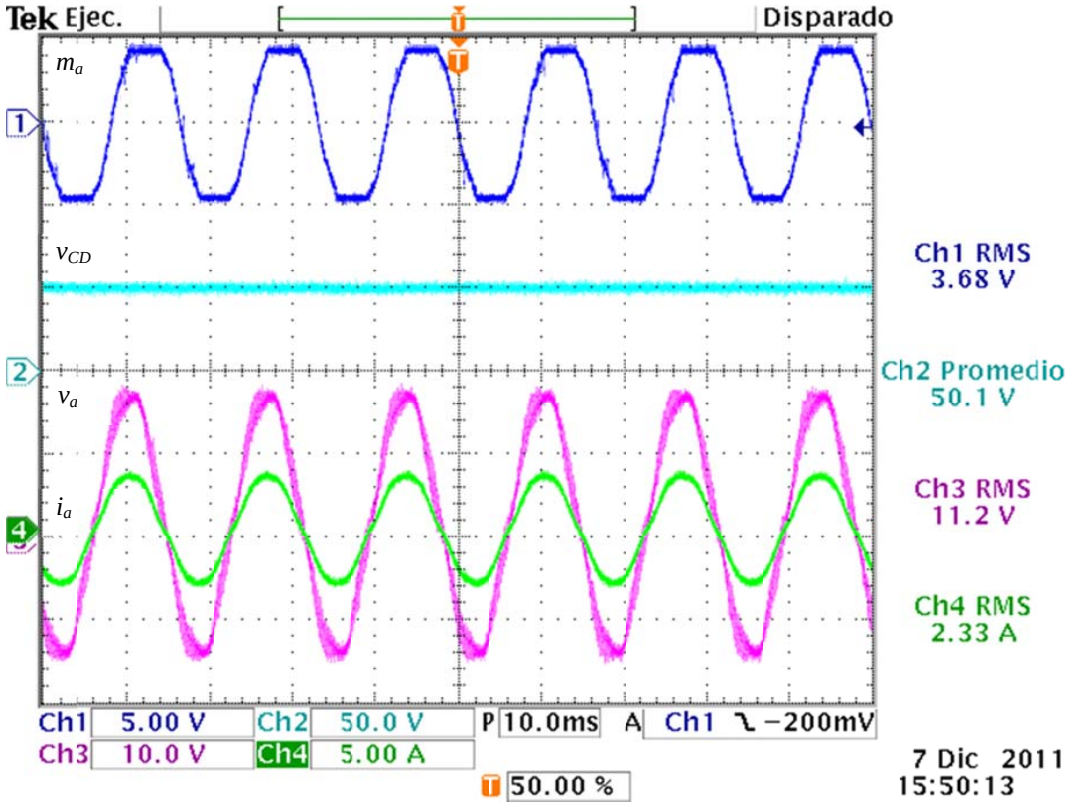


Figura IV.12. Resultado experimental de rectificador activo en lazo cerrado con referencia en 50 V (a) señal moduladora m_a, (b) *bus* de CD, (c) voltaje de la fase A v_a (d) corriente de la fase A i_a.

IV.5. Comentarios de los resultados obtenidos

Uno de los objetivos de este trabajo es contar con un prototipo experimental que permita llevar a cabo la estrategia propuesta para una conversión CA/CD a partir de un sistema trifásico con mejores características; de forma detallada se dieron a conocer los pormenores de la construcción de cada una de las partes del convertidor y sus aditamentos para llevar a cabo una secuencia operativa.

Se realizaron pruebas a medida que las etapas son terminadas para probar su operatividad y desempeño. El módulo de potencia fue sometido a pruebas donde cumple la función de un inversor monofásico, esta prueba fue hecha un par de veces con la intención de probar que las tres ramas de IGBT del módulo se encontraban en buenas condiciones.

Posteriormente se agregaron las inductancias que forman parte de la topología del rectificador activo y la etapas de generación de PWM y tiempo muerto para llevar a cabo una prueba a lazo cerrado donde se valido, al mismo tiempo, la funcionalidad de la estructura de control, regulando el *bus* de CD a 50 V y presentando baja distorsión armónica en la corriente de fase y en fase con

la tensión fase neutro correspondiente.

Para dirigir el trabajo hacia la implementación de la secuencia operativa, se presentan pruebas donde se busca que el convertidor realice seguimiento a una rampa de referencia, con ello se puede conocer si es posible la implementación de la etapa de carga y por lo tanto de la secuencia operativa.

Una vez incorporada la secuencia operativa, se realiza la ejecución de ciclos de exposición en donde se obtienen resultados particulares para cada etapa. En el arranque suave el pico de corriente debido a la energización inicial se ve limitado a causa de la intervención de las resistencias de arranque suave, cuyo efecto limita la corriente hasta un máximo de 20 A evitando un posible daño en los didos en antiparalelo de los IGBT que forman las tres ramas del convertidor.

La etapa de precarga permite llevar a cabo una carga gradual del condensador, si bien en esta etapa de la secuencia el rectificador se mantiene operando por medio de los diodos, los bajos niveles de corriente que se manejan en este periodo no son considerables para que se afecten los parámetros de calidad de la energía del equipo.

Durante la carga, el convertidor lleva a cabo el seguimiento de una rampa que inicia en el nivel de voltaje V_{pr} y alcanza V_{cg}, durante el seguimiento no se aprecian sobretiros, ni en voltaje, ni en corriente. El tiempo de subida de la rampa para estas pruebas fue de 100 ms pero se puede programar un tiempo mayor de carga lo que resultaría en picos de demanda de una amplitud todavía menor durante los periodos de almacenamiento de energía en el condensador.

En el tiempo de exposición, la energía almacenada se extrae del condensador, que en un inicio aporta el total de la potencia que se requiere para iniciar la emisión con el tubo operando a su potencia máxima (1200W) y al cabo de 100 ms de radiación el tubo opera con 732 W, lo que es un porcentaje considerable como para pensar en que el tiempo de radiación de un paciente podría reducirse con los beneficios para la salud que ello conlleva. Al termino de esta etapa el convertidor desempeña de nuevo la etapa de precarga, evitando así un nuevo pico de energización inicial, y los siguientes pasos de la secuencia se vuelven a repetir desde la precarga para una nueva exposición.

En la comparativa de la operación tradicional contra la operación propuesta se destaca que los picos abruptos de demanda son eliminados, con ello se evita que los dispositivos de potencia

que son parte del equipo sufran daño por las condiciones críticas de voltaje y corriente que se presentaba en la operación con picos de demanda. Finalmente, de manera cuantitativa se pudo verificar que existe una reducción de más de trece veces entre el nivel máximo de potencia que se alcanza con la operación tradicional comparado con el nivel máximo de potencia que se alcanza con la estrategia propuesta.

La Tabla IV.4 permite establecer una comparativa entre algunos de los parámetros que se manejan con la operación del equipo convencional y la operación mediante la estrategia propuesta.

Tabla IV.4. Comparativa entre la operación convencional y la operación propuesta para 1200 W nominales.

Parámetro	Opreación convencional	Operación propuesta
$v_{CDmáx}$	308 V	380 V
$I_{amáx}$	160 A	18 A
$p_{máx}$	30.82 KW	2.36 KW
η	13.8 %	61.53 %
FP	0.98	0.95
THD_I	30.24 %	6.73 %

Los resultados de la Tabla IV.4 se obtuvieron considerando dos ciclos operativos en cada una de las estrategias y se consideró hasta el armónico $h = 26$ para el análisis de THD.

En la operación propuesta el voltaje del *bus* de CD se puede llevar a un nivel más alto, pero esto depende de los requerimientos y capacidad de la carga. La eficiencia en el equipo se puede mejorar a medida que se realizan más ciclos operativos ya que sólo una vez se carga al condensador desde cero y en operación convencional esta carga se presenta cada ciclo operativo por lo que la eficiencia se mantiene sin importar la cantidad de ciclos operativos. La THD se estima hasta una frecuencia de 1600 Hz.

Conclusiones

Conclusiones de la tesis

Tradicionalmente, la estructura del generador de un equipo para diagnóstico médico por rayos X incorpora un rectificador de seis pulsos, esta topología no permite el control del flujo de energía hacia la carga y por los tiempos de exposición que se manejan en la aplicación se presenta la operación en picos de demanda. Este tipo de convertidor realiza la conmutación a frecuencia de línea, lo que deriva en aparición de componentes armónicas en las corrientes de fase del sistema de alimentación que pueden afectar la calidad de las tensiones y corrientes del suministro, además de operar con un bajo factor de potencia.

Para un uso más adecuado de la energía eléctrica en un equipo de rayos X, en este trabajo se planteó una estrategia donde se cubrieron los siguientes objetivos:

- Se revisó la literatura referente a convertidores CD/CA trifásicos que llevan a cabo dicha operación con altas prestaciones en cuanto a los parámetros de calidad de la energía, con base en este estudio se concluye que el rectificador activo trifásico es la opción que puede aportar las mejores características a la aplicación.
- Se estableció una secuencia operativa basada en tiempos de carga y descarga del condensador para realizar la exposiciones radiológicas. Durante el periodo de carga se almacena una cantidad finita de energía que es acumulada y liberada hacia la carga del rectificador para la toma de la radiografía, para esta función se usa el condensador del *bus* de CD.

- Con ayuda de la definición de energía y un diferencial de energía entre los niveles de precarga y carga del condensador se obtuvo una expresión para determinar el valor de la capacitancia del elemento.
- Para el caso del inductor, se analizaron dos métodos para conseguir una cota par el valor máximo, el primero enfocado al valor mínimo de voltaje en el condensador del *bus* de CD y el segundo desarrollado para tener una mayor velocidad de respuesta en la dinámica del convertidor, se determina el uso del valor arrojado por el primer método pues al ser un valor más pequeño, que además permite un mayor flujo de potencia hacia a la carga.
- El análisis por fase del convertidor permio obtener un primer panorama de las características operativas del convertidor operando en lazo abierto. En este punto se incorporó la secuencia operativa para que el rectificador ejecute varios ciclos operativos, donde se observa que existe un tiempo de alrededor de un par de ciclos de linea para que la tensión y la corriente se pongan en fase lo que se traduce en la presencia de potencia reactiva que no es deseable en esta aplicación.
- Con apoyo del circuito simplificado del convertidor, se consigue obtener un modelo matemático del rectificador activo en *abc*; mediante la transformación *dq* se consiguiío ubicar al modelo en dicho marco de referencia. Se consigue validar los modelos y determinar la capacidad de transferencia de potencia de la topología del convertidor para los parámetros seleccionados correspondientes a un prototipo de 1200 W a partir de su región de operación.
- Se uso una estructura de control que permite desacoplar los términos de potencia activa y reactiva. La estructura se conforma de dos lazos internos de corriente y un lazo externo de voltaje. Cada lazo incluye un controlador, que para esta aplicación se diseña con controladores de tipo PI. En base al método de ubicación de polos se obtienen las ganancias de los controladores internos y externo. Y se reduce el tiempo que tardan el voltaje y la corriente para ponerse en fase, el cual toma ahora solo poco menos de medio ciclo de linea.
- Se realizó la construcción de un prototipo de laboratorio de 1200 W, el cual fue evaluado en pruebas a lazo cerrado. Con ello se valida que el prototipo es operativo.
- La estrategia es capaz de operar con una estrategia donde los picos de demanda son reducidos aproximadamente 13 veces en comparación con la operación convencional y con un factor de potencia cercano a la unidad durante los periodos de carga, que es el lapso de tiempo donde la corriente es significativa. Mediante tiempos de carga de 200 ms el condensador puede aportar una cantidad de energía del orden de 96.75 J hacia las siguientes etapas durante un tiempo de en 100 ms.

Aportaciones de la tesis

En este trabajo de tesis se presenta al desarrollo de una estrategia operativa novedosa que pretende contribuir a la evolución de este tipo de equipos cuya importancia en el campo del diagnostico médico es incalculable. La operación de un equipo de rayos X desempeñando ciclos de almacenamiento de energía y su utilización durante la exposición radiológica evita poner en riesgo sistemas críticos en un edificio de salud debido a la nula presencia de picos de demanda, que hablando de media y alta potencia los picos son capaces de ocasionar distorsión de la tensión lo que significa un problema adicional para los equipos ya mencionados.

En el diseño de la estrategia que seleccionó un convertidor CA/CD que maneja de bajos niveles de THD_I y alto FP con el fin de cumplir con las normativas que rigen dichos parámetros de calidad de la energía.

Trabajo futuro

A corto plazo, se contempla la implementación de la secuencia operativa en Matlab/Simulink® y la realización de algunos ciclos operativos.

A mediano plazo, la realización de alguna prueba donde el suministro aporte energía durante tiempo de exposición. Una serie de pruebas convenientes serían las que se realizaran usando como carga un inverso resonate.

A largo plazo, queda abierta la posibilidad de escalar el convertidor, en cuanto a potencia nominal, e implementar la estrategia propuesta en este trabajo en un equipo de rayos X real. La puesta en marcha de un rectificador activo de entre 30 kW y 100 kW difícilmente se podrá llevar a cabo en un laboratorio. Sin embargo, de llevarse a cabo y obtener resultados similares a los entregados por este trabajo se puede hablar de un punto de un aporte importante en la evolución de los generadores de este tipo de equipos enfocado a un mejor manejo de la energía eléctrica, el cual es un tema que a todo mundo concierne en la actualidad.

Publicación generada

H. Rodriguez, V. Cardenas, C. Nunez, ”Peak demand reduction strategy for energy conversion in X-ray systems”, *8th International Conference on Electrical Engineering Computing Science and Automatic Control (CCE), 2011*, pp. 1 -6 , 2011.

Anexo A

Construcción del prototipo experimental

Para comenzar la descripción de la construcción de prototipo experimental se dará inicio con la etapa de potencia. Una parte medular en la etapa de potencia es la configuración puente trifásico, que es parte del rectificador, está conformada por seis transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT, por su nombre en inglés), el arreglo viene incluido en el módulo fabricado por POWEREX® con número de parte CM50MD-12H y algunos parámetros de los dispositivos de conmutación contenidos en el dispositivo se muestran en la Tabla A.1.

El módulo está pensado para llevar a cabo una amplia cantidad de aplicaciones, entre muchas otras, se contempla su uso con motores de inducción, por esta razón el dispositivo tiene incorporado un rectificador de diodos y un arreglo para disipar la energía del proceso de regeneración propio del frenado de los motores, estos aditamentos que son útiles cuando el módulo se usa con máquina eléctricas; sin embargo ninguno de estos dos circuitos son utilizados para este trabajo.

Tabla A.1. Parámetros de los semiconductores del modulo CM50MD-12H

Parámetro	Valor
Voltaje Colector-Emisor	600 V
Corriente de salida	50 A @ 25° C
Frecuencia de operación	$20-25$ khz
Máxima disipación de potencia	104 W (por IGBT)
Tiempo de encendido $t_d\ (on)$	120 ns
Tiempo de apagado $t_d\ (off)$	200 ns

Para llevar a cabo el encendido de un IGBT es necesario un circuito impulsor que aporte la corriente necesaria para un adecuado encendido del semiconductor, y al mismo tiempo brinde aislamiento entre la etapa de potencia y la etapa generadora de señales de conmutación, en este caso la tarjeta de SPWM. Para este trabajo, los impulsores se implementaron en base al optoacoplador PC923 pues su tiempo de propagación es de 5 μs y su alta confiabilidad lo hacen adecuado para esta aplicación. Se diseñó una placa de circuito impreso en PROTEL99® donde se ubicó la etapa de potencia y los impulsores, la figura A.1 muestra la construcción de esta parte del prototipo terminada.

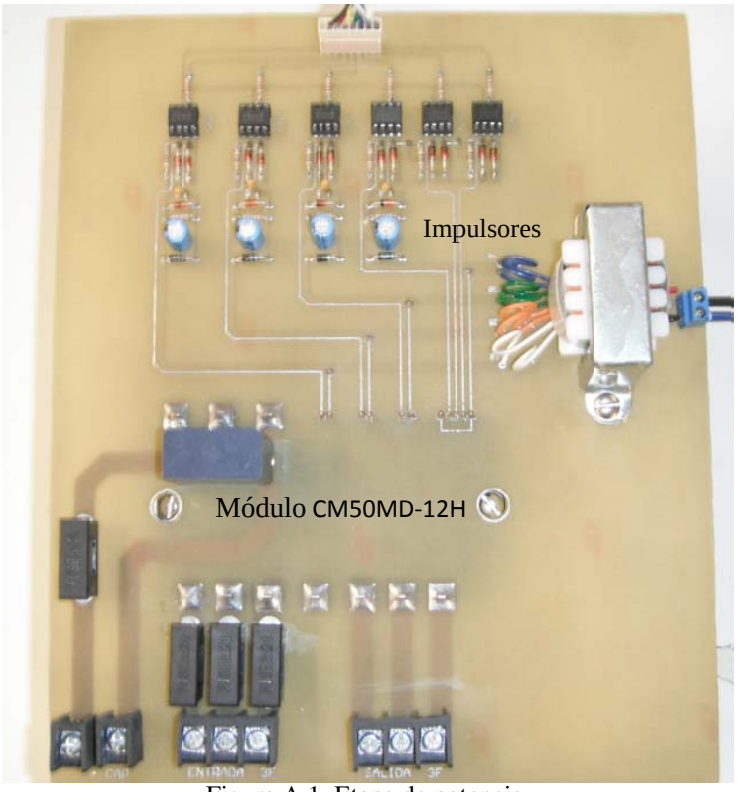


Figura A.1. Etapa de potencia.

Cabe mencionar que el rectificador activo es una topología que también puede ser usada como inversor trifásico, por lo que el diseño se realizó para que tenga la flexibilidad de ser usado en cualquiera de las dos configuraciones; además, se puede poner en operación el rectificador de diodos y el frenado por medio de un par de puentes, en caso de ser necesarios; de manera que esta parte del prototipo puede ser usada en proyectos y trabajos que se realicen a futuro en el Laboratorio de Calidad de la Energía Eléctrica y Control de Motores (LABCEECM).

De acuerdo a la técnica de conmutación seleccionada en capítulos anteriores, el rectificador activo opera con modulación de ancho de pulso basada en portadora sinusoidal (SPWM), por lo que se construyó una tarjeta generadora de este tipo de patrón. En ella se genera una señal triangular a una frecuencia de 4980 Hz que se compara con las tres señales moduladoras que provienen de la tarjeta dSPACE® y entrega como salida las seis señales pulsadas para cada uno de los IGBT.

El diseño usado para la construcción del circuito impreso es una versión con la que ya se contaba en el LABCEECM por lo que fue necesario trabajar la placa fenólica y llevar a cabo su construcción.

Debido a que los IGBT no son interruptores ideales y requieren de tiempos de apagado y encendido es necesario que exista una etapa que genere ciertos tiempos de retardo y evite que dos dispositivos de la misma rama se encuentren eventualmente encendidos, y se pueda producir una condición de corto circuito que le cause un daño fatal al prototipo. El tiempo mínimo que debe esperar un dispositivo para su encendido, posterior a la orden de apagado del IGBT de la misma rama, depende del tiempo de apagado del transistor $t_d(off)$ y del tiempo de propagación del impulsor.

Como en el caso de la etapa generadora de SPWM, en el LABCEECM ya se contaba con una version del diseño de la tarjeta de tiempo muerto se procedió a realizar la placa y se procedió al montaje de los componentes que la integran.

Se lleva a cabo una primera prueba para validar la operatividad del puente trifásico del módulo, los impulsores, la tarjeta generadora de PWM sinusoidal y las tarjetas generadoras de tiempo muerto funcionando en forma conjunta. Para ello, se usan dos ramas del arreglo de semiconductores del módulo desempeñando una operación inversora. Primero se prueban las ramas A y B como lo muestra la figura A.2, y posteriormente las ramas A y C .

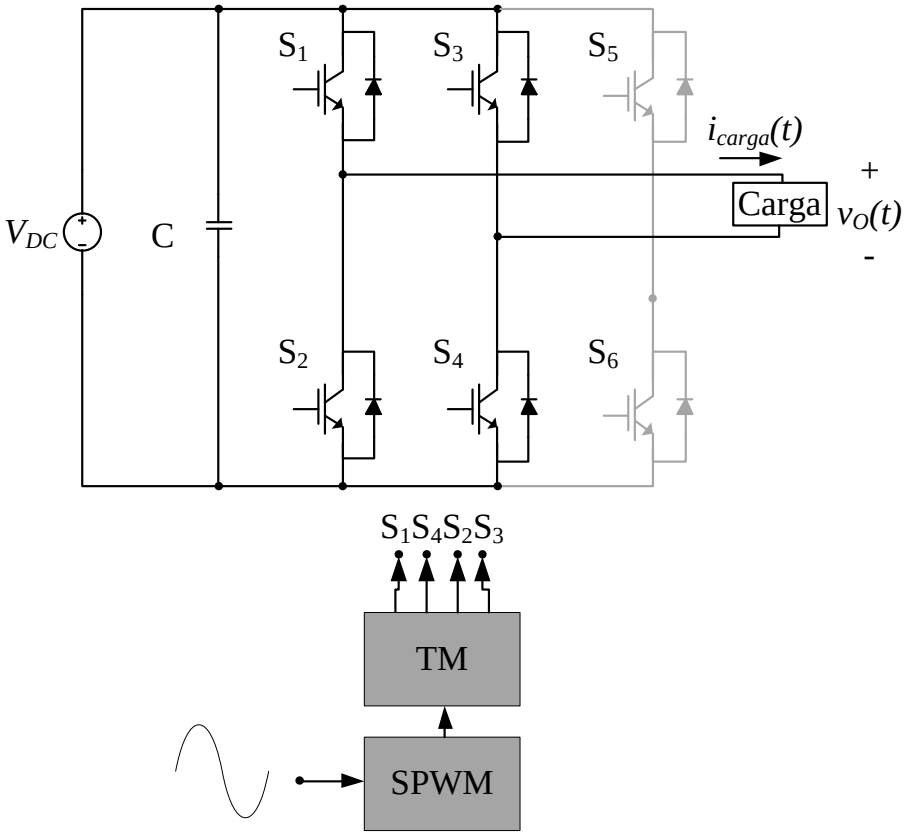


Figura A.2. Configuración en inversor para prueba a baja potencia.

La Tabla A.2 muestra los valores de los parámetros usados para llevar a cabo el desarrollo de estas pruebas iniciales a baja potencia, y realizadas con la finalidad de no encontrar inconvenientes en el diseño del PCB (del inglés, placa de circuito impreso).

Tabla A.2. Parámetros para la prueba en configuración inversora

Parámetro	Valor
Potencia en la carga	4.41 W
Voltaje de CD	30 V
Capacitancia	2100 μF
Resistencia de carga	180 Ω
Frecuencia de conmutación	4980 Hz
Moduladora (pico a pico)	9.4 V

En la figura A.3 muestra los resultado experimentales de la prueba para las ramas A y B, mismas que se configuran como un inversor monofásico. En los trazos se aprecian los patrones de

conmutación y para cada par ”cruzado” de dispositivos de potencia y una similitud de las formas de onda de corriente y voltaje en la carga por ser ésta de tipo resistivo.

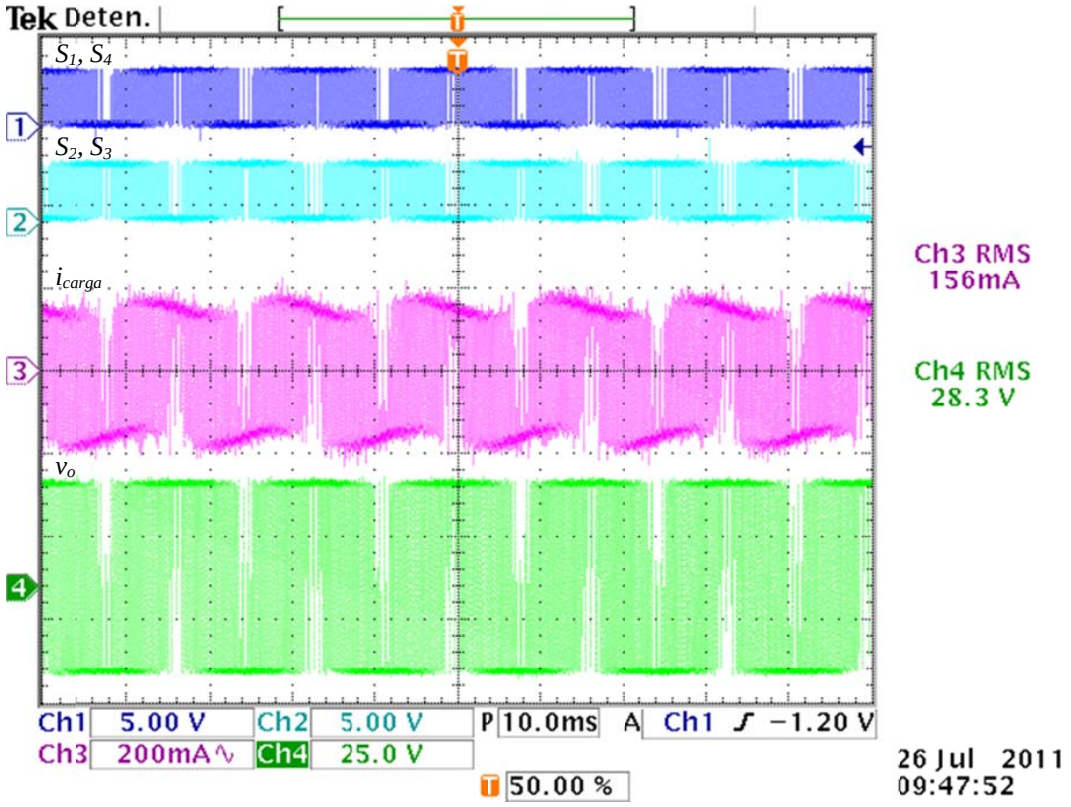


Figura A.3. Prueba como inversor, ramas A y B, alimentación 30 V, (a) patrón de conmutación de S_1 y S_4, (b) patrón de conmutación de S_2 y S_3, (c) corriente en la carga y (d) voltaje en la carga.

Se realiza la misma prueba para las ramas A y C, también usadas como inversor monofásico.

Con los resultados arrojados por las figuras A.3 y un vez realizada la prueba con la rama C, se puede concluir que el conjunto de la etapa de potencia y los generadores de SPWM y tiempo muerto están en condiciones operativas.

Sin embargo, en las figura anteriores no es posible observar el efecto de la etapa que proveé el tiempo muerto, por lo tanto se presenta la figura A.4, donde se muestra el espacio de tiempo existente entre las señales de encendido de dos IGBT de la misma rama y el cual es de aproximadamente $13\mu s$.

Una vez realizada esta prueba se puede continuar con la construcción de los elementos restantes del prototipo.

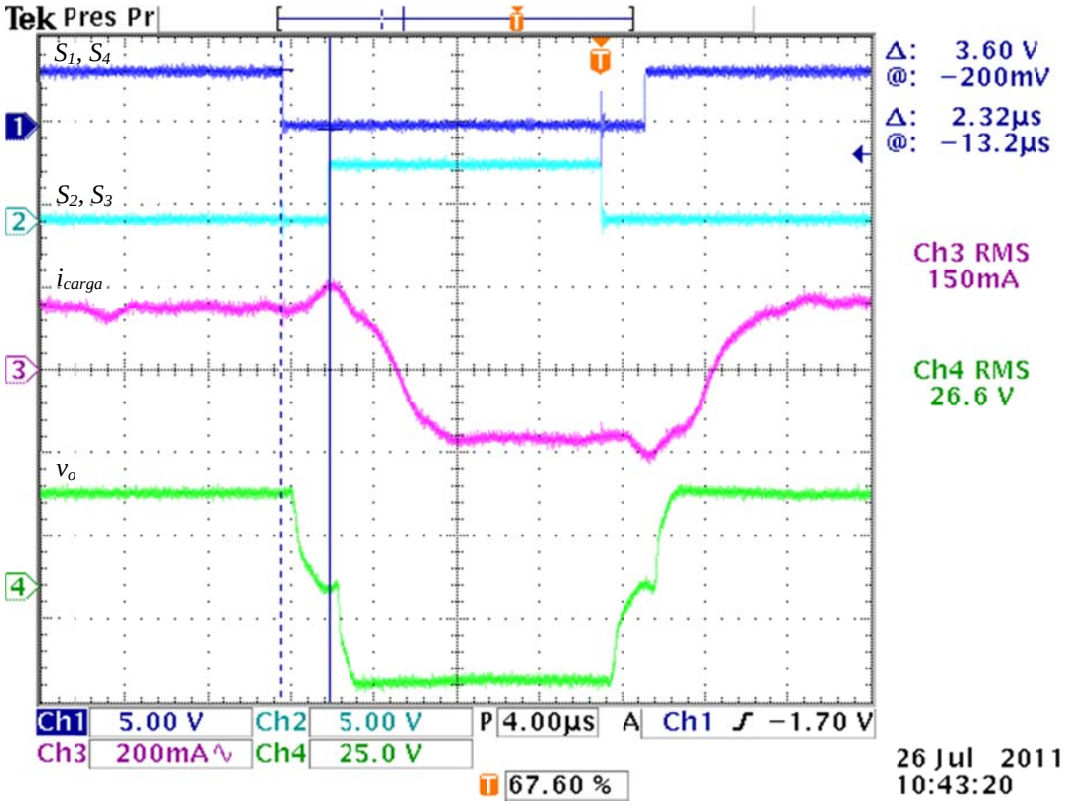


Figura A.4. Tiempo muerto en la señales de encendido de interruptores de la misma rama (a) patrón de conmutación de S_1 y S_6,(b) patrón de conmutación de S_2 y S_5, (c) corriente en la carga y (d) voltaje en la carga.

El rectificador activo trifasico incluye en su topología tres inductores que realizan el enlace con el sistema de alimentación, la función de estos elementos es permitir el flujo de potencia, establecer la condición de rizo de corriente y tienen estrecha relación con la dinámica del convertidor. Para su diseño se utilizaron las formulas incluidas en [51] para inductores de varias capas con núcleo de aire. Se buscó que estos elementos tengan utilidad a futuro por lo que se diseñaron con tres derivaciones disponibles en valores de 4.1 mH, 7.8 mH y 10.5mH; con esto se busca que puedan ser usados en futuros proyectos. Los inductores fabricados se pueden ver en la figuraA.5.

Para poder dar lugar a cada una de las etapas de la secuencia operativa, el convertidor tiene incorporados algunos interruptores que permiten la carga del condensador y el paso de la potencia hacia la carga durante la exhibición. Los interruptores están basados en un relevador y el impreso fue realizado para integrar tres interruptores en cada tarjeta.

El convertidor incorpora un grupo de sensores; de los cuales tres de ellos se encargan de la medición de las tres corrientes de fase, uno sensa la tensión de la fase A y el neutro y el último sensa el voltaje en el *bus* de CD. Para realizar el sensado de corriente se utilizan sensores de



Figura A.5. Inductores núcleo de aire con tres derivaciones.

efecto Hall con número de parte CNL-100 que son fabricados por F. W. Bell® tienen salida en corriente con una ganancia de 1 mA/A, para su montaje se modificó un circuito impreso con el fin de tener disponible salida en voltaje a partir de una versión anterior de PCB propiedad del LCEECM. La fabricación de los sensores de voltaje se hizo a partir de una una segunda versión del PCB que se tiene en LCEECM. Las señales provenientes de los sensores son utilizadas por el controlador para generar las señales moduladoras y sincronizar la transformación dq.

Bibliografía

[1] D. J. Vermeulen, "Early x-ray equipment: a view from the south," *Engineering Science and Education Journal*, vol. 11, pp. 231 –242, 2002.

[2] L. Sarsfield, "The electrical equipment of x-ray apparatus," *Electronics and Power*, vol. 67, pp. 437 –462, 1929.

[3] H. Hino, T. Hatakeyama, T. Kawase, and M. Nakaoka, "Electronics in medicine - some recent trends," *Conference Proceedings Eleventh International Telecommunications Energy Conference, 1989. INTELEC '89.*, vol. 2, pp. (20.5) 1 –8, 1989.

[4] J. J. Bliss, "Some typical circuits for industrial x-ray apparatus," *Journal of the British Institution of Radio Engineers*, vol. 15, pp. 85 –100, 1955.

[5] S. Balter, "State of the art of conventional x-ray equipment," *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 27, pp. 1034 –1041, 1980.

[6] T. Onodera, "High power inverter for x-ray generator using a coreless transformer," *19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record*, vol. 2, pp. 1207 –1211, 1988.

[7] Y. J. Kim, Y. Murayana, and M. Nakaoka, "Practical evaluations of resonant pole-assisted zvs-pwm dc/dc converter with series capacitor-connected transformer parasitic parallel resonant tank," *Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95*, pp. 795 –802, 1995.

[8] J. Sun, M. Nakaoka, and H. Takano, "High-voltage transformer parasitic resonant pwm dc-dc high-power converters and their performance evaluations," *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1997. ISIE '97*, vol. 2, pp. 572 –577, 1997.

[9] H. Takano, J. Takahashi, T. Hatakeyama, and M. Nakaoka, "Feasible characteristic evaluations of resonant tank pwm inverter-linked dc-dc high-power converters for medical-use high-voltage application," *Conference Proceedings 1995, Tenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95*, vol. 2, pp. 913 –919, 1995.

[10] Y. J. Kim, H. Hatakeyama, and M. Nakaoka, "Comparative evaluations of phase-shifted pwm resonant inverter-fed dc-dc converter with high-voltage high-frequency transformer link," *Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1995*, vol. 2, pp. 657 –664, 1995.

[11] M. Rashid, *Electrónica de Potencia Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*. México, México: Pearson Educación, 2004.

[12] D. Hart, *Electrónica de Potencia*. Madrid, España: Pearson Educación, 2001.

[13] J. Sun, X. Ding, M. Nakaoka, and H. Takano, "Series resonant zcs-pfm dc-dc converter with multistage rectified voltage multiplier and dual-mode pfm control scheme for medical-use high-voltage x-ray power generator," *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 147, pp. 527 –534, 2000.

[14] J. Sun, H. Takano, and M. Nakaoka, "Series and parallel transformer resonant dc-dc converter using optimal digital servo and repetitive learning control schemes," *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 146, pp. 530 –538, 1999.

[15] E. B. Barcenas, V. Cardenas, and J. A. Roffiel, "Design tradeoffs in pwm rectifiers with active filtering function," *Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008*, pp. 1423 –1429, 2008.

[16] M. I. Z. Belver and V. M. Stadler, *Estudio bibliográfico sobre distorsión armónica producida por convertidores estáticos: análisis, problemática, soluciones y normativa*. Madrid, España: IBERDROLA, 1997.

[17] P. Pejovic, "A novel low-harmonic three-phase rectifier," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 49, pp. 955 –965, 2002.

[18] P. Pejovic and Z. Janda, "Optimal current programming in three-phase high-power-factor rectifier based on two boost converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, pp. 1152 –1163, 1998.

[19] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. P. Kothari, "A review of three-phase improved power quality ac-dc converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, pp. 641 –660, 2004.

[20] G. T. Kim and T. A. Lipo, "Vsi-pwm rectifier/inverter system with a reduced switch count," *24th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC'93.*, vol. 3, pp. 2327 –2332, 1995.

[21] R. Zhang, F. C. Lee, and D. Boroyevich, "Four-legged three-phase pfc rectifier with fault tolerant capability," *IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00.*, vol. 1, pp. 359 –364, 2000.

[22] D.-W. Chung and S.-K. Sul, "Minimum-loss strategy for three-phase pwm rectifier," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, pp. 517 –526, 1999.

[23] J. Wu, F. C. Lee, D. Boroyevich, H. Dai, K. Xing, and D. Peng, "A 100 kw high-performance pwm rectifier with a zct soft-switching technique," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, pp. 1302 –1308, 2003.

[24] D. Hill, "Electronics in medicine - some recent trends," *Electronics and Power*, vol. 19, pp. 99 –102, 1973.

[25] B. T. Onodera, J. W. A. B. Kulkarni, and M. Nishimoto, "An integrated ac drive system using a controlled-current pwm rectifier/inverter link," *IEEE Transactions on Power Electronics.*, vol. 3, pp. 64 –71, 1988.

[26] M. P. Kaźmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, *Control in power electronics: selected problems*. San Diego, California, U. S. A.: Academic Press, 2002.

[27] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: principles and practice*. U. S. A.: IEEE Press, 2003.

[28] C. T. Pan and T. C. Chen, "Modelling and analysis of a three phase pwm ac-dc convertor without current sensor," *IEE Proceedings B Electric Power Applications,*, vol. 140, pp. 201 –208, 1993.

[29] M. Gonzalez, V. Cardenas, and C. Nunez, "An optimal selection of the references generation scheme for the dq theory to compensate unbalance, reactive power, harmonic distortion and non characteristic harmonics," *10th IEEE International Power Electronics Congress*, pp. 1 –6, 2006.

[30] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers.*, vol. 48, pp. 716 –727, 1929.

[31] J. Lira, C. Nunez, V. Cardenas, and R. Alvarez, "Voltage sag compensation in high-quality ac/dc converters using the single-phase dq theory," *10th IEEE International Power Electronics Congress*, pp. 1 –6, 2006.

[32] H. Miranda, V. Cardenas, N. Visairo, G. Sandoval, and G. Espinosa-Perez, "A dq0 passivity-based approach for 3 ϕ four-wire shunt active power filter based on npc three-level converter," *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008. IECON 2008*, pp. 3171 –3177, 2008.

[33] J. Alcala, V. Cardenas, E. Rosas, N. Visairo, and R. Sierra, "State of the art of conventional x-ray equipment," *6th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control,CCE,2009*, pp. 1 –6, 2009.

[34] J. R. Rodriguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt, and P. Lezana, "Pwm regenerative rectifiers: state of the art," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, pp. 5 –22, 2005.

[35] K. Sakamoto, M. Yajima, T. Ishikawa, S. Sugimoto, T. Sato, and H. Abe, "Development of a control system for a high-performance self-commutated ac/dc converter," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 13, pp. 225 –232, 1998.

[36] J. C.Liao and S. N. Yeh, "A novel instantaneous power control strategy and analytic model for integrated rectifier/inverter systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, pp. 996 –1006, 2000.

[37] Y. Ye, M. Kazerani, and V. H. Quintana, "A novel instantaneous power control strategy for a pwm rectifier under unbalanced input voltage conditions," *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004*, vol. 1, pp. 251 –256, 2004.

[38] J. R. Espinoza, G. Joos, and L. Moran, "Decoupled control of the active and reactive power in three-phase pwm rectifiers based on non-linear control strategies," *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99*, vol. 1, pp. 131 –136, 1999.

[39] W. C. Lee, D. S. Hyun, and T. K. Lee, "A novel control method for three-phase pwm rectifiers using a single current sensor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, pp. 861 –870, 2000.

[40] A. J. Laxmi, G. Das, K. Rao, K. Sreekanthi, and K. Rayudu, "Different control strategies for unified power quality conditioner at load side," *1ST IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 2006*, pp. 1 –7, 2006.

[41] B. Yin, R. Oruganti, S. K. Panda, and A. K. S. Bhat, "A novel modeling and control method for three-phase pwm converters," *IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001*, vol. 1, pp. 102 –107, 2001.

[42] H. K. Khalil, *Nonlinear systems*. San Diego, California, U. S. A.: Prentice Hall, 2002.

[43] J. Alcala, V. Cardenas, and N. Visairo, "Input - output linearization control for a three - phase ac/dc/ac voltage source converter for bidirectional power flow," *12th International Power Electronics Congress (CIEP), 2010*, pp. 33 –39, 2010.

[44] J. M. Carrasco, E. Galvan, G. Escobar, A. M. Stankovic, and R. Ortega, "Passivity-based controller for a three phase synchronous rectifier," *26th Annual Confjerence of the IEEE Industrial Electronics Society, 2000. IECON 2000*, vol. 4, pp. 2629 –2634, 2000.

[45] H. Komurcugil and O. Kukrer, "A novel current-control method for three-phase pwm ac/dc voltage-source converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, pp. 544 –553, 1999.

[46] Y. Chen, Y. Zhong, and S. Zhang, "A novel nonlinear control method for the output voltage of three-phase voltage-source pwm rectifier," *Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005*, vol. 2, pp. 1290 – 1294, 2005.

[47] J. W. Choi and S. K. Sul, "Fast current controller in three-phase ac/dc boost converter using d-q axis crosscoupling," *IEEE Transactions on Power Electronics, IEEE*, vol. 13, pp. 179 –185, 1998.

[48] K. Ogata, *Ingeniería de control moderna*. España: Pearson Educación, 2003.

[49] C. T. Chen, *Linear System Theory and Design*. U. S. A.: Oxford University Press, 2009.

[50] J. Alcala, E. Barcenas, and V. Cardenas, "Practical methods for tuning pi controllers in the dc-link voltage loop in back-to-back power converters," *12th International Power Electronics Congress (CIEP), 2010*, pp. 46 –52, 2010.

[51] S. Martinez, *Prontuario para el diseño eléctrico y electrónico*. Barcelona, España: Marcombo, 1989.