

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



TESIS

DISEÑO DE UN CONVERTIDOR AC-DC BIDIRECCIONAL DE UNA SOLA ETAPA Y CON AISLAMIENTO GALVÁNICO PARA APROVECHAMIENTO DE LAS COMPONENTES DE ALTA FRECUENCIA EN LA TENSIÓN AC DEL VSI TRIFÁSICO

PARA OBTENER EL TÍTULO PROFESIONAL DE:

INGENIERO ELECTRÓNICO

ELABORADO POR:

JOSÉ CARLOS UGAZ PEÑA

ASESOR

PhD. DAMIÁN SAL Y ROSAS CELI

LIMA – PERÚ

2021

**DISEÑO DE UN CONVERTIDOR AC-DC BIDIRECCIONAL DE UNA
SOLA ETAPA Y CON AISLAMIENTO GALVÁNICO PARA
APROVECHAMIENTO DE LAS COMPONENTES DE ALTA
FRECUENCIA EN LA TENSIÓN AC DEL VSI TRIFÁSICO**

Agradecimientos:

Este trabajo fue financiado por Fondecyt-Concytec en el marco de la convocatoria 041-01 con número de contrato: Contrato 176-2018 Fondecyt.

Dedicatoria:

A quienes aún creen en la universidad pública

A quienes con su trabajo la financian

A quienes en las aulas y en las calles la defienden

Que este trabajo sirva de retribución

RESUMEN

En este trabajo de tesis se presenta el diseño de un convertidor trifásico bidireccional AC-DC con aislamiento galvánico de alta frecuencia. En esta propuesta, las componentes de alta frecuencia generadas por la conversión AC-DC para interacción con la red, son aprovechadas para transferir energía a la carga con aislamiento galvánico, resultando en una configuración de una sola etapa. Para ello, se parte de la configuración de dos etapas, que consiste en un inversor tipo fuente de tensión (VSI) en cascada con un convertidor de doble puente activo (DAB), buscando mantener las ventajas que esta presenta: corriente de red sinusoidal y control de la potencia de salida mediante el ángulo de desfase. El estudio del VSI permite obtener las expresiones matemáticas que describen la tensión AC generada; mediante la utilización de una impedancia intermedia del tipo LC (tal como en el caso del DAB serie resonante) es posible atenuar las componentes indeseadas para transferir energía únicamente mediante la componente fundamental a la frecuencia de conmutación, cuya fase es conocida, lo que permite controlar el flujo de potencia mediante el ángulo de desfase con un puente activo de salida. Así, las piernas de VSI se utilizan simultáneamente para interacción con la red eléctrica y como puente activo de entrada en una configuración análoga al DAB serie resonante. La propuesta detalla el principio de operación, el procedimiento de dimensionamiento de componentes y la estrategia de control. Se presenta un ejemplo de diseño para un sistema de 24kW que es luego simulado computacionalmente en PSIM® para verificar la validez de la propuesta, comparando los resultados con los obtenidos mediante la configuración de dos etapas.

ABSTRACT

This work introduces a novel three-phase, single stage, bi-directional AC-DC isolated converter. In this converter, the AC-DC conversion produces both the low frequency components to interact with the grid and the components for power transfer with high frequency galvanic isolation. The proposal is based on the two stages configuration, which consists in a Voltage Source Inverter (VSI) connected to a Dual Active Bridge (DAB), aiming to guarantee the main advantages and the simplicity of this configuration: sinusoidal grid current and output power controlled by the phase-shift between the active bridges. The study of the VSI leads to analytic expression that describes the AC voltage; by means of a LC intermediate impedance (as in the Series Resonant Dual Active Bridge, DAB-SR) it is possible to attenuate the undesired components in order to transfer power only by the fundamental switching component. Since the phase of the fundamental component is known, it is possible to control the power transfer by means of phase-shift modulated active bridge at the output. Thus, the VSI legs are used simultaneously to control the grid current and as an input active bridge for a DAB-SR converter. The presented proposal includes the principle of operation, the procedure to design the components and the control strategy. A 24kW application is presented as design example. In order to validate the proposal, the designed setup is simulated using PSIM®, the main results are compared with those from the simulation of a 24kW two stage converter.

PRÓLOGO

La mayor utilización de recursos energéticos distribuidos se presenta, dentro del actual contexto energético nacional, no solo como una alternativa sino como una urgente necesidad. En este escenario, la investigación en el área de electrónica de potencia posibilita el desarrollo de nuevas tecnologías para un aprovechamiento eficiente de estos recursos, en particular mediante convertidores electrónicos conectados a la red eléctrica.

La electrónica de potencia es aún un área de estudio minoritaria a nivel nacional. Sin embargo, la iniciativa del Grupo de Investigación de Electrónica de Potencia y Sistemas Energéticos Inteligentes de la UNI, ha permitido consolidar un equipo de trabajo que viene presentando propuestas de convertidores electrónicos altamente eficientes, basados en la integración de etapas y funciones, apuntando a obtener topologías con un menor número de elementos semiconductores, más compactas y eficientes. En ese sentido, el presente trabajo de tesis presenta el diseño de un convertidor electrónico DC/AC bidireccional y con aislamiento galvánico para el aprovechamiento de las componentes de alta frecuencia en la tensión AC de un inversor trifásico tipo fuente de tensión (VSI por sus siglas en inglés). Esta idea surge de la posibilidad de utilizar componentes de alta frecuencia para transferencia de energía a partir de convertidores resonantes, tema que viene siendo ya trabajado en el grupo de investigación. La originalidad del trabajo radica en la propuesta de una nueva topología donde las impedancias resonantes (también llamadas tanques) son conectadas directamente a los puntos medios de las piernas de un VSI trifásico. De esta forma se tiene acceso directo a la tensión AC producida por el VSI. Los terminales de salida de las impedancias resonantes se conectan en común en el lado primario de un transformador de aislamiento en cuyo secundario se dispone de un puente activo completo. Estos criterios permiten obtener un convertidor de una sola etapa, con flujo bidireccional de potencia y aislamiento galvánico, donde la transferencia de energía es controlada mediante la diferencia de fase.

La metodología seguida para diseñar la configuración propuesta considera como punto de partida la configuración de dos etapas, ampliamente utilizada y estudiada en la literatura especializada. El estudio de las expresiones analíticas de la tensión AC producida en un VSI

trifásico permite identificar las componentes de alta frecuencia adecuadas para la transferencia bidireccional de potencia y determinan la forma de conexión de las impedancias resonantes. Por su parte, el estudio detallado del convertidor de doble puente activo resonante serie (DAB-SR por sus siglas en inglés) proporciona las estrategias de modulación que posibilitan el control de la potencia transferida utilizando únicamente las componentes a frecuencia fundamental de conmutación. Seguidamente, se presenta el análisis cuantitativo del convertidor diseñado, detallando las expresiones que describen las principales magnitudes y permiten dimensionar cada uno de los componentes, así como la estrategia de control a aplicar para garantizar la operación conectada a la red eléctrica trifásica. De esta forma, se obtiene el diseño completo de un convertidor electrónico bidireccional de una sola etapa con aislamiento galvánico, donde la transferencia de potencia se hace mediante las componentes de alta frecuencia de la tensión AC del VSI trifásico.

La verificación del funcionamiento del diseño propuesto se realiza mediante simulación computacional de un sistema de 24kW. Los resultados obtenidos son comparados con los correspondientes a un sistema de similares características, diseñado bajo la configuración de dos etapas.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

CAPÍTULO I

INTRODUCCIÓN.....	1
1.1. Antecedentes de la investigación	1
1.2. Descripción de la problemática.....	4
1.3. Formulación del problema	5
1.3.1. Problema general	5
1.3.2. Problemas específicos.....	5
1.4. Objetivos	6
1.4.1. Objetivo general.....	6
1.4.2. Objetivos específicos	6
1.5. Hipótesis.....	6
1.5.1. Hipótesis general.....	6
1.5.2. Hipótesis específicas.....	6
1.6. Alcance del trabajo de tesis.....	7
1.7. Organización del texto	7

CAPÍTULO II

FUNDAMENTO TEÓRICO.....	9
2.1. VSI trifásico como rectificador controlado (Boost PFC).....	9
2.1.1. Operación de una pierna VSI con modulación SPWM	10
2.1.2. VSI trifásico	15
2.1.3. Conexión a la red y control de la corriente	17
2.1.4. Dimensionamiento de la inductancia de filtro	20
2.2. Convertidor de doble puente activo resonante serie	21
2.2.1. Principio de operación	21
2.2.2. Análisis cuantitativo.....	23
2.2.3. Condiciones de conmutación suave	26
2.2.4. Dimensionamiento de componentes	27

2.2.5.	Modulación por ciclo de trabajo	29
2.3.	Configuración de dos etapas	30
2.3.1.	Dimensionamiento de componentes	30
2.3.2.	Estrategia de control	32

CAPÍTULO III

DESARROLLO DE LA PROPUESTA		38
3.1.	Antecedentes	38
3.2.	Propuesta de convertidor AC-DC bidireccional de una sola etapa con aislamiento galvánico.....	39
3.3.	Principio de operación.....	40
3.3.1.	Semi-etapa VSI	40
3.3.2.	Semi-etapa AB-SR.....	41
3.4.	Análisis cuantitativo.....	43
3.4.1.	Análisis por componentes fundamentales.....	43
3.4.2.	Condición de conmutación suave ZVS	44
3.4.3.	Supresión de componentes indeseadas en la corriente	44
3.5.	Dimensionamiento de componentes	46
3.5.1.	Semi-etapa VSI y desacoplamiento capacitivo.....	46
3.5.2.	Semi-etapa AB-SR.....	46
3.6.	Estrategia de control.....	48
3.7.	Comparación con la configuración de dos etapas	48
3.7.1.	Número de llaves activas	49
3.7.2.	Características del transformador de aislamiento	49
3.7.3.	Número de circuitos resonantes	50
3.7.4.	Resumen comparativo.....	51

CAPÍTULO IV

DIMENSIONAMIENTO DE UN SISTEMA DE 24 KW PARA CARGA RÁPIDA DE BATERÍAS.....		53
4.1.	Dimensionamiento de componentes	53
4.1.1.	Semi-etapa VSI	53
4.1.2.	Semi-etapa AB-SR.....	54
4.1.3.	Componentes para configuración de dos etapas	56
4.1.4.	Resumen.....	58

4.2. Diseño de los controladores	58
4.2.1. Controlador de corriente de red	58
4.2.2. Controlador de tensión DC intermedia	59
CAPÍTULO V	
RESULTADOS DE SIMULACIÓN COMPUTACIONAL	63
5.1. Régimen permanente.....	65
5.1.1. Operación de carga	65
5.1.2. Operación de descarga	69
5.2. Régimen transitorio.....	73
5.2.1. Variación de operación de carga hacia operación de descarga.....	73
5.2.2. Variación de operación de descarga hacia operación de carga.....	75
CAPÍTULO VI	
ANÁLISIS DE RESULTADOS Y CONTRASTACIÓN DE HIPÓTESIS.....	78
6.1. Análisis de resultados.....	78
6.2. Contrastación de hipótesis	79
CONCLUSIONES.....	81
RECOMENDACIONES	83
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	84

ÍNDICE DE IMÁGENES

Fig. 1.1. Sistema de baterías conectado a la red eléctrica de distribución.....	2
Fig. 1.2. Sistema de baterías conectado a la red eléctrica: Configuración típica de dos etapas.	4
Fig. 1.3. Configuración genérica de una etapa mediante convertidor AC-AC.....	5
Fig. 2.1. Esquema básico de una pierna VSI con modulación SPWM y portadora simétrica triangular.....	10
Fig. 2.2. Modulación SPWM de una pierna de VSI.....	11
Fig. 2.3. Celda unitaria en el plano x - y	13
Fig. 2.4. Obtención de la señal v_{xo} en el dominio del tiempo a partir de la representación en el plano x - y - z	14
Fig. 2.5. Disposición básica de un VSI trifásico	16
Fig. 2.6. VSI trifásico conectado a la red en configuración Boost PFC.....	18
Fig. 2.7. Disposición básica de un convertidor DAB-SR.....	21
Fig. 2.8. Principales formas de onda del DAB-SR en régimen permanente	23
Fig. 2.9. Circuito AC equivalente para el análisis de componentes fundamentales del DAB-SR.	24
Fig. 2.10. Respuesta en frecuencia esperada para el tanque resonante.	28
Fig. 2.11. Configuración básica a dos etapas.	30
Fig. 2.12. Circuito equivalente del filtro de salida.	32
Fig. 2.13. Diagrama de bode esperado para el filtro de salida.	33
Fig. 2.14. Diagrama de bloques de la estrategia de control de corriente de fases.	35
Fig. 2.15. Diagrama de bloques para la implementación digital del controlador PR.....	36
Fig. 2.16. Estrategia de control del equilibrio entre potencias de entrada y salida.	37
Fig. 3.1. Configuración propuesta por Zhang.....	38
Fig. 3.2. Distribución armónica aproximada de la tensión entre piernas de un VSI trifásico con modulación SPWM.....	39

Fig. 3.3. Propuesta de convertidor AC-DC bidireccional de una sola etapa con aislamiento galvánico.....	40
Fig. 3.4. Principales formas de onda en la semi-etapa AB-SR en régimen permanente	42
Fig. 3.5. Flujo de corriente en el puente activo de la semi-etapa AB-SR durante cada etapa de funcionamiento	42
Fig. 3.6. Diagrama de bloques de la estrategia de control del convertidor propuesto.....	48
Fig. 4.1. Diagrama de bode de la función de transferencia de corriente de red.	59
Fig. 4.2. Efecto del controlador de corriente, diagrama de bode de lazo compensado.	60
Fig. 4.3. Efecto del controlador de corriente, diagrama de bode de lazo cerrado.	60
Fig. 4.4. Diagrama de bode de la función de transferencia de tensión.....	61
Fig. 4.5. Efecto del controlador de tensión, ecuación, diagrama de bode de lazo compensado.	61
Fig. 4.6. Efecto del controlador de tensión, ecuación, diagrama de bode de lazo cerrado..	62
Fig. 5.1. Esquemático del convertidor propuesto para simulación en PSIM®.	63
Fig. 5.2. Esquemático del sistema de control para simulación en PSIM®.....	64
Fig. 5.3. Corriente y tensión de salida para operación de carga con potencia nominal.....	65
Fig. 5.4. Corrientes y tensiones de fase para operación de carga con potencia nominal.....	66
Fig. 5.5. Detalle de la corriente y tensión en el primario del transformador de aislamiento para operación de carga.	67
Fig. 5.6. Corrientes en los tanques resonantes para operación de carga con potencia nominal.	68
Fig. 5.7. Tensión intermedia para operación de carga con potencia nominal	68
Fig. 5.8. Corriente y tensión de salida para operación de descarga con potencia nominal .	69
Fig. 5.9. Corrientes y tensiones de fase para operación de descarga con potencia nominal	70
Fig. 5.10. Detalle de la corriente y tensión en el primario del transformador de aislamiento para operación de descarga.....	71
Fig. 5.11. Corrientes en los tanques resonantes para operación de carga con potencia nominal.	72
Fig. 5.12. Tensión intermedia para operación de descarga con potencia nominal	73
Fig. 5.13. Respuesta transitoria de la corriente de salida frente a un cambio instantáneo de operación de carga hacia operación de descarga	74
Fig. 5.14. Respuesta transitoria de las corrientes de fase frente a un cambio instantáneo de operación de carga hacia operación de descarga	74

Fig. 5.15. Respuesta transitoria de la tensión intermedia frente a un cambio instantáneo de operación de carga hacia operación de descarga	75
Fig. 5.16. Respuesta transitoria de la corriente de salida frente a un cambio instantáneo de operación de descarga hacia operación de carga	76
Fig. 5.17. Respuesta transitoria de las corrientes de fase frente a un cambio instantáneo de operación de descarga hacia operación de carga	76
Fig. 5.18. Respuesta transitoria de la tensión intermedia frente a un cambio instantáneo de operación de descarga hacia operación de carga	77

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1: Regla de conmutación para una pierna VSI.....	11
Tabla 3.1. Principales aspectos comparativos entre la configuración de dos etapas y la configuración de propuesta.....	52
Tabla 4.1. Principales parámetros de sistema.....	53
Tabla 4.2. Principales parámetros y componentes dimensionados	58
Tabla 5.1. Principales valores de las corrientes de fase para operación de carga con potencia nominal	66
Tabla 5.2. Principales valores de las corrientes de tanque en operación de carga con potencia nominal	68
Tabla 5.3. Principales valores de las corrientes de fase para operación de descarga con potencia nominal	70
Tabla 5.4. Principales valores de las corrientes de tanque en operación de descarga con potencia nominal	72

CAPÍTULO I

INTRODUCCIÓN

1.1. Antecedentes de la investigación

Durante las últimas décadas se ha evidenciado un creciente aprovechamiento de recursos energéticos renovables para la generación de energía eléctrica, principalmente en Europa, Asia y EEUU. Un aspecto fundamental para este crecimiento ha sido la adopción de políticas que incentivan el uso masivo de estos recursos [1], en particular el concepto de generación distribuida (GD), bajo el cual la energía eléctrica es generada localmente (próxima a los usuarios) en el nivel de la tensión de distribución y con potencias que van desde unos pocos kilowatts hasta alrededor de 10 MW [2]. En contraste, en Sudamérica la GD es aún una tendencia escasa, siendo Perú uno de los países más atrasados mientras la creciente demanda energética suele ser atendida mediante nuevas centrales de generación concentrada, muchas de ellas a base de hidrocarburos. No obstante, se espera un escenario nacional de impulso de la GD con la próxima emisión del “Reglamento de la Generación Distribuida”, cuyo documento preliminar, elaborado por el Ministerio de Energía y Minas, se encuentra, a finales del año 2019, en debate [3].

El escenario de Generación Distribuida implica una nueva concepción del flujo de potencia en la red de distribución, siendo ahora bidireccional con la posibilidad de no solo consumir energía de la red sino también suministrar energía a esta. Además, la GD posibilita no solo la inyección de energía (potencia activa) a la red eléctrica de distribución sino también la atención de servicios especiales tales como la regulación de tensión mediante inyección de reactivos [2]. No obstante, la característica variable de los recursos energéticos renovables supone ciertos desafíos para mantener la confiabilidad del sistema de distribución. En escenarios de baja penetración, la fluctuación de la GD suele ser atenuada por la generación centralizada, sin embargo, en escenarios con una mayor presencia de GD esta fluctuación puede significar un problema. Como alternativa se considera el uso de almacenadores de energía, o fuentes energéticas despachables (célula combustible, gas y otros) [4]. Así, los recursos energéticos renovables son utilizados en la GD en conjunto con otros recursos, dando origen al concepto de recursos energéticos distribuidos.

Entre los diversos recursos energéticos distribuidos, el presente trabajo se interesa en los bancos de baterías. Inicialmente utilizados como almacenadores locales de energía para atender contingencias cortas (o en aplicaciones críticas, debido a su alto costo); su uso ha venido aumentando debido a su utilidad en sistemas fotovoltaicos y recientemente con el crecimiento del mercado de vehículos eléctricos, lo cual ha tenido una fuerte influencia en la reducción de costos [5]. Es precisamente la aplicación de baterías en los vehículos eléctricos, la que da origen a la posibilidad de un uso extendido de las baterías en la generación distribuida mediante el concepto de servicios vehículo a red, vehicle to grid o V2G [6].

Un sistema de baterías conectado a la red eléctrica es un sistema de conversión de energía de corriente alterna en corriente continua (AC-DC) cuya configuración básica se presenta en la figura 1.1. El convertidor AC-DC es el responsable por gestionar el flujo de energía entre la red y el banco de baterías, el cual es bidireccional. Las principales funciones del convertidor se detallan a continuación, por simplicidad se ha considerado el flujo desde la red hacia el banco de baterías (carga de las baterías).

- Control del flujo de potencia hacia el banco de baterías, esto puede incluir control de la corriente y/o tensión de salida.
- Control de la corriente demandada a la red eléctrica, típicamente sinusoidal en fase con la tensión de red (reducido contenido armónico y elevado factor de potencia)

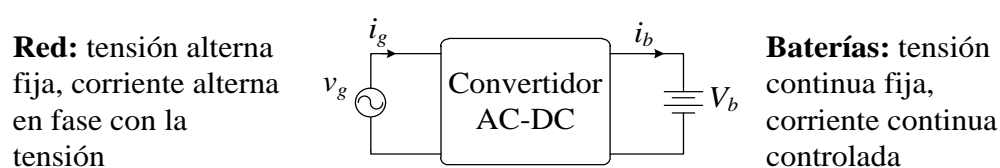


Fig. 1.1. Sistema de baterías conectado a la red eléctrica de distribución.

Fuente: Elaboración propia

Para aplicaciones con potencias mayores a 10kW, como los sistemas de carga rápida de baterías, es recomendable aislar eléctricamente entre sí los puertos del convertidor por cuestiones de seguridad. Así, el aislamiento galvánico es recomendado y, a veces, una exigencia establecida por norma en países como EEUU [7]. Ya que el transformador de aislamiento tiene un importante impacto en el peso y volumen del convertidor, es preferible utilizar aislamiento galvánico en alta frecuencia (arriba de los 10 kHz) en vez de utilizar transformadores a la frecuencia de la red, reduciendo así considerablemente el tamaño.

Entre las principales configuraciones de convertidores con aislamiento galvánico para carga de baterías se destaca los convertidores basados en la configuración de doble puente activo (*Dual Active Bridge - DAB*). Esta estructura permite la conversión DC-DC bidireccional con aislamiento galvánico en alta frecuencia. En un DAB, el flujo de potencia es controlado mediante la diferencia de fase de las tensiones AC de alta frecuencia producidas por el accionamiento de dos puentes activos (AB) conectados mediante un elemento pasivo (impedancia) y un transformador de aislamiento. Además las estructuras del tipo DAB posibilitan la conmutación suave de los semiconductores, lo que reduce considerablemente las pérdidas por conmutación, elevando así la eficiencia para operaciones a alta frecuencia [7].

La conversión AC-DC para interactuar con la red eléctrica requiere de un convertidor bidireccional apropiado. El inversor en fuente de tensión (*Voltage Source Inverter-VSI*) es, por sus características, la estructura más utilizada para este propósito [8]. El VSI permite obtener una tensión AC controlada a partir de una tensión DC, mediante la modulación sinusoidal por ancho de pulso (*Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM*) pudiendo operar tanto como inversor o rectificador controlado. La disposición más utilizada del VSI como rectificador controlado considera la conexión a la red eléctrica mediante inductores, controlando la corriente de red para obtener una tensión DC con valor medio mayor a la tensión de pico de la red eléctrica. Esta configuración es conocida como *Boost Power Factor Correction* (Boost PFC).

La configuración más común para sistemas de baterías conectados a la red eléctrica considera la utilización de un VSI en configuración boost PFC en cascada con un convertidor de doble puente activo [7], tal como se muestra en la figura 1.2. Esta configuración es conocida como configuración de dos etapas ya que se realizan dos procesos de conversión: Primero la tensión AC de la red eléctrica es rectificadora y llevada a un nivel DC intermedio, seguidamente esta tensión es convertida en tensión AC mediante el primer puente activo para así garantizar el aislamiento galvánico de alta frecuencia, luego la tensión AC en el secundario del transformador es rectificadora por el segundo puente activo para obtener el nivel DC requerido para la carga de las baterías. De esta forma se aprovechan, simultáneamente, las características del VSI y del DAB. Además, mediante el desacoplamiento capacitivo de la tensión intermedia, es posible controlar independientemente cada etapa. Como contraparte, la configuración de dos etapas presenta un número considerable de semiconductores: 14 en total para aplicaciones trifásicas.

Además, la tensión DC intermedia requiere de capacitancias elevadas, siendo realizadas mediante capacitores electrolíticos caracterizados por peso y volumen considerables, así como un tiempo de vida reducido.

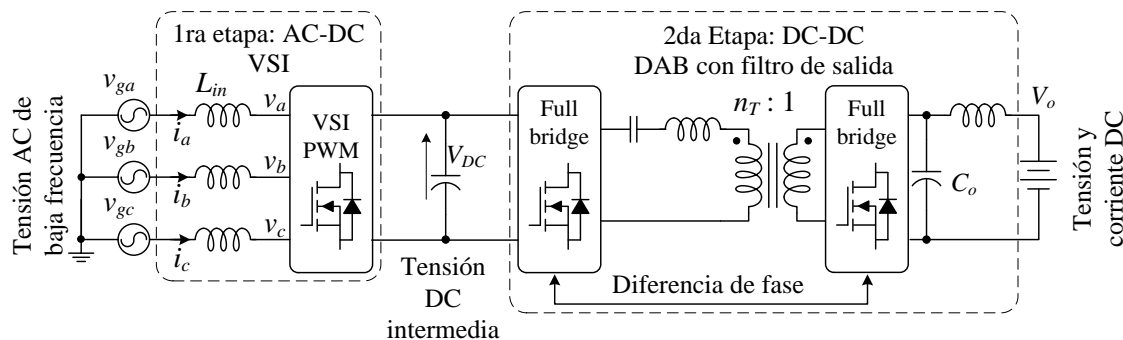


Fig. 1.2. Sistema de baterías conectado a la red eléctrica: Configuración típica de dos etapas.

Fuente: Elaboración propia

El estudio de convertidores con aislamiento galvánico para aplicaciones en sistemas de carga de baterías es un tema ampliamente abordado por la academia. Como alternativa a los convertidores de dos etapas, diversos autores han propuesto convertidores de una sola etapa, donde la tensión AC de la red es convertida en una tensión AC de alta frecuencia para garantizar el aislamiento galvánico. Esta conversión AC-AC no puede ser realizada por medio del VSI, por lo que se requieren de otros convertidores como interfaz con la red. La configuración a única etapa tiene como principales ventajas la reducción de los elementos semiconductores y reactivos, lo que impacta directamente en la eficiencia del convertidor, así como en su tamaño y peso. Como contraparte, las configuraciones a etapa única suelen requerir de sistemas de control más complejos que los de configuraciones a dos etapas [7].

1.2. Descripción de la problemática

La búsqueda por convertidores cada vez más compactos motiva el desarrollo de configuraciones de una única etapa. En este escenario, la mayoría de estructuras propuestas en la literatura especializada considera que la tensión AC de la red sea convertida en tensión AC de alta frecuencia directamente; para ello se prescinde de la etapa VSI boost PFC, siendo esta reemplazada por convertidores AC-AC, conocidos como ciclo-convertidores, obteniéndose la configuración presentada en la figura 1.3 [7]. De esta forma se prescinde también del capacitor DC intermediario. Sin embargo, los convertidores AC-AC presentan un control más complejo que el VSI, requiriendo a veces de conmutación a frecuencia

variable lo que lleva a consideraciones especiales en los elementos reactivos y la estrategia de modulación [9]. Esta complejidad se incrementa en aplicaciones trifásicas donde se requiere corrientes de red balanceadas y con elevado factor de potencia. Además, los convertidores AC-AC requieren de capacidad de bloqueo reverso en los semiconductores, lo que lleva a la necesidad de asociaciones anti-serie de transistores [10], siendo necesario cuando menos 16 semiconductores para aplicaciones trifásicas.

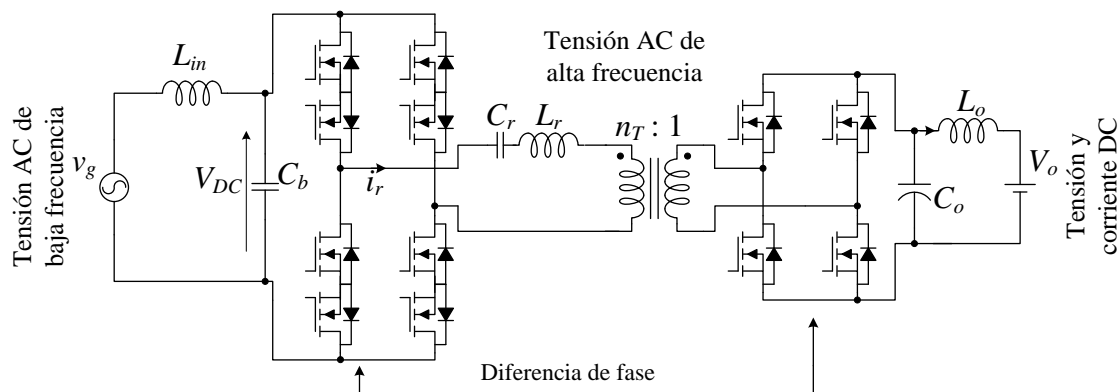


Fig. 1.3. Configuración genérica de una etapa mediante convertidor AC-AC.

Fuente: Elaboración propia

Se evidencia que las configuraciones disponibles en la literatura no consideran la posibilidad transferir energía mediante las componentes de alta frecuencia de la tensión AC generada por el VSI.

1.3. Formulación del problema

1.3.1. Problema general

¿De qué manera se puede diseñar un convertidor bidireccional de una sola etapa y con aislamiento galvánico para aprovechar las componentes de alta frecuencia en la tensión AC del VSI trifásico?

1.3.2. Problemas específicos

- ¿De qué manera se realiza la conexión del transformador de aislamiento para aprovechar las componentes de alta frecuencia en la tensión AC del VSI trifásico?
- ¿Qué estrategia de modulación en el puente secundario permite controlar la transferencia de energía desde las componentes de alta frecuencia en la tensión AC del VSI trifásico?

- En comparación con la configuración de dos etapas: ¿Qué ventajas presenta el aprovechamiento de las componentes de alta frecuencia de la tensión AC del trifásico?

1.4. Objetivos

De los estudios revisados en los antecedentes, se evidencia que las configuraciones disponibles en la literatura no consideran la posibilidad transferir energía mediante las componentes de alta frecuencia de la tensión AC generada por el VSI. En base a la información revisada se formulan los siguientes objetivos para este trabajo de investigación:

1.4.1. Objetivo general

Diseñar un convertidor AC-DC bidireccional de una sola etapa y con aislamiento galvánico que permita aprovechar las componentes de alta frecuencia de la tensión AC generada por un VSI trifásico.

1.4.2. Objetivos específicos

- Diseñar un convertidor AC-DC bidireccional de 24 kW con aislamiento galvánico de una sola etapa para aplicaciones en sistemas de carga de baterías, conectado a la red trifásica de distribución garantizando elevado factor de potencia.
- Definir la estrategia de modulación que permita transferir energía a partir de las componentes de tensión de alta frecuencia generadas por el VSI.
- Validar el diseño propuesto mediante la simulación computacional del sistema en el software PSIM®.

1.5. Hipótesis

1.5.1. Hipótesis general

El aprovechamiento de las componentes de alta frecuencia de un VSI permite realizar la conversión AC-DC en una sola etapa con aislamiento galvánico y capacidad de flujo bidireccional de potencia.

1.5.2. Hipótesis específicas

- La conexión de impedancias resonantes LC a las tensiones AC generadas por el VSI posibilita la conversión AC-DC de una sola etapa con aislamiento galvánico.

- La estrategia de modulación basada en diferencia de fase garantiza la transferencia bidireccional de potencia únicamente a la frecuencia de conmutación, tal como en un convertidor DAB-SR.
- La utilización de las componentes AC del VSI trifásico reduce el número de semiconductores necesarios para la conversión AC-DC bidireccional con aislamiento galvánico.

1.6. Alcance del trabajo de tesis

En el presente trabajo el alcance se limita a sistemas trifásicos balanceados y equilibrados de baja tensión. Las expresiones deducidas se validarán mediante la simulación computacional del sistema propuesto y la comparación de los resultados con los obtenidos a partir de la simulación de un sistema equivalente bajo la configuración de dos etapas.

1.7. Organización del texto

El texto de la presente tesis profesional se organiza de la siguiente manera:

En el Capítulo II se presenta el fundamento teórico del trabajo, con foco en el estudio del VSI y el DAB-SR a fin de entender, en ambos casos, el principio de operación y el procedimiento de dimensionamiento de los componentes del convertidor. Para el VSI se presenta un análisis detallado que permite obtener las expresiones que describen matemáticamente el comportamiento de la tensión AC generada para determinar las componentes adecuadas para la transferencia de energía en alta frecuencia. En este capítulo se presenta también el estudio de la configuración de dos etapas, compuesta por un VSI conectado en cascada con un DAB-SR.

En el Capítulo III se desarrolla la propuesta del presente trabajo de tesis, el diseño de un convertidor AC-DC de una sola etapa y con aislamiento galvánico, que permite el aprovechamiento de las componentes de alta frecuencia de la tensión AC del VSI trifásico para transferencia bidireccional de energía. Se detalla el principio de operación, las principales magnitudes, así como el procedimiento de dimensionamiento de componentes y la estrategia de control. Se presenta además un breve análisis comparativo del convertidor propuesto con la configuración a dos etapas, estudiada en el Capítulo II.

En el Capítulo IV se presenta un caso práctico de dimensionamiento de un prototipo de 24kW. Bajo las mismas especificaciones se dimensiona también un sistema bajo la configuración de dos etapas para realizar una comparación. Se incluye el dimensionamiento de todos los componentes de cada configuración, así como la estrategia de control.

En el Capítulo V se presenta los resultados obtenidos de la simulación computacional de los prototipos de una etapa (propuesta) y de dos etapas. Para este propósito se utiliza el software PSIM®. Los resultados se presentan tanto para la operación en régimen permanente como para la respuesta transitoria. Los principales resultados son analizados en el Capítulo VI y se contrasta estos con las hipótesis del trabajo.

Finalmente, se presentan las conclusiones y recomendaciones del presente trabajo de tesis.

CAPÍTULO II

FUNDAMENTO TEÓRICO

El objetivo de la presente tesis es diseñar un convertidor de una sola etapa para aplicaciones de sistemas de baterías conectados a la red eléctrica, manteniendo la simplicidad y ventajas de la configuración de dos etapas. Esta posibilidad surge del conocido hecho de que la tensión AC generada por un VSI con modulación SPWM contiene tanto componentes de baja frecuencia (utilizadas para interactuar con la red) como componentes de alta frecuencia que podrían ser aprovechadas para transferencia de energía con aislamiento galvánico mediante un puente activo, desde que la impedancia intermedia presente un comportamiento de filtro pasa banda. A fin de presentar en detalle esta propuesta, el presente capítulo presenta el fundamento teórico del trabajo, que se centra inicialmente en el análisis, por separado, de los dos convertidores que componen la configuración a dos etapas: El VSI operando como rectificador controlado (Boost PFC) y el Doble Puente Activo Resonante Serie (DAB-SR). Seguidamente, se presenta el análisis de la configuración a dos etapas, con énfasis en el dimensionamiento de los componentes y el control del sistema. De esta forma, la configuración de dos etapas servirá de referencia comparativa para la propuesta del presente trabajo.

A fin de facilitar la deducción de las expresiones matemáticas, se han tomado las siguientes consideraciones:

- Elementos semiconductores ideales (tensión nula en conducción, conmutación instantánea)
- Elementos reactivos puros (sin resistencias serie o paralelo)
- Transformadores ideales (impedancia de dispersión nula, corriente de magnetización nula)
- Tiempos muertos nulos

2.1. VSI trifásico como rectificador controlado (Boost PFC)

El VSI es la estructura más utilizada para realizar la conversión DC-AC principalmente debido a su versatilidad y simplicidad de control. Típicamente, la explicación de su

funcionamiento considera una conversión DC-AC; sin embargo, las expresiones son igualmente válidas para la conversión AC-DC toda vez que la estructura posibilita el flujo bidireccional de potencia [11], [12]. A continuación, se presenta el análisis del VSI operando con modulación SPWM, cuya aplicación principal es la conversión AC-DC (bidireccional) mediante la generación de una tensión AC como un tren de pulsos que contiene componentes de alta y baja frecuencia. De esas componentes, se suele utilizar únicamente la componente fundamental de baja frecuencia para la transferencia de energía, siendo la demás componentes eliminadas o filtradas.

Las configuraciones monofásicas y trifásicas de un VSI se construyen como arreglos de dos o tres piernas respectivamente, por ello, es conveniente desarrollar el principio de funcionamiento, así como deducir las expresiones matemáticas de tensión AC, a partir de operación de una pierna.

2.1.1. Operación de una pierna VSI con modulación SPWM

A. Principio de operación

El esquema básico de una pierna VSI con modulación SPWM es presentado en la figura 2.1 donde V_{DC} es la tensión DC, convenientemente presentada como la suma de dos tensiones cuyo punto central, O , sirve como referencia de tensión; v_{xo} es la tensión AC en el punto medio de la pierna VSI, v_m es la señal sinusoidal de modulación y v_t es la señal portadora triangular. Por conveniencia se han considerados MOSFETs con diodo en antiparalelo, sin embargo, el análisis es igualmente válido para BJTs e IGBTs.

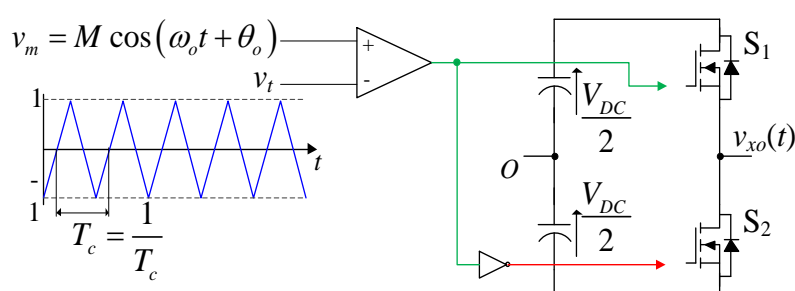


Fig. 2.1. Esquema básico de una pierna VSI con modulación SPWM y portadora simétrica triangular.

Fuente: Elaboración propia

La modulación SPWM puede realizarse con señales portadoras triangulares asimétricas como simétricas; en el presente trabajo se considera una señal triangular simétrica (*double edge SPWM*), que tiene importantes ventajas en el espectro armónico [13].

La señal modulante v_m es definida de acuerdo con las ecuaciones (2.1) y (2.2) donde f_o es la frecuencia fundamental, θ_o es la fase inicial y M es el índice de modulación definido como la razón entre la amplitud AC deseada (V_p) y la mitad de la tensión V_{DC} conforme con la expresión (2.3). Por su parte, la señal portadora tiene amplitud unitaria y frecuencia f_c , de ahora en adelante frecuencia portadora, típicamente mucho mayor que la frecuencia fundamental, como se indica en la expresión (2.4).

$$v_m = M \cos(\omega_o t + \theta_o) \quad (2.1)$$

$$\omega_o = 2\pi f_o \quad (2.2)$$

$$M = \frac{2V_p}{V_{DC}} \quad (2.3)$$

$$f_c \gg f_o \quad (2.4)$$

El accionamiento de las llaves, y consecuentemente el valor de v_{xo} , se definen a partir de la comparación de la señal modulante y la señal portadora conforme se detalla en la tabla 1.1.

Tabla 1.1: Regla de conmutación para una pierna VSI

Condición	v_{xo}	S_1	S_2
$v_m \geq v_t$	$\frac{V_{DC}}{2}$	ON	OFF
$v_m \leq v_t$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	OFF	ON

El proceso de modulación se presenta gráficamente en la figura 2.2, donde por conveniencia se usa una frecuencia portadora considerablemente menor a los valores prácticos. Se puede verificar la forma de onda de la tensión v_{xo} como tren de pulsos que toma únicamente dos valores.

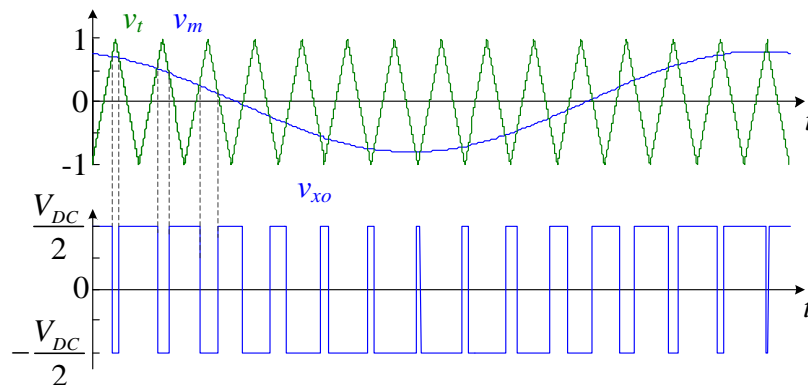


Fig. 2.2. Modulación SPWM de una pierna de VSI

Fuente: Elaboración propia

B. Análisis cuantitativo

Para obtener la expresión matemática que describe el comportamiento de la tensión v_{xo} , esta sección presenta de manera resumida el análisis desarrollado en [13], el cual está basado en la estrategia propuesta por Bowes y otros en [14]. Esta estrategia consiste en representar la tensión $v_{xo}(t)$ como una función de dos variables x e y , definidas en las ecuaciones (2.5) y (2.6), donde θ_c es la fase inicial de la señal portadora. Las variables x e y representan respectivamente las fases de la señal portadora y la señal modulante, las cuales son señales periódicas independientes. De esta forma, se obtiene la expresión (2.7).

$$x = 2\pi f_c t + \theta_c = \omega_c t + \theta_c \quad (2.5)$$

$$y = \omega_o t + \theta_o \quad (2.6)$$

$$v_{xo}(t) = f(x(t), y(t)) = f(x, y) \quad (2.7)$$

Por definición, la función $f(x,y)$ sólo puede tomar los valores $\pm V_{DC}/2$. Además, si se representa la función $f(x,y)$ en un sistema de tres dimensiones (x - y - z), se verifica que la función es periódica en el plano x - y , esto es, la función se puede representar a partir de la repetición de una porción limitada del plano x - y , a la cual se le denomina celda unitaria. Las dimensiones de esta celda unitaria corresponden al periodo de las señales portadora y modulante, lo que define en este caso una región cuadrada de lado 2π .

Dentro de la celda unitaria se establecen dos regiones, según el valor que toma $f(x,y)$. A partir de las ecuaciones (2.1) y (2.5) a (2.7) y la tabla 1, se obtiene la expresión (2.8) que corresponde a la celda unitaria presentada en la figura 2.3, donde por conveniencia se ha utilizado el rango entre $-\pi$ a π , en vez de 0 a 2π .

$$f(x, y) = \begin{cases} \frac{V_{DC}}{2}, & \text{si } x < \left| \frac{\pi}{2} (M \cos(y) + 1) \right| \\ -\frac{V_{DC}}{2}, & \text{si } x \geq \left| \frac{\pi}{2} (M \cos(y) + 1) \right| \end{cases} \quad (2.8)$$

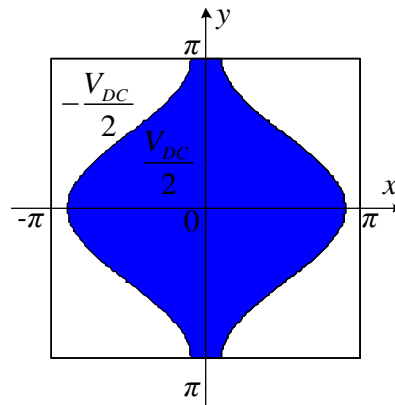


Fig. 2.3. Celda unitaria en el plano x-y.

Fuente: Elaboración propia

La representación de la función v_{xo} en el espacio x - y - z es válida para todo sistema VSI operando con modulación SPWM y portadora triangular simétrica. Para obtener la señal v_{xo} en función del tiempo a partir de esta representación tridimensional, se debe reemplazar los valores especificados para la frecuencia y fase de las señales modulante y portadora en las expresiones (2.5) y (2.6). De esta forma, se define la recta \mathbf{P} en el plano x - y de acuerdo con la ecuación (2.9), donde M_f es el índice de modulación de frecuencia, definido en la ecuación (2.10).

$$\mathbf{P} = \left\{ (x, y) \in \mathbb{R}^2 / y = \frac{x}{M_f} - \frac{\theta_c}{M_f} + \theta_o \right\} \quad (2.9)$$

$$M_f = \frac{\omega_c}{\omega_o} \quad (2.10)$$

La recta \mathbf{P} intersecta los contornos que limitan las regiones en cada celda unitaria, tal como se muestra en la figura 2.4. Los puntos de intersección de \mathbf{P} con los contornos corresponden a los instantes de conmutación de las llaves. Además, en el espacio tridimensional la recta \mathbf{P} corresponde a un plano cuya intersección con $f(x,y)$ define una señal pulsante con amplitud $\pm V_{DC}/2$. La proyección de esta señal sobre el plano x - z corresponde a la tensión v_{xo} en función del tiempo, tal como se presenta en la figura 2.4. La ventaja de representar de la tensión v_{xo} como una función de dos variables radica en que de esta forma se obtiene una función periódica en el plano x - y , lo que permite expresar la función como una serie de Fourier bidimensional de acuerdo con la expresión (2.11), donde los coeficientes están definidos conforme las ecuaciones (2.12) y (2.13).

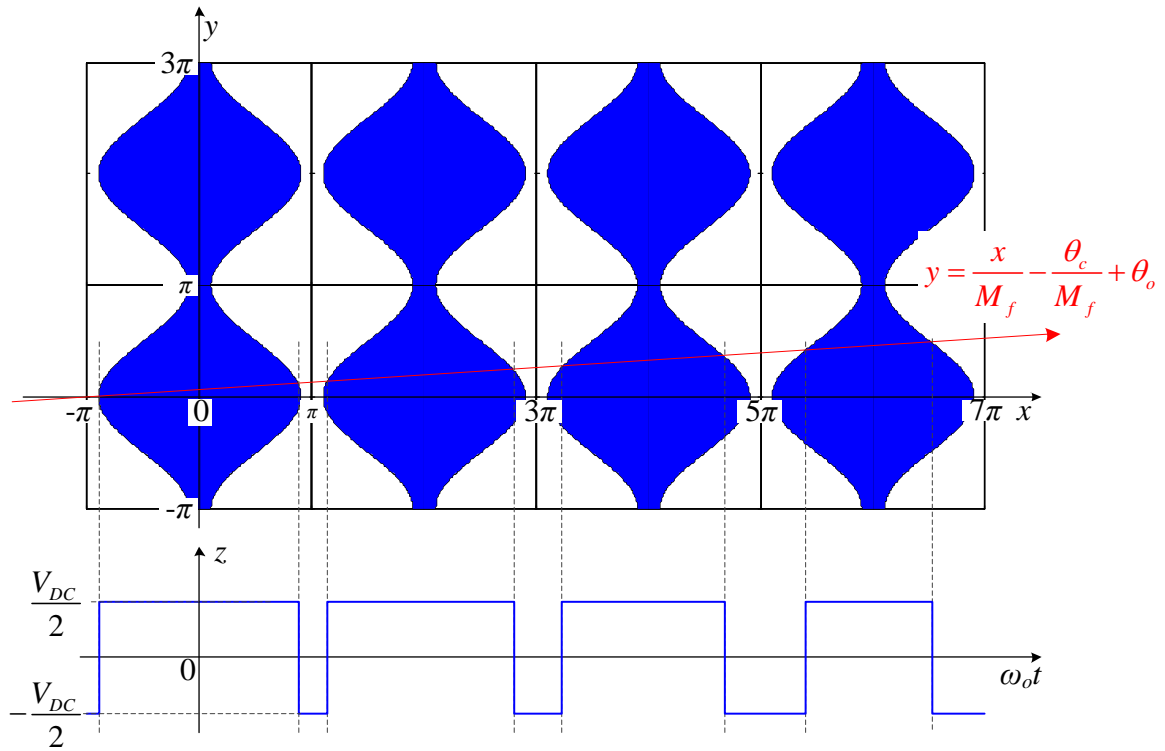


Fig. 2.4. Obtención de la señal v_{xo} en el dominio del tiempo a partir de la representación en el plano x - y - z .

Fuente: Elaboración propia

$$f(x, y) = \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n} \cos ny + B_{0n} \sin ny] + \sum_{m=1}^{\infty} [A_{0m} \cos mx + B_{0m} \sin mx] + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [A_{mn} \cos(mx + ny) + B_{mn} \sin(mx + ny)] \quad (2.11)$$

$$A_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \cos(mx + ny) dx dy \quad (2.12)$$

$$B_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \sin(mx + ny) dx dy \quad (2.13)$$

De esta forma, a partir del análisis de [13], que aquí ha sido brevemente presentado, se obtiene la expresión (2.14) donde las variables x e y han sido reemplazadas de acuerdo a las ecuaciones (2.5) y (2.6), para expresar la tensión v_{xo} en función del tiempo. En esta expresión, los términos J_0 , J_n corresponden a las funciones de Bessel de primer tipo, de orden 0 y orden n respectivamente.

$$\begin{aligned}
v_{xo}(t) = & \frac{V_{DC}}{2} M \cos(\omega_o t + \theta_o) + \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} J_0 \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} \cos(m[\omega_c t + \theta_c]) \\
& + \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left([m+n] \frac{\pi}{2} \right) \cos(m[\omega_c t + \theta_c] + n[\omega_o t + \theta_o])
\end{aligned} \quad (2.14)$$

En general, el punto medio de la tensión DC no está disponible para conexión, por ello, es preferible referir la tensión al nivel inferior del lado DC conforme la expresión (2.15). De esta forma, se obtiene la ecuación (2.16).

$$\begin{aligned}
v &= v_{xo} + \frac{V_{DC}}{2} \quad (2.15) \\
v(t) = & \underbrace{\frac{V_{DC}}{2}}_{\text{DC}} + \underbrace{\frac{V_{DC}}{2} M \cos(\omega_o t + \theta_o)}_{\text{Fundamental}} + \underbrace{\frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} J_0 \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} \cos(m[\omega_c t + \theta_c])}_{\text{Armónicos de frecuencia portadora}} \\
& + \underbrace{\frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left([m+n] \frac{\pi}{2} \right) \cos(m[\omega_c t + \theta_c] + n[\omega_o t + \theta_o])}_{\text{Componentes de banda lateral}}
\end{aligned} \quad (2.16)$$

En la expresión (2.16) se puede identificar cuatro componentes: el primer sumando corresponde a la componente continua, el segundo sumando corresponde a la componente fundamental (baja frecuencia), el tercer sumando corresponde a los armónicos de la frecuencia portadora (alta frecuencia) y el cuarto sumando corresponde a las componentes armónicas de banda lateral (combinaciones lineales de las frecuencias fundamental y portadora). Se observa que el VSI con modulación SPWM reproduce la forma de onda de la señal modulante sin armónicos de baja frecuencia, lo que es de gran utilidad para la conversión DC-AC.

C. Esfuerzos en los semiconductores

La corriente de salida circula alternadamente por la llave inferior y superior, por lo que la corriente máxima que estos conducen es el propio valor de pico de la corriente de salida deseada. Ya en condición de bloqueo, la tensión entre los terminales de potencia de las llaves es la tensión DC. Se debe observar que, de acuerdo con el principio de operación del VSI, las llaves semiconductoras operan con conmutación disipativa, esto es, presentan pérdidas de conmutación. Estos aspectos deben ser considerados al momento de elegir las llaves semiconductoras a utilizar.

2.1.2. VSI trifásico

La disposición básica de un VSI trifásico se presenta en la figura 2.5. De manera similar a la figura 2.1, cada una de las piernas ha sido identificada con una letra (*a*, *b* o *c*),

que se utilizará como subíndice en las variables asociadas; así las tensiones AC de cada pierna son v_a , v_b y v_c respectivamente.

En un sistema trifásico balanceado, se requieren de tensiones AC con la misma amplitud y frecuencia, que estén desfasadas 120° entre sí, de esta forma se definen las señales modulantes para cada una de las piernas del VSI conforme la expresión (2.17).

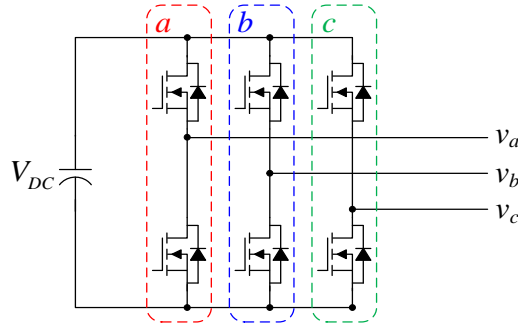


Fig. 2.5. Disposición básica de un VSI trifásico

Fuente: Elaboración propia

$$\begin{aligned}
 v_{ma}(t) &= M \cos \omega_o t \\
 v_{mb}(t) &= M \cos \left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3} \right) \\
 v_{mc}(t) &= M \cos \left(\omega_o t - \frac{4\pi}{3} \right)
 \end{aligned} \tag{2.17}$$

La modulación SPWM se realiza con una misma señal portadora triangular simétrica para las tres piernas. De esta forma la expresión (2.16) es aplicable para obtener las expresiones matemáticas de las tensiones v_a , v_b y v_c a partir de las expresiones (2.17); presentadas en las ecuaciones (2.18), (2.19) y (2.20).

$$\begin{aligned}
 v_a(t) &= \frac{V_{DC}}{2} + \frac{V_{DC}}{2} M \cos \omega_o t + \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} J_0 \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} \cos m \omega_c t \\
 &+ \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left([m+n] \frac{\pi}{2} \right) \cos (m \omega_c t + n \omega_o t)
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

$$\begin{aligned}
 v_b(t) &= \frac{V_{DC}}{2} + \frac{V_{DC}}{2} M \cos \left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} J_0 \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin m \frac{\pi}{2} \cos m \omega_c t \\
 &+ \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \frac{1}{m} J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left([m+n] \frac{\pi}{2} \right) \cos \left(m \omega_c t + n \left[\omega_o t - \frac{2\pi}{3} \right] \right)
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

$$\begin{aligned}
v_c(t) = & \frac{V_{DC}}{2} + \frac{V_{DC}}{2} M \cos\left(\omega_o t - \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} J_0\left(m \frac{\pi}{2} M\right) \sin m \frac{\pi}{2} \cos m\omega_c t \\
& + \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \frac{1}{m} J_n\left(m \frac{\pi}{2} M\right) \sin\left([m+n] \frac{\pi}{2}\right) \cos\left(m\omega_c t + n\left[\omega_o t - \frac{4\pi}{3}\right]\right)
\end{aligned} \quad (2.20)$$

En las expresiones (2.18) a (2.20) se puede observar que las componentes DC y armónicas de la frecuencia portadora son las mismas para las tres tensiones. Por otro lado, estas expresiones corresponden a las tensiones entre el punto medio de cada pierna y el inferior de la tensión DC, lo cual genera una componente DC en la tensión de salida. Por lo tanto, para conexión directa de cargas AC, se utilizan las tensiones entre los puntos centrales de las piernas, definidas conforme se detalla en las ecuaciones (2.21), (2.22) y (2.23).

$$\begin{aligned}
v_{ab}(t) = & \frac{\sqrt{3}V_{DC}}{2} M \cos\left(\omega_o t + \frac{\pi}{6}\right) \\
& + \frac{4V_{DC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \frac{1}{m} J_n\left(m \frac{\pi}{2} M\right) \sin\left([m+n] \frac{\pi}{2}\right) \sin \frac{n\pi}{3} \cos\left(m\omega_c t + n\left[\omega_o t - \frac{\pi}{3}\right] + \frac{\pi}{2}\right)
\end{aligned} \quad (2.21)$$

$$\begin{aligned}
v_{bc}(t) = & \frac{\sqrt{3}V_{DC}}{2} M \cos\left(\omega_o t - \frac{\pi}{2}\right) \\
& + \frac{4V_{DC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \frac{1}{m} J_n\left(m \frac{\pi}{2} M\right) \sin\left([m+n] \frac{\pi}{2}\right) \sin \frac{n\pi}{3} \cos\left(m\omega_c t + n\left[\omega_o t - \pi\right] + \frac{\pi}{2}\right)
\end{aligned} \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned}
v_{ca}(t) = & \frac{\sqrt{3}V_{DC}}{2} M \cos\left(\omega_o t - \frac{7\pi}{6}\right) \\
& + \frac{4V_{DC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \frac{1}{m} J_n\left(m \frac{\pi}{2} M\right) \sin\left([m+n] \frac{\pi}{2}\right) \sin \frac{n\pi}{3} \cos\left(m\omega_c t + n\left[\omega_o t - \frac{5\pi}{6}\right] + \frac{\pi}{2}\right)
\end{aligned} \quad (2.23)$$

En las expresiones (2.21) a (2.23) se puede verificar que las tensiones AC entre las piernas del VSI no presentan componentes armónicas de la frecuencia portadora, únicamente componente fundamental y componentes armónicas de banda lateral.

2.1.3. Conexión a la red y control de la corriente

En el presente trabajo la configuración adoptada para el VSI es como rectificador controlado, también conocida como Boost PFC, presentada en la figura 2.6. Además de las variables ya definidas anteriormente, v_g es la tensión de red en cada fase, i es la corriente en cada fase y L_{in} es la inductancia de conexión con la red.

En configuración boost PFC el VSI es controlado para realizar la conversión AC-DC con corrientes de fase sinusoidales, con reducido contenido armónico y elevado factor de

potencia [15]. Para proyectar adecuadamente el sistema de control, es necesario deducir las expresiones que describen la dinámica de las corrientes de fase. A partir de la figura 2.6 se pueden establecer las expresiones (2.24), donde se considera como referencia de tensión el neutro de la red, siendo v_o la tensión del punto medio del lado DC.

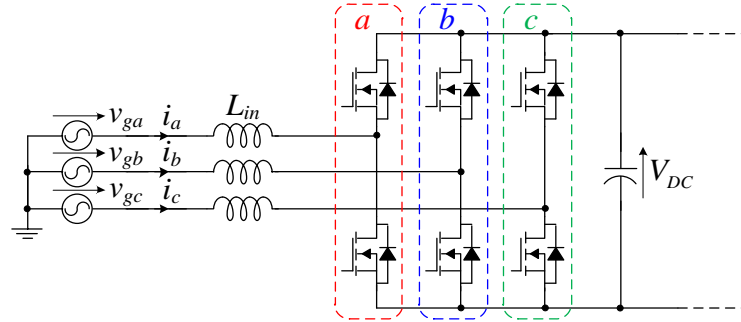


Fig. 2.6. VSI trifásico conectado a la red en configuración Boost PFC.

Fuente: Elaboración propia

$$\begin{aligned} L_{in} \frac{di_a}{dt} &= v_{ga} - (v_a + v_o) \\ L_{in} \frac{di_b}{dt} &= v_{gb} - (v_b + v_o) \\ L_{in} \frac{di_c}{dt} &= v_{gc} - (v_c + v_o) \end{aligned} \quad (2.24)$$

Para sistemas trifásicos balanceados y equilibrados, v_o cumple con la condición (2.25) que, substituida en la ecuación (2.24), lleva a la expresión (2.26), donde convenientemente se ha utilizado una notación matricial.

$$v_o = -\frac{v_a + v_b + v_c}{3} \quad (2.25)$$

$$L_{in} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix} - \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

A. Modelo por valores medios

La ecuación (2.26) representa la dinámica de las corrientes de fase en función de las tensiones. Para proyectar el controlador es necesario relacionar las variables físicas con una variable de control. En el caso de un VSI las señales de control son las señales modulantes. Sin embargo, las tensiones AC no dependen linealmente de las señales modulantes como se pudo verificar en la expresión (2.14). Esta no linealidad puede ser superada mediante el criterio del modelo por valores medios instantáneos, también conocido como modelo de

valores medios en un periodo de conmutación, detallado en [16]. El modelo por valores medios instantáneos permite obtener expresiones simplificadas de la dinámica de un convertidor con modulación PWM desconsiderando las variaciones en alta frecuencia. Esto es posible ya que las componentes de alta frecuencia no son utilizadas para transferencia de energía con la red por lo que el modelo simplificado es representativo del proceso de conversión de energía.

En el caso del VSI con modulación SPWM, la dinámica a considerar es la de la componente fundamental de la tensión AC que, de acuerdo con la ecuación (2.16), es directamente proporcional a señal modulante, como es presenta en la ecuación (2.27). El término $\langle v \rangle_{T_c}$ es el valor medio de la tensión v en un periodo de conmutación de duración T_c . De esta forma, la señal modulante es la entrada de control del sistema.

$$\langle v \rangle_{T_c} = \frac{V_{DC}}{2} v_m \quad (2.27)$$

Para el sistema trifásico en análisis, descrito por las expresiones (2.26), el modelo de los valores medios instantáneos lleva a la representación de espacio de estados (2.28) donde convenientemente las señales modulantes ahora son presentadas por las variables d con el respectivo subíndice.

$$L_{in} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix} - \frac{1}{3} \frac{V_{DC}}{2} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

El modelo por valores medios instantáneos tiene una validez limitada en frecuencia. Esta restricción viene de la exclusión de la dinámica de los términos de alta frecuencia y tiene como principal consecuencia limitar el ancho de banda del controlador (BW) de acuerdo a la expresión (2.29) [16], [17].

$$BW < \frac{f_c}{4} \quad (2.29)$$

B. Representación en coordenadas $\alpha\beta$

El sistema descrito por la ecuación (2.28) presenta tres variables de control y tres variables controladas, además cada variable controlada depende de las tres variables de control, lo que caracteriza un sistema acoplado. Una representación desacoplada simplificaría el proyecto del controlador. Para tal propósito, en el presente trabajo se utiliza la transformación de Clarke, también conocida como transformación $\alpha\beta$ [18].

Mediante la transformación $\alpha\beta$ es posible representar la dinámica de un sistema trifásico balanceado y equilibrado como un sistema de dos coordenadas desacopladas entre sí. Esta representación se obtiene a partir de multiplicar la matriz de transformación $\mathbf{K}_{\alpha\beta}$ definida en la expresión (2.30) al vector \mathbf{u} , compuesto por las magnitudes (tensiones o corrientes) de un sistema trifásico conforme la ecuación (2.31). Las componentes u_α, u_β , representan al vector \mathbf{u} en el sistema de coordenadas $\alpha\beta$. Esta transformación es reversible, siendo posible obtener las componentes de fase aplicando la matriz inversa de transformación al vector de coordenadas $\alpha\beta$ conforme la ecuación (2.32)

$$\mathbf{K}_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{K}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \mathbf{K}_{\alpha\beta}^{-1} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Mediante la aplicación de la transformación (2.31) al sistema descrito en la expresión (2.28) se obtiene la ecuación (2.33), donde se ha anulado el acoplamiento entre las coordenadas, lo que simplifica el diseño de los controladores.

$$L_{in} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{g\alpha} \\ v_{g\beta} \end{bmatrix} - \frac{3V_{DC}}{4} \begin{bmatrix} d_\alpha \\ d_\beta \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

2.1.4. Dimensionamiento de la inductancia de filtro

La inductancia de conexión con la red es dimensionada para limitar la ondulación de corriente (Δi) debido a las componentes de alta frecuencia, de acuerdo a la ecuación (2.34) [15], [19].

$$\Delta i = \frac{V_{DC}}{8L_{in}f_c} \quad (2.34)$$

La ondulación de corriente es un parámetro de diseño definido por el proyectista. Inductancias elevadas llevan a una menor ondulación de corriente, sin embargo, esto

significa también inductores de mayor tamaño y volumen, lo que impacta en el costo del convertidor. Además, valores excesivos de inductancia conllevan a caídas considerables de tensión que puede limitar la capacidad de regulación de tensión mediante inyección de reactivos [19].

2.2. Convertidor de doble puente activo resonante serie

En esta sección se presenta el estudio del convertidor DAB-SR. Para tal propósito se ha recurrido al análisis presentado en [20]. La configuración básica de un DAB-SR se presenta en la figura 2.7, donde se ha considerado la operación con fuentes de tensión en entrada y salida para destacar la posibilidad de flujo bidireccional de energía. V_{in} y V_o son las tensiones de entrada y salida respectivamente, C_r y L_r son la capacitancia e inductancia del tanque resonante, respectivamente, i_r es la corriente a través del tanque resonante, v_1 y v_2 son las tensiones AC generadas por los puentes activos 1 y 2 (entrada y salida) respectivamente y n_T es la relación de transformación del transformador de aislamiento (de primario a secundario). Las llaves de cada puente activo han sido identificadas con la letra S acompañada de un superíndice, que indica el puente activo al que corresponden, y un subíndice que indica su posición dentro del respectivo puente activo. Por simplicidad no se han identificado en la figura los respectivos diodos en antiparalelo, que en adelante serán referidos con la letra D acompañada de un superíndice y un subíndice tal como las llaves activas. El circuito práctico de un DAB-SR suele ser simétrico para optimizar el flujo de potencia en ambas direcciones, sin embargo, por simplicidad se presenta los elementos de la impedancia de tanque en un solo lado del transformador.

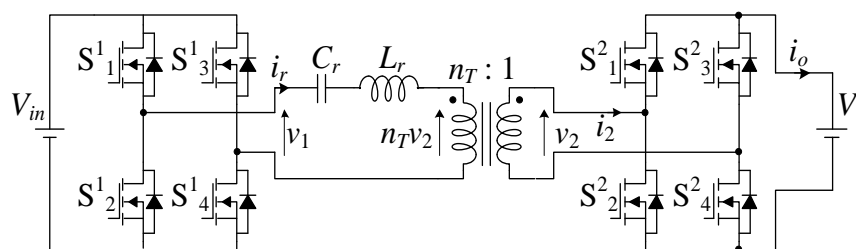


Fig. 2.7. Disposición básica de un convertidor DAB-SR

Fuente: Elaboración propia

2.2.1. Principio de operación

La configuración presentada en la figura 2.7 opera como un sistema de dos cuadrantes. Todas llaves activas tienen un ciclo de trabajo del 50% del periodo de conmutación, definido en la ecuación (2.35), donde f_s es la frecuencia de conmutación de ambos puentes activos. A

fin de obtener ondas cuadradas simétricas las llaves son accionadas en pares (1 con 4 y 2 con 3 respectivamente). Además, los puentes activos son conmutados manteniendo una diferencia de fase ϕ entre sí.

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (2.35)$$

La frecuencia de conmutación es ligeramente mayor que la frecuencia de resonancia del tanque LC (ω_r), definida en la ecuación (2.36); esto garantiza un comportamiento inductivo de la impedancia del tanque, posibilitando así el control del flujo de potencia a partir del ángulo ϕ . La presencia del capacitor bloquea las componentes DC para prevenir la saturación del núcleo. Además, el conjunto LC presenta un comportamiento de filtro pasa banda, el cual es dimensionado para pasar únicamente la componente fundamental de la frecuencia AC generada en cada puente activo, obteniéndose así una corriente prácticamente sinusoidal.

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{C_r L_r}} \quad (2.36)$$

En régimen permanente, las tensiones de entrada y salida son constantes, por lo que las tensiones v_1 y v_2 son tensiones AC con forma de onda cuadrada con valores $\pm V_{in}$ y $\pm V_o$ respectivamente. La tensión v_2 se refleja en el primario del transformador como $n_T v_2$, luego, la diferencia de fase entre v_2 y v_1 permite controlar la corriente i_r y, consecuentemente, la corriente de salida i_o . El ángulo ϕ define la dirección del flujo de potencia: si ϕ es positivo el flujo es de V_{in} hacia V_o (carga de baterías), mientras que si ϕ es negativo el flujo de potencia es de V_o hacia V_{in} (descarga).

Las principales magnitudes durante un periodo de conmutación son presentadas en la figura 2.8 para la operación de carga (a) y de descarga (b). Además de las variables ya mencionadas, en esta figura se presentan los desfases de la corriente i_r respecto de la tensión v_1 (β) y respecto de la tensión v_2 (θ), mismos que atienden la ecuación (2.37).

$$\theta = \beta - \phi \quad (2.37)$$

A partir de la figura 2.8 se puede verificar que para ambos tipos de operación existen seis etapas en cada ciclo de conmutación, las cuales determinan los elementos semiconductores que conducen la corriente, tal como se indica en la parte inferior de la figura 2.8.

2.2.2. Análisis cuantitativo

Para obtener las expresiones de corriente y potencia, las magnitudes del secundario son referidas a primario del transformador de aislamiento, indicando esto con un apóstrofe. De acuerdo con el principio de operación, las tensiones AC son definidas por las expresiones (2.38) y (2.39), donde se ha introducido la ganancia de tensión M_v definida en la ecuación (2.40).

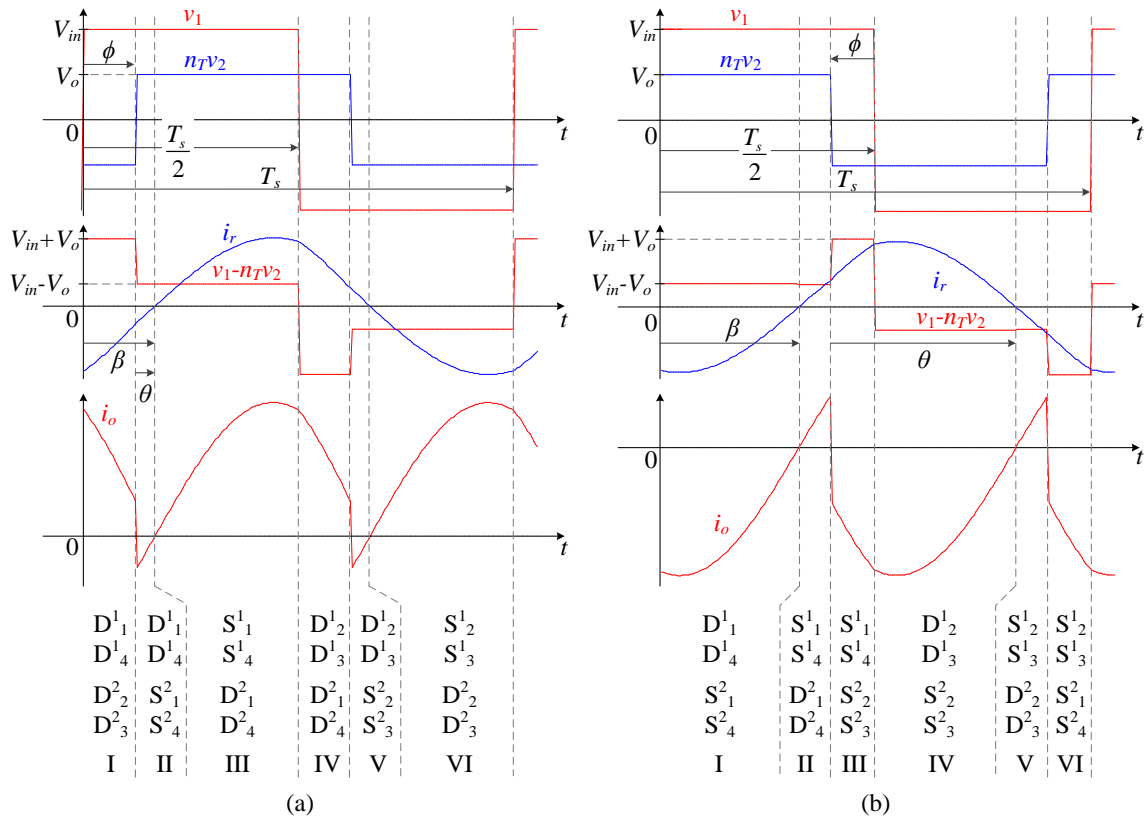


Fig. 2.8. Principales formas de onda del DAB-SR en régimen permanente: (a) Operación de carga; (b) Operación de descarga.

Fuente: Elaboración propia

$$v_1 = \frac{4V_{in}}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin([2n+1]\omega_s t) \quad (2.38)$$

$$v_2' = n_T v_2 = \frac{4M_v V_{in}}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin([2n+1][\omega_s t - \phi]) \quad (2.39)$$

$$M_v = \frac{n_T V_o}{V_{in}} \quad (2.40)$$

Los elementos del tanque son dimensionados para obtener el comportamiento de un filtro pasa banda, donde la frecuencia de resonancia es ligeramente menor que la frecuencia

de conmutación. De esta forma se obtiene una corriente prácticamente sinusoidal. Así, es posible analizar la transferencia de potencia a partir de un modelo que sólo considera las componentes fundamentales de las tensiones AC. Este análisis es conocido como el análisis sinusoidal o análisis de componentes fundamentales [16]. Mediante este criterio, en adelante se consideran únicamente las componentes fundamentales de las ecuaciones (2.38) y (2.39). Las amplitudes de estas componentes son presentadas en las ecuaciones (2.41) y (2.42) respectivamente.

$$v_{1_0} = \frac{4V_{in}}{\pi} \sin(\omega_s t) \quad (2.41)$$

$$v'_{2_0} = \frac{4M_v V_{in}}{\pi} \sin(\omega_s t - \phi) \quad (2.42)$$

A. Circuito AC equivalente

Con base en las expresiones (2.41) y (2.42) el tanque resonante puede analizarse a partir del circuito equivalente de la figura 2.9 y las respectivas relaciones fasoriales. El tanque resonante presenta los parámetros definidos en las expresiones (2.43) a (2.45): X_r es reactancia natural, Q es el factor de calidad, R_o es la resistencia equivalente de carga referida al primario y P_o es la potencia nominal de salida.

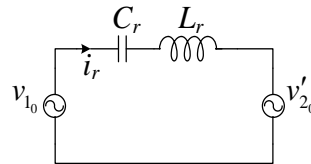


Fig. 2.9. Circuito AC equivalente para el análisis de componentes fundamentales del DAB-SR.

Fuente: Elaboración propia

$$X_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = L_r \omega_r \quad (2.43)$$

$$Q = \frac{X_r}{R'_o} \quad (2.44)$$

$$R'_o = \frac{8}{\pi^2} \frac{(n_T V_o)^2}{P_o} \quad (2.45)$$

A la frecuencia fundamental, la impedancia resonante presenta el valor Z_s , definido en la expresión (2.46), siendo X_s la respectiva reactancia. A su vez, la reactancia X_s se puede

expresar de manera compacta de acuerdo con la ecuación (2.47). Para ello se introduce la frecuencia normalizada F , definida en la ecuación (2.48)

$$\mathbf{Z}_s = jX_s = j \left(L_r \omega_s - \frac{1}{C_r \omega_s} \right) \quad (2.46)$$

$$X_s = X_r \left(F - \frac{1}{F} \right) \quad (2.47)$$

$$F = \frac{\omega_s}{\omega_r} \quad (2.48)$$

B. Corriente en el tanque

Con base en los parámetros de tanque se obtiene la expresión (2.49) para la componente fundamental corriente del tanque en función del tiempo.

$$i_r = \frac{4V_{in}}{\pi X_s} \left[\sin \left(\omega_s t - \frac{\pi}{2} \right) - M_v \sin \left(\omega_s t - \phi - \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (2.49)$$

Se evidencia que la expresión (2.49) corresponde a una función continua y acotada, de manera que se puede determinar el valor máximo de la misma, el cual corresponde al valor pico de la corriente del tanque. Este valor se presenta en la ecuación (2.50). De manera similar se determina la expresión (2.51) que corresponde al valor eficaz de la corriente en el tanque.

$$I_{r_{peak}} = \frac{4V_{in}}{\pi X_s} \sqrt{M_v^2 + 1 - 2M_v \cos \phi} \quad (2.50)$$

$$I_{r_{RMS}} = \frac{\sqrt{8}V_{in}}{\pi X_s} \sqrt{M_v^2 + 1 - 2M_v \cos \phi} \quad (2.51)$$

C. Potencia transferida

El valor instantáneo de potencia transferida se obtiene mediante la multiplicación de las expresiones (2.49) y (2.42), correspondientes a la tensión y corriente instantáneas; el resultado se presenta en la ecuación (2.52). El valor medio de esta función es la potencia activa transferida, cuyo valor se presenta en la ecuación (2.53).

$$p_o(t) = v'_2 i_r = \frac{8M_v V_{in}^2}{\pi^2 X_s} \left[\sin \phi + \cos 2\omega_s t \sin \phi - \sin 2\omega_s t \cos \phi + M_v \sin(2\omega_s t - 2\phi) \right] \quad (2.52)$$

$$P_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} p_o(\omega_s t) d\omega_s t = \frac{8M_v V_{in}^2}{\pi^2 X_s} \sin \phi \quad (2.53)$$

En la ecuación (2.53) se evidencia el control del flujo de potencia mediante la diferencia de fase. Se establece un flujo positivo (carga) para $\phi > 0$ y un flujo negativo (descarga) para $\phi < 0$.

2.2.3. Condiciones de conmutación suave

Una de las principales ventajas del DAB-SR es la posibilidad de conmutar las llaves con mínimas pérdidas, proceso conocido como conmutación suave. La operación con una frecuencia de conmutación mayor a la frecuencia de resonancia, implica que la corriente de tanque es una onda continua, lo que corresponde al modo de conducción continua definido en [11]. En estas condiciones de operación, se definen dos posibilidades de conmutación suave: Conmutación con tensión nula (*zero voltage switching* - ZVS) y conmutación con corriente nula (*zero current switching* - ZCS).

La conmutación ZVS se da cuando, al ser accionadas para conducción, las llaves ofrecen un sentido contrario al de la corriente. Por ello, en vez de circular por las llaves activas, la corriente circula inicialmente por los diodos antiparalelos respectivos. De esta forma la tensión entre los terminales cada llave activa se anula y, cuando el sentido de la corriente se invierte (por el proceso natural de oscilación sinusoidal), las llaves activas entran en conducción con tensión nula. Por su parte, a conmutación ZCS se da durante la entrada en condición de bloqueo: La corriente sinusoidal ya no circula por las llaves activas sino por los respectivos diodos. De esta forma, la tensión de bloqueo se aplica sobre llaves que no tienen corriente circulando a través de ella, minimizando las pérdidas.

Durante la operación del DAB-SR, las llaves pueden conmutar en condiciones ZVS y ZCS, tal como se presenta en la figura 2.8. La condición de operación se puede analizar matemáticamente a partir de la ecuación (2.49). Para ello se evalúa i_r en dos instantes: al inicio del ciclo de tensión positiva de v_1 , cuyo valor se presenta en la ecuación (2.54) y al inicio del ciclo de tensión positiva de v_2 , cuyo valor se presenta en la ecuación (2.55).

$$i_{r(\omega_s t=0)} = \frac{4V_{in}}{\pi X_s} [M_v \cos \phi - 1] \quad (2.54)$$

$$i_{r(\omega_s t=\phi)} = \frac{4V_{in}}{\pi X_s} [M_v - \cos \phi] \quad (2.55)$$

Valores negativos de la expresión (2.54) significan que la corriente está atrasada respecto a v_1 , por lo que todas las llaves del puente activo primario operan con ZVS. El límite para esta condición es determinado por la condición (2.56). El convertidor debe ser

dimensionado a fin de que la condición (2.56) se mantenga en todo el rango de operación, caso contrario las llaves del puente primario operarían con ZCS.

$$M_v \cos \phi < 1 \quad (2.56)$$

Valores positivos de la expresión (2.55) significan que la corriente vista por el secundario está atrasada respecto a la tensión, por lo que todas las llaves del puente activo secundario operan con ZVS. Esto se garantiza mediante la condición (2.57). En caso contrario, la corriente estaría en fase o adelantada respecto a v_2 , por lo que el puente activo secundario operaría con ZCS.

$$M_v > \cos \phi \quad (2.57)$$

2.2.4. Dimensionamiento de componentes

A. *Objetivo de diseño*

La aplicación del convertidor define los valores para las tensiones de entrada y salida, potencia de salida, así como el rango de operación. A partir de estos parámetros se debe diseñar el sistema en su conjunto atendiendo los siguientes objetivos:

- Garantizar conmutación suave de todas las llaves en todo el rango de operación
- Reducir la amplitud de la corriente de tanque
- Reducir el volumen de los elementos reactivos

B. *Parámetros preliminares*

Los primeros parámetros a definir son: frecuencia de conmutación, ganancia de tensión, relación de transformación, factor de calidad del tanque y frecuencia normalizada. Los valores de estos parámetros se definen en base a los criterios presentados en [21] y [20].

La frecuencia de conmutación se define de acuerdo con las características de los semiconductores de los puentes activos, siendo recomendable trabajar con la mayor frecuencia disponible ya que esto reduce el tamaño de los elementos del tanque, así como del transformador de aislamiento.

La ganancia de tensión se escoge teniendo en cuenta los límites de la operación con ZVS, definidos en las condiciones (2.56) y (2.57) y la relación entre las tensiones de salida y entrada. Para ello se debe tomar en cuenta también la relación de transformación de acuerdo con la expresión (2.58).

$$M_v \approx 1 \quad (2.58)$$

El factor de calidad se determina para obtener un comportamiento de filtro pasabanda. Las recomendaciones prácticas consideran un valor de Q entre 4 y 5, como se presenta en la condición (2.59).

$$4 < Q < 5 \quad (2.59)$$

A fin de facilitar la conmutación suave, se recomienda una frecuencia normalizada de 1.1, como se indica en la expresión (2.60). Esto garantiza una impedancia de tanque inductiva sin atenuación excesiva de la componente fundamental.

$$F \approx 1.1 \quad (2.60)$$

Con los parámetros dimensionados según las expresiones (2.58) a (2.60), el tanque resonante presenta un comportamiento en frecuencia similar al mostrado en la figura 2.10.

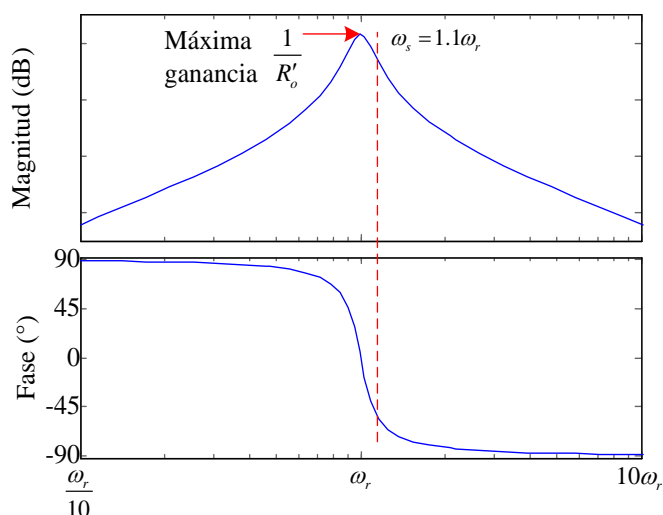


Fig. 2.10. Respuesta en frecuencia esperada para el tanque resonante (Corriente de tanque en función de la tensión).

Fuente: Elaboración propia

C. Elementos de tanque resonante

Una vez definidas la frecuencia de conmutación y la frecuencia normalizada, la frecuencia de resonancia del tanque se calcula mediante la ecuación (2.61). De igual manera, con los valores de Q , ω_r y n_T ya definidos se calcula L_r mediante la ecuación (2.62) y C_r mediante la expresión (2.63).

$$\omega_s = F\omega_r \quad (2.61)$$

$$L_r = \frac{8}{\pi^2} \frac{(n_T V_o)^2}{P_o} \frac{Q}{\omega_r} \quad (2.62)$$

$$C_r = \frac{1}{L_r \omega_r^2} \quad (2.63)$$

Los elementos reactivos se implementan a partir de elementos simétricos en ambos lados del transformador de aislamiento. De esta forma la inductancia total del tanque L_r incluye los efectos de la inductancia de dispersión del transformador (L_l).

2.2.5. Modulación por ciclo de trabajo

Como alternativa a la modulación por diferencia de fase existe la modulación por ciclo de trabajo, también conocida como modulación extendida por diferencia de fase (*extended phase shift* - EPS) [22]. Esta estrategia fue diseñada inicialmente para extender el rango de operación con ZVS y reducir la corriente circulante en convertidores de doble puente activo no resonantes (DAB) [23]. La estrategia consiste en que uno de los puentes activos la conmutación de las llaves de las piernas no se hace en ciclos complementarios sino mediante una modulación de diferencia de fase interna. De esta forma la respectiva tensión AC es una onda de tres niveles que, en el caso del puente secundario, serían $\pm V_o$ y 0 [22]. Así, la tensión v_2 referida al primario sería descrita mediante la ecuación (2.64) cuya respectiva componente fundamental se define en la ecuación (2.65); siendo α la diferencia de fase entre las piernas del secundario.

$$v_2' = \frac{4n_T V_o}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \cos \left([2n+1] \left[\omega_s t - \phi - \frac{\alpha}{2} \right] \right) \sin \left([2n+1] \frac{\alpha}{2} \right) \quad (2.64)$$

$$v_{2_0}' = \frac{4n_T V_o}{\pi} \sin \left(\frac{\alpha}{2} \right) \cos \left(\omega_s t - \phi - \frac{\alpha}{2} \right) \quad (2.65)$$

A partir de la ecuación (2.65) se verifica que la adopción de modulación por ciclo de trabajo incluye variables adicionales en la diferencia de fase y la ganancia de tensión. Esto conlleva mayor flexibilidad para las condiciones de operación ZVS, aunque no se puede afirmar que sea una ventaja importante toda vez que las condiciones (2.56) y (2.57) presentan bastante flexibilidad de diseño. Sin embargo, si se considera una diferencia de fase α variable ($\omega_\alpha t$) se puede obtener la modulación de la ecuación (2.66), que posibilitaría la operación en con dos componentes de frecuencia.

$$v_{2_0}' = \frac{4n_T V_o}{\pi} \sin \left(\frac{\omega_\alpha t}{2} \right) \cos \left(\left[\omega_s - \frac{\omega_\alpha}{2} \right] t - \phi \right) \quad (2.66)$$

2.3. Configuración de dos etapas

La configuración básica de un sistema de dos etapas conformado por un VSI trifásico operando como Boost PFC y un DAB-SR se presenta en la figura 2.11. Además de las variables detalladas anteriormente, se ha introducido la corriente DC de secundario i_2 , la capacitancia intermedia C_b y los elementos de filtro de salida C_o y L_o . Igualmente, la tensión de entrada para el DAB-SR ahora se identifica como V_{DC} .

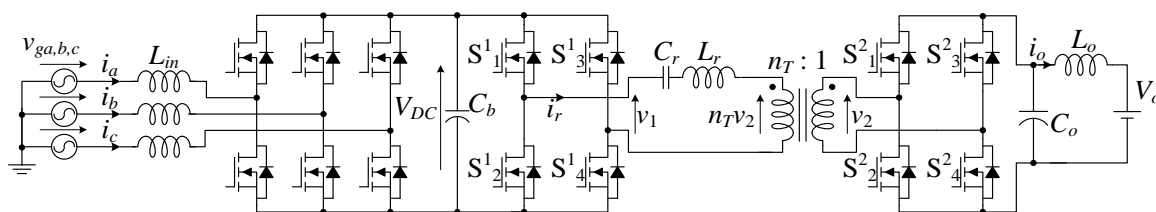


Fig. 2.11. Configuración básica a dos etapas.

Fuente: Elaboración propia

Mediante el desacoplamiento capacitivo, se puede considerar que cada convertidor opera de manera independiente, posibilitando incluso la operación con distintas frecuencias de conmutación lo que permite un dimensionamiento flexible e independiente de los componentes. El desacoplamiento capacitivo se consigue mediante la utilización de un capacitor intermedio adecuado para mantener las variaciones de tensión (ΔV_{DC}) en un rango limitado, típicamente alrededor de 1% del valor nominal de V_{DC} [15], de forma que se puede considerar que la tensión intermedia es constante.

2.3.1. Dimensionamiento de componentes

Los principales componentes del VSI y el DAB-SR se dimensionan de acuerdo con lo detallado en las secciones 2.1.4 y 2.2.4, respectivamente. En esta sección se detallará el dimensionamiento de la capacitancia intermedia y de los componentes del filtro de salida.

A. Capacitancia intermedia

La capacitancia C_b es dimensionada para garantizar el desacoplamiento capacitivo entre los convertidores a partir del balance instantáneo entre la potencia de entrada y de salida. El sistema trifásico balanceado y equilibrado proporciona potencia de entrada continua (P_{in}) mientras que la potencia demandada por el DAB-SR, $p_o(t)$ definida en la ecuación (2.52), es alterna. De esta forma, se produce una diferencia instantánea de potencia que debe ser compensada por el capacitor, conforme se expresa en la ecuación (2.67).

$$p_{C_b}(t) = P_{in} - p_o(t) \quad (2.67)$$

En condiciones de equilibrio y desconsiderando las pérdidas, el valor medio de la potencia de salida, ecuación (2.53), es igual a la potencia de entrada, lo que lleva a obtener la expresión (2.68).

$$p_{C_b}(t) = \frac{8M_v V_{in}^2}{\pi^2 X_s} \left[\cos 2\omega_s t \sin \phi - \sin 2\omega_s t \cos \phi + M_v \sin(2\omega_s t - 2\phi) \right] \quad (2.68)$$

El capacitor intermedio atiende esta demanda de potencia variando la energía acumulada como tensión, de acuerdo con la ecuación (2.69). Luego, para garantizar el desacoplamiento capacitivo, la energía suministrada por el capacitor debe ser igual a la energía en un semiciclo de ondulación de la expresión (2.68), conforme se indica en la ecuación (2.70).

$$\Delta E_C = \frac{V_{max}^2 - V_{min}^2}{2} C_b = V_{DC} \Delta V_{DC} C_b \quad (2.69)$$

$$\Delta E_C = \frac{8M_v V_{in}^2}{\pi^2 X_s} \int_{-\frac{T_s}{8}}^{\frac{T_s}{8}} \left[\cos 2\omega_s t \sin \phi - \sin 2\omega_s t \cos \phi + M_v \sin(2\omega_s t - 2\phi) \right] dt \quad (2.70)$$

A partir de la ecuación (2.70), reordenando los términos, se obtiene la expresión (2.71), que permite dimensionar la capacitancia intermedia a partir de la potencia de salida, la frecuencia de conmutación, la tensión intermedia y su respectiva ondulación.

$$C_b \geq \frac{P_o}{V_{DC} \Delta V_{DC} \omega_s} \quad (2.71)$$

B. Filtro de salida

El filtro de salida se diseña para atenuar las componentes ondulatorias de alta frecuencia en la corriente i_2 , que oscilan al doble de la frecuencia de conmutación. El filtro seleccionado es del tipo CL , debido a que el puente activo necesita continuidad de tensión DC y que la salida requiere continuidad de corriente. Este filtro tiene un comportamiento pasa bajo de segundo orden, con atenuación de -40dB/dec lo que, junto con la operación a alta frecuencia de conmutación, garantiza elementos reactivos reducidos.

El circuito equivalente del filtro de salida se presenta en la figura 2.12 donde R_e es la resistencia equivalente de carga, definida en la ecuación (2.72). La función de transferencia de dicho circuito se presenta en la ecuación (2.73).

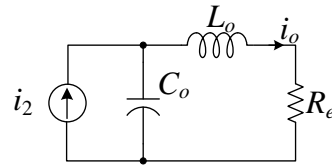


Fig. 2.12. Circuito equivalente del filtro de salida.

Fuente: Elaboración propia

$$R_e = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (2.72)$$

$$\frac{i_o}{i_2} = \frac{1}{C_o L_o s^2 + C_o R_e s + 1} \quad (2.73)$$

Los componentes del filtro son dimensionados para tener una frecuencia de corte (ω_p) igual a un décimo de la frecuencia de conmutación, conforme con la ecuación (2.74), y un factor de calidad Q_o de 0.7, ecuación (2.75), lo que garantiza una respuesta en frecuencia plana. Luego, los valores de L_o y C_o se determinan de acuerdo con las ecuaciones (2.76) y (2.77).

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{C_o L_o}} = \frac{\omega_s}{10} \quad (2.74)$$

$$Q_o = 0.7 \quad (2.75)$$

$$L_o = \frac{R_e Q_o}{\omega_p} \quad (2.76)$$

$$C_o = \frac{1}{L_o \omega_p^2} \quad (2.77)$$

El dimensionamiento del filtro de acuerdo con las expresiones (2.74) a (2.77) garantiza una respuesta en frecuencia similar a la presentada en el diagrama de bode de la figura 2.13.

2.3.2. Estrategia de control

Las principales tareas de control del sistema de baterías conectado a la red son: el control del flujo de potencia hacia las baterías, el control de la corriente de red y, el control del equilibrio entre potencias de entrada y salida.

En el presente trabajo no se profundiza acerca de los métodos de control de la carga de baterías, el control de flujo de potencia de salida se hará en lazo abierto, mediante la diferencia de fase. Por lo tanto, en esta sección se detalla la estrategia de control de la corriente de red y el control del equilibrio entre potencias de entrada y salida.

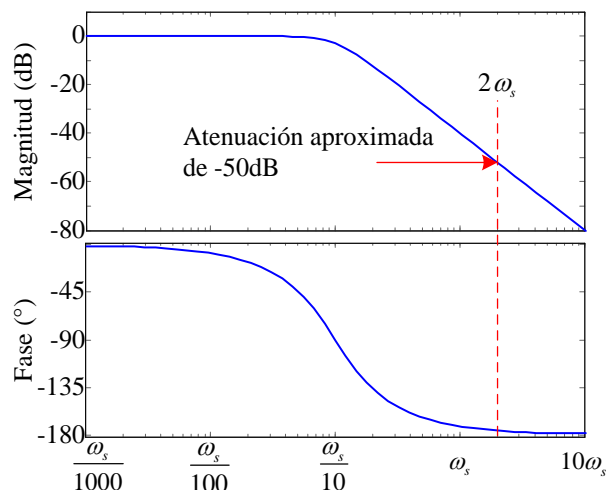


Fig. 2.13. Diagrama de bode esperado para el filtro de salida.

Fuente: Elaboración propia

La estrategia utilizada en este trabajo consiste en dos lazos de control: Un lazo interno para control de la corriente de red, cuyas referencias son generadas por un segundo lazo (externo) de control de la tensión intermedia DC, este control garantiza el balance entre potencias de entrada y salida.

Para simplificar el diseño de los controladores de cada lazo, se establece una diferencia en los respectivos anchos de banda, de manera tal que la dinámica de control del lazo interno es mayor que la del lazo externo, este criterio lleva a la condición (2.78), donde se establece un ancho de banda 10 veces mayor para el lazo interno. A fin de facilitar el reconocimiento, se utilizan los subíndices i para el lazo interno y v para el lazo externo. De esta forma, los controladores pueden ser diseñados independientemente.

$$BW_i \geq 10BW_v \quad (2.78)$$

A. Control de la corriente de red

Para diseñar el controlador, se deduce la función de transferencia de la señal de control a la corriente (G_{id}) a partir de la ecuación (2.33), en coordenadas $\alpha\beta$. Esta función de transferencia se presenta en la ecuación (2.79) y es la misma para ambas coordenadas. En esta expresión se ha incluido el efecto de la resistencia serie del inductor de entrada (R_{in}).

$$G_{id} = -\frac{3V_{DC}}{4} \frac{1}{L_m s + R_{in}} \quad (2.79)$$

A fin de rastrear las referencias sinusoidales con error nulo, el presente trabajo considera el uso de controladores tipo Proporcional Resonante (PR). Los controladores PR

son ampliamente utilizados en sistemas VSI conectados a la red eléctrica, debido a su funcionalidad en el seguimiento de referencias sinusoidales, elevado rechazo a perturbaciones, bajo costo computacional y simplicidad de diseño [24][25]. La función de transferencia de un controlador PR se presenta en la ecuación (2.80), donde K_p es la ganancia proporcional, K_r es la ganancia resonante del controlador, ω_{res} es la frecuencia de resonancia del controlador y ζ es el coeficiente de amortiguación, utilizado para limitar la ganancia del controlador a la frecuencia de resonancia.

$$PR(s) = K_p + K_r \frac{s}{s^2 + 2\zeta\omega_{res}s + \omega_{res}^2} \quad (2.80)$$

A partir de la ecuación (2.80) se puede establecer una analogía entre los controladores PR y los tipo PI, siendo el termino integral reemplazado por el término resonante, el cual puede ser considerado como un integrador generalizado sintonizado a la frecuencia ω_{res} , tal como se detalla en el criterio del modelo interno presentado en [26], que sirve como fundamento del control resonante.

La frecuencia de resonancia del controlador se define de acuerdo con la aplicación del sistema de control. En aplicaciones conectadas a la red eléctrica, se establece frecuencia de resonancia igual a la frecuencia de red, conforme la ecuación (2.81). Por su parte el coeficiente de amortiguación suele ser de un valor reducido, como se define en la ecuación (2.82).

$$\omega_{res} = \omega_o \quad (2.81)$$

$$\zeta = 1 \times 10^{-5} \quad (2.82)$$

Para completar el diseño del controlador, se debe determinar las ganancias proporcional y resonante. Esto se hace procurando maximizar el ancho de banda, lo que garantiza un adecuado ancho de banda para el lazo de control externo, atendiendo al límite establecido en la condición (2.29). De esta forma, se define como objetivo una frecuencia de corte de alrededor de un octavo de la frecuencia portadora, conforme con la expresión (2.83). Para atender este objetivo, la ganancia proporcional se define como el inverso de la magnitud de la función de transferencia G_{id} a la frecuencia de corte de acuerdo con la expresión (2.84). Por su parte, la ganancia resonante se establece según la ecuación (2.85), lo que garantiza el ancho de banda deseado. De esta forma, controlador de corriente viene definido por (2.86).

$$\omega_{ci} \approx \frac{\omega_c}{8} \quad (2.83)$$

$$K_{pi} = \frac{1}{G_{id}(s)_{s=j\omega_{ci}}} \quad (2.84)$$

$$K_{ri} = 10 \frac{K_p}{\omega_{ci}} \quad (2.85)$$

$$PR_i = K_{pi} + K_{ri} \frac{s}{s^2 + 2\zeta\omega_o s + \omega_o^2} \quad (2.86)$$

Una vez obtenidas las señales de control de corriente en el sistema de coordenadas $\alpha\beta$, estas son transformadas de regreso al sistema trifásico para ser utilizadas en la modulación SPWM del VSI. El diagrama de bloques de la estrategia control de la corriente de fase se presenta en la figura 2.14. En esta figura se indican las transformaciones aplicadas, así como las señales de referencia de corrientes (con apóstrofe) que son generadas por el sistema de control de la tensión intermedia.

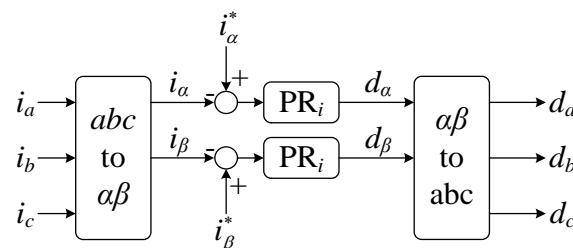


Fig. 2.14. Diagrama de bloques de la estrategia de control de corriente de fases.

Fuente: Elaboración propia

Una importante ventaja del control PR, es la facilidad para implementar de la función de transferencia de la ecuación (2.86) en una plataforma digital. Esto se consigue mediante la utilización de integradores digitales y ganancias proporcionales, tal como se presenta en la figura 2.15 [27]. Esta estrategia de implementación digital considera integradores digitales con un tiempo de muestreo (T_m) típicamente igual al periodo de la señal portadora. Además, el integrador directo debe utilizar el algoritmo de integración Forward Euler (FE), mientras que el integrador de realimentación debe utilizar el algoritmo Backward Euler (BE).

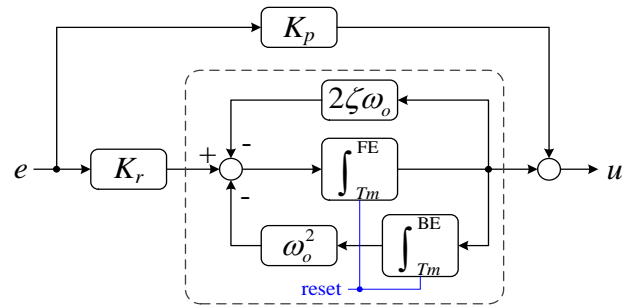


Fig. 2.15. Diagrama de bloques para la implementación digital del controlador PR.

Fuente: Elaboración propia

B. Control del bus DC intermedio

En condiciones de equilibrio, la potencia de entrada debe ser igual a la potencia de salida. En caso contrario, la tensión V_{DC} intermedia variaría, de acuerdo a la expresión (2.87), donde I_p es el valor pico de la corriente de fase y V_{RMS} es el valor RMS de la tensión de red.

$$C_b \frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{P_{in} - P_o}{V_{DC}} = \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} V_{RMS} I_p - P_o}{V_{DC}} \quad (2.87)$$

A fin de que la amplitud de la corriente de fase exprese la potencia de entrada, es necesario que las corrientes de cada fase estén sincronizadas con las respectivas tensiones de red. Esto se garantiza mediante un circuito de fase fija (*Phase Locked Loop* - PLL), el cual genera las formas de onda de las tensiones de cada fase con amplitud unitaria. Para el sistema trifásico, balanceado y equilibrado, la ecuación (2.88) expresa la función de transferencia aproximada de la corriente de pico a la tensión DC intermedia (G_{vi}).

$$G_{vi} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_{RMS}}{V_{DC}} \frac{1}{C_b s} \quad (2.88)$$

Para el lazo de control de la tensión DC se considera un controlador del tipo proporcional integral (PI_v). Este controlador debe tener una dinámica limitada de acuerdo con la condición (2.78). Para ello se establece una frecuencia de corte de alrededor un vigésimo de la frecuencia de corte obtenida en el lazo de corriente, según se indica en la ecuación (2.89).

$$\omega_{cv} \approx \frac{\omega_{ci}}{20} \quad (2.89)$$

La ganancia proporcional se establece como el inverso de la magnitud de la función de transferencia G_{vi} a la frecuencia de corte, de acuerdo con la ecuación (2.90). Además, el

controlador incluye un polo en el origen y un cero ubicado convenientemente en un décimo de la frecuencia de corte deseada. De esta forma, el controlador de la tensión intermedia viene definido por la ecuación (2.91).

$$K_{pv} = \frac{1}{G_{vi}(s)_{s=j\omega_{cv}}} \quad (2.90)$$

$$PI_v = K_{pv} \frac{\left(s + \frac{\omega_{cv}}{10} \right)}{s} \quad (2.91)$$

El controlador de tensión PI_v genera la señal I^* que es multiplicada por las formas de onda unitarias de las tensiones de fase para generar las señales de referencia para las corrientes de fase. Mediante la transformación definida en la ecuación (2.31), estas referencias de corriente son llevadas al sistema de coordenadas $\alpha\beta$ para ser utilizadas por el sistema de control de corriente descrito.

La estrategia de control del equilibrio entre potencias de entrada y salida se representa mediante el diagrama de bloques de la figura (2.16). Donde el apóstrofe ha sido utilizado para identificar a las señales de referencia y el subíndice pu para las señales de amplitud unitaria; y además se ha incluido un bloque de filtro pasa baja (FPB) necesario para evitar que las componentes de alta frecuencia afecten el sistema de control.

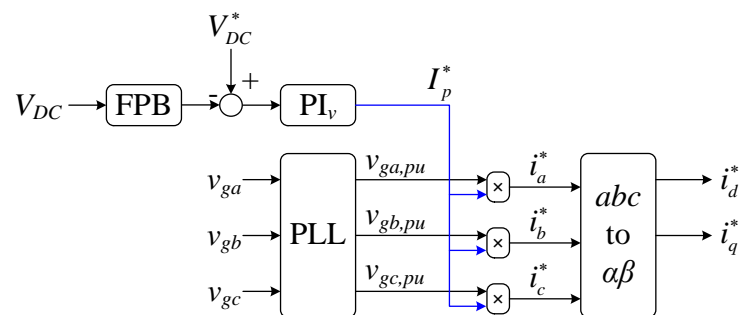


Fig. 2.16. Estrategia de control del equilibrio entre potencias de entrada y salida.

Fuente: Elaboración propia.

De manera similar al controlador PR de corriente, el controlador PI de tensión es de fácil implementación en una plataforma digital mediante ganancias proporcionales y un integrador digital.

CAPÍTULO III

DESARROLLO DE LA PROPUESTA

3.1. Antecedentes

Un ejemplo aprovechamiento de las componentes de alta frecuencia de un VSI para transferencia de energía es presentado en [28]. En dicho trabajo se propone el convertidor de la figura 3.1, donde la tensión AC entre las piernas de un VSI trifásico con modulación SPWM alimenta un sistema compuesto por una impedancia intermedia tipo LC , un transformador de aislamiento de alta frecuencia y un rectificador síncrono en el secundario. De esta forma, se consigue un convertidor aislado con menos componentes que la configuración a dos etapas. Sin embargo, la operación del puente de salida como rectificador síncrono impone un único sentido para el flujo de potencia.

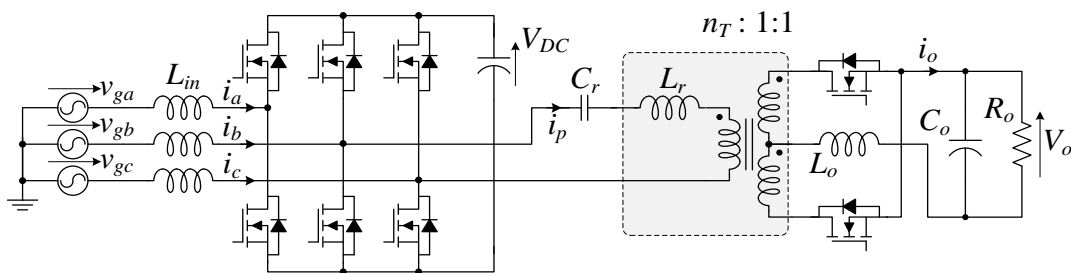


Fig. 3.1. Configuración propuesta por Zhang.

Fuente: Elaboración propia con base en [28].

La imposibilidad de operar el convertidor propuesto en [28] con flujo bidireccional radica en la característica de los componentes de alta frecuencia utilizados. De acuerdo con la ecuación (2.23) la tensión AC entre las piernas b - c tiene únicamente componentes de banda lateral, los cuales se presentan en pares equidistantes de los armónicos de la frecuencia de conmutación, como se presenta en la figura 3.2.

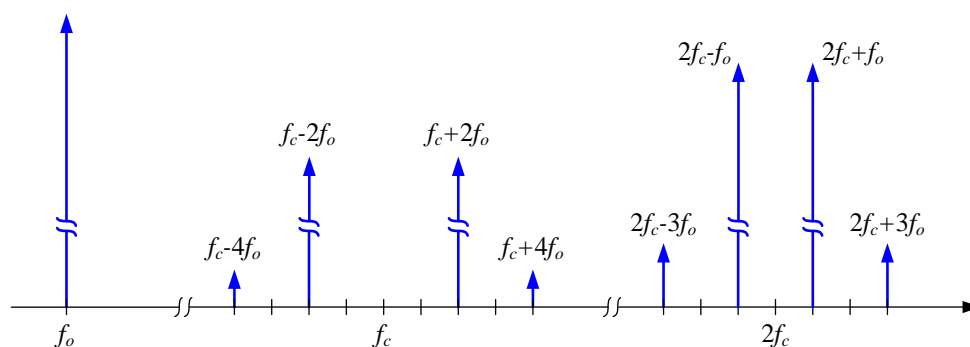


Fig. 3.2. Distribución armónica aproximada de la tensión entre piernas de un VSI trifásico con modulación SPWM.

Fuente: Elaboración propia.

La presencia de componentes de frecuencias tan próximas entre si dificulta el filtrado, en consecuencia, ambas componentes estarían presentes en la corriente del tanque. Así, para obtener una operación bidireccional en ambas frecuencias, el puente activo secundario debería generar una tensión con estas dos componentes, lo cual requiere de una estrategia de modulación especial. Para resolver esta situación, a costa de perder la posibilidad de operación con flujo bidireccional, en [28] los autores optan por:

- Diseñar la impedancia intermedia como un filtro pasa banda con bajo factor de calidad. Con ello se aprovechan varias componentes de alta frecuencia para la transferencia de energía al mismo tiempo que se atenúa la componente de baja frecuencia.
- Utilizar un rectificador síncrono de salida.

Estas consideraciones serán modificadas en la presente propuesta para posibilitar la operación con flujo bidireccional de potencia.

3.2. Propuesta de convertidor AC-DC bidireccional de una sola etapa con aislamiento galvánico

A partir de la configuración presentada en [28], la propuesta aquí presentada incluye las siguientes modificaciones, a fin de obtener un convertidor de una sola etapa y posibilidad de flujo bidireccional de potencia:

- Utilización de la tensión AC de cada pierna del VSI en vez de la tensión entre piernas. Obteniendo así, tensiones AC con componente fundamental de la frecuencia portadora.

- Diseño de las impedancias de intermedias como filtros pasa banda de alto factor de calidad, siguiendo los criterios para diseño de un DAB-SR.
- Utilización de un puente activo en el secundario, conmutando las llaves a la frecuencia portadora del VSI ($f_s=f_c$) con 50% de ciclo de trabajo, posibilitando así el control de la potencia transferida mediante diferencia de fase.
- Supresión de componentes a frecuencias indeseadas mediante conexión común de las impedancias intermedias de cada pierna, aprovechando las propiedades del sistema trifásico equilibrado y balanceado.

Con las consideraciones mencionadas, la configuración propuesta se presenta en la figura 3.3, donde se ha identificado las dos semi-etapas que conformar el convertidor: La semi-etapa VSI y la semi-etapa AB-SR (puente activo resonante serie). La semi-etapa VSI interactúa con la red eléctrica y se conecta con la semi-etapa AB-SR mediante los puntos medios de las piernas del VSI y la referencia de la tensión DC. Por su parte la semi-etapa AB-SR interactúa con la carga (baterías).

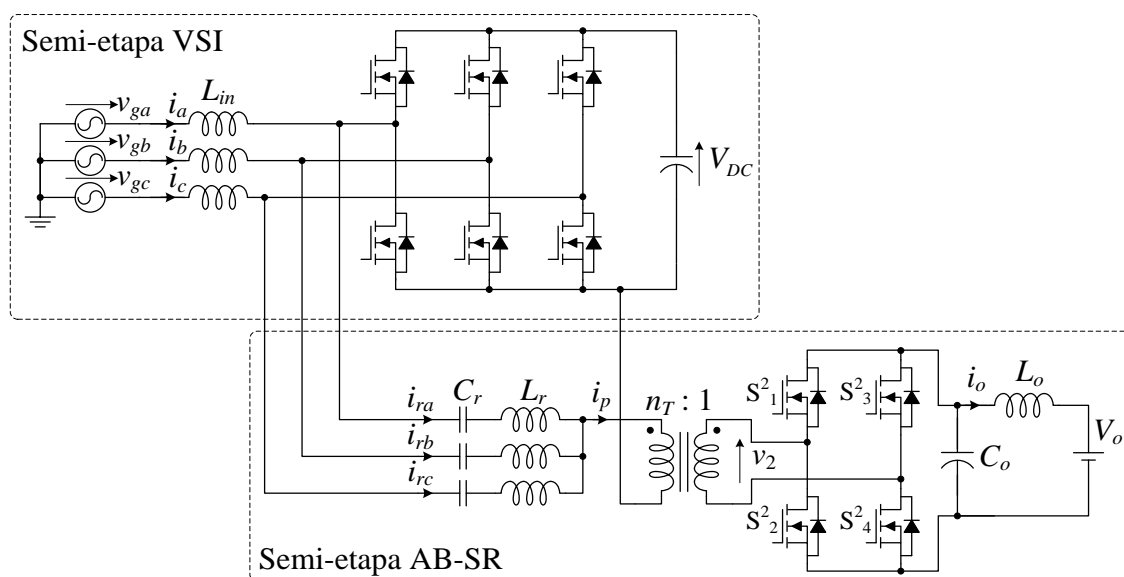


Fig. 3.3. Propuesta de convertidor AC-DC bidireccional de una sola etapa con aislamiento galvánico.

Fuente: Elaboración propia.

3.3. Principio de operación

3.3.1. Semi-etapa VSI

La semi-etapa VSI opera como un rectificador controlado Boost PFC, de acuerdo con el principio descrito en la sección 2.1. Por esta razón, no se presenta detalle de la conmutación de las llaves respectivas en esta sección.

Para simplificar la explicación posterior, se considera la aproximación por componentes fundamentales detallada en la sección 2.2.2. De esta forma, se consideran únicamente las componentes fundamentales de la frecuencia portadora en las tensiones AC de las piernas del VSI; que, de acuerdo con las ecuaciones (2.18) a (2.21), son iguales. La tensión de entrada es definida en la ecuación (3.1), donde el subíndice 10 en las tensiones de cada pierna expresa la respectiva componente fundamental de la frecuencia portadora.

$$v_{a_{10}} = v_{b_{10}} = v_{c_{10}} = v_{1_0}(t) = \frac{2V_{DC}}{\pi} J_0\left(\frac{\pi}{2}M\right) \cos \omega_c t \quad (3.1)$$

3.3.2. Semi-etapa AB-SR

De acuerdo con la ecuación (3.1), la fase de las tensiones de entrada a esta semi-etapa es definida por la señal portadora v_T , por lo tanto, esta es considerada como referencia para establecer la diferencia de fase ϕ . De esta forma, la tensión AC del puente activo de salida, referida al primario, se define en la ecuación (3.2), donde se considera la conmutación de las llaves a la frecuencia portadora.

$$v'_2 = n_T v_2 = \frac{4n_T V_o}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin\left([2n+1]\left[\omega_c t + \frac{\pi}{2} - \phi\right]\right) \quad (3.2)$$

La utilización del puente activo de salida permite controlar el flujo de potencia a partir del ángulo ϕ , de manera similar al DAB-SR. En consecuencia, se definen dos modos de operación: el de carga ($\phi > 0$) y el de descarga ($\phi < 0$). Para cada uno de estos modos se obtienen las principales formas de onda en régimen permanente, presentadas en la figura 3.4. En esta figura se identifican cuatro etapas de operación a lo largo de un ciclo de conmutación. Estas etapas se definen según los semiconductores por los cuales circula la corriente, tal como se presenta en la figura 3.5.

Como se aprecia en las figuras 3.4 y 3.5, las cuatro etapas de operación se corresponden con las cuatro condiciones posibles para los semiconductores del puente activo secundario en la figura 2.8. De esta forma, se confirma que el convertidor propuesto opera sobre el mismo principio que el convertidor DAB-SR. Además, en la figura 3.4 se verifica para ambos modos de operación que, al ser accionadas para conducción, las llaves activas no asumen el flujo de corriente de manera inmediata, sino que esta circula inicialmente por los diodos en antiparalelo. De esta forma, todos los transistores del puente activo de salida operan con conmutación suave ZVS.

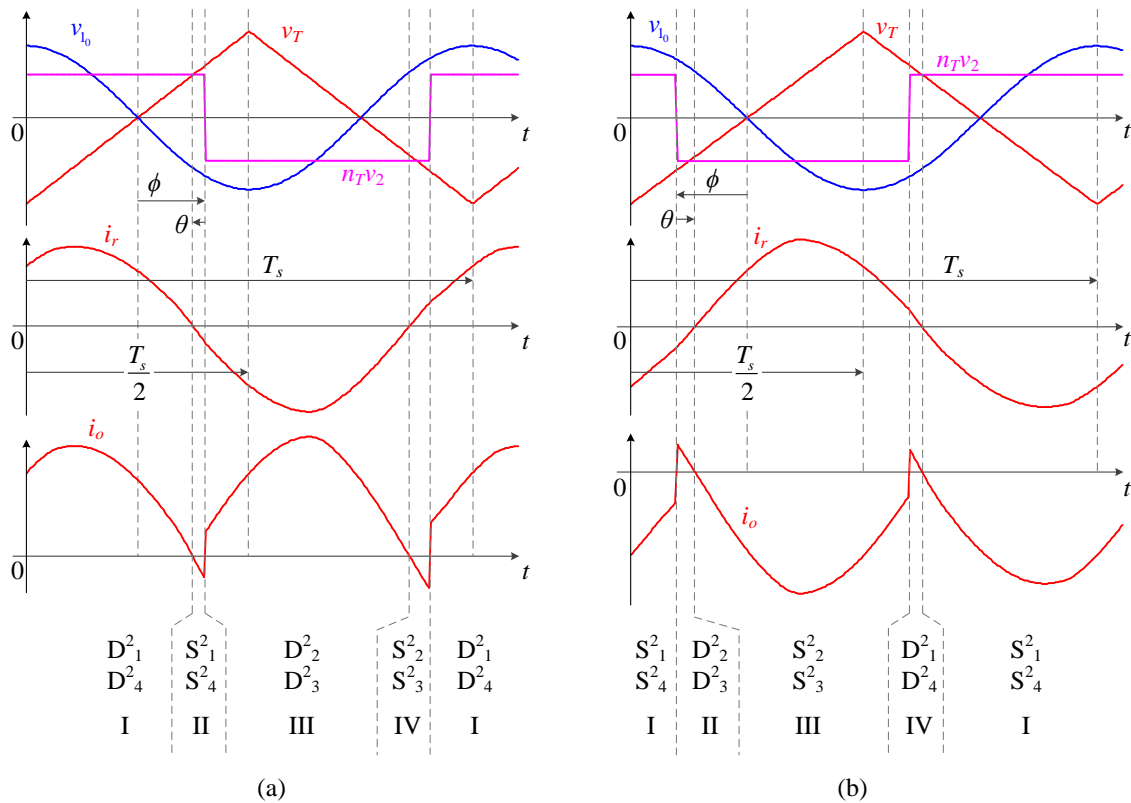


Fig. 3.4. Principales formas de onda en la semi-etapa AB-SR en régimen permanente: (a) Operación de carga; (b) Operación de descarga.

Fuente: Elaboración propia.

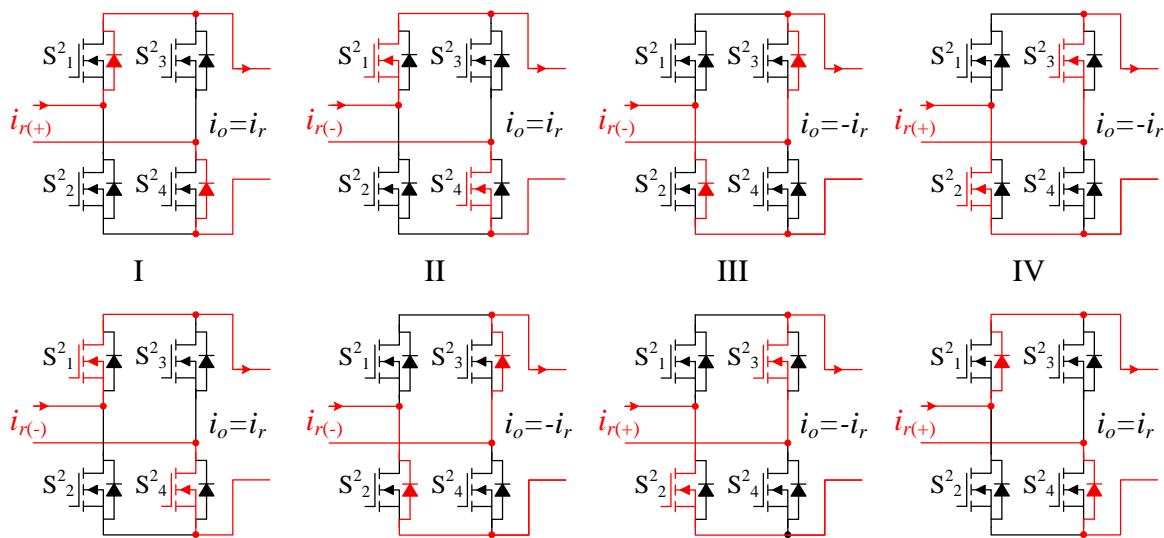


Fig. 3.5. Flujo de corriente en el puente activo de la semi-etapa AB-SR durante cada etapa de funcionamiento: (arriba) Operación de carga; (abajo) Operación de descarga.

Fuente: Elaboración propia.

3.4. Análisis cuantitativo

La configuración propuesta presenta una semi-etapa VSI que actúa bajo las mismas condiciones que el Boost PFC en la configuración de dos etapas. En consecuencia, el análisis cuantitativo presentado en la sección 2.1.1 es aplicable a esta semi-etapa. De esta forma, la presente sección abordará únicamente los aspectos cuantitativos correspondientes a la semi-etapa AB-SR; los cuales, como se mencionó, son análogos a lo detallado en la sección 2.2.2 para el DAB-SR.

La componente fundamental de la frecuencia portadora es la misma para la tensión AC de las tres piernas del VSI. En consecuencia, el análisis aquí presentado es válido para cualquiera de las tres piernas y sus respectivos tanques resonantes.

3.4.1. Análisis por componentes fundamentales

Para facilitar el análisis, la tensión de entrada se puede expresar convenientemente mediante las ecuaciones (3.3) y (3.4).

$$v_{1_0} = \frac{4}{\pi} V_{in} \cos \omega_c t \quad (3.3)$$

$$V_{in} = J_0 \left(\frac{\pi}{2} M \right) \frac{V_{DC}}{2} \quad (3.4)$$

Aplicando el criterio de análisis sinusoidal, la componente fundamental de la tensión v_2 reflejada al primario se define en la ecuación (3.5).

$$v'_{2_0} = \frac{4n_T V_o}{\pi} \sin \left(\omega_c t + \frac{\pi}{2} - \phi \right) \quad (3.5)$$

Las expresiones (3.5) y (3.3) son equivalentes a las presentadas en la sección 2.2.2 incluyéndose un desfase y el factor escalar definido en la ecuación (3.4). De esta forma, las expresiones presentadas en la sección 2.2.2 para el DAB-SR son modificadas para obtener las principales magnitudes en los tanques resonantes del convertidor propuesto.

A. Corriente en los tanques resonantes

Mediante sustitución de las expresiones (3.3) a (3.5) en la ecuación (2.49) se obtiene la expresión (3.6), que corresponde a la componente fundamental de corriente en cada tanque resonante.

$$i_r = \frac{4}{\pi X_s} \left[J_0 \left(\frac{\pi}{2} M \right) \frac{V_{DC}}{2} \sin \omega_s t - n_T V_o \sin (\omega_c t - \phi) \right] \quad (3.6)$$

A partir de la ecuación (3.6) se pueden deducir las expresiones (3.7) y (3.8) para los valores pico y eficaz de la corriente en el tanque resonante.

$$I_{r_{peak}} = \frac{4}{\pi X_s} \sqrt{\left(n_T V_o\right)^2 + \left(J_0\left(\frac{\pi}{2} M\right) \frac{V_{DC}}{2}\right)^2 - J_0\left(\frac{\pi}{2} M\right) V_{DC} n_T V_o \cos \phi} \quad (3.7)$$

$$I_{r_{RMS}} = \frac{\sqrt{8}}{\pi X_s} \sqrt{\left(n_T V_o\right)^2 + \left(J_0\left(\frac{\pi}{2} M\right) \frac{V_{DC}}{2}\right)^2 - J_0\left(\frac{\pi}{2} M\right) V_{DC} n_T V_o \cos \phi} \quad (3.8)$$

B. Potencia transferida

La potencia entregada por cada tanque resonante se determina mediante el valor medio del producto de las expresiones (3.5) y (3.6), obteniéndose la ecuación (3.9).

$$P_{tank} = \frac{4n_T V_o V_{DC}}{\pi^2 X_s} J_0\left(\frac{\pi}{2} M\right) \sin \phi \quad (3.9)$$

La asociación en paralelo de las impedancias de tanque implica la suma de las corrientes. En consecuencia, la potencia total transferida a la salida es el triple de la potencia de cada tanque, conforme con la ecuación (3.10).

$$P_o = \frac{12n_T V_o V_{DC}}{\pi^2 X_s} J_0\left(\frac{\pi}{2} M\right) \sin \phi \quad (3.10)$$

3.4.2. Condición de conmutación suave ZVS

Par garantizar la conmutación suave ZVS, la corriente debe inicialmente circular por los diodos antiparalelos de las llaves comandadas para conducción. Matemáticamente esto equivale a tener una corriente negativa en el instante de conmutación, como se expresa en la ecuación (3.11). A partir de (3.11) se deduce la condición (3.12) para garantizar operación ZVS, expresión equivalente a la presentada en (2.56) para el DAB-SR.

$$i_r\left(\omega_s t = \frac{\pi}{2} + \phi\right) = \frac{4}{\pi X_s} \left[J_0\left(\frac{\pi}{2} M\right) \frac{V_{DC}}{2} \cos \phi - n_T V_o \right] < 0 \quad (3.11)$$

$$\cos \phi < \frac{2n_T V_o}{V_{DC}} \frac{1}{J_0\left(\frac{\pi}{2} M\right)} = M_v \quad (3.12)$$

3.4.3. Supresión de componentes indeseadas en la corriente

El análisis por componentes fundamentales considera que las magnitudes AC del convertidor (tensión y corrientes) pueden ser aproximadas a una forma de onda sinusoidal debido a que presentan un espectro donde los componentes armónicos están suficientemente

distanciados de la frecuencia fundamental, posibilitando su filtrado mediante una impedancia intermedia [16]. De acuerdo con las ecuaciones (2.18) a (2.20), esta condición no se presenta en las tensiones AC del VSI, ya que existen, alrededor de la componente fundamental de la frecuencia portadora, componentes armónicas de banda lateral. Estas componentes de banda lateral no son del todo atenuadas por la impedancia intermedia, generándose componentes de banda lateral en la corriente de tanque. Si bien la magnitud de estas componentes de corriente decrece con el orden armónico de la frecuencia modulante, las componentes de menor orden ($n=\pm 2$) son significativas, ya que las respectivas tensiones tienen una magnitud de aproximadamente el 25% de la fundamental. Para resolver esta situación, el presente trabajo propone la conexión en paralelo de las salidas de los tanques resonantes. Esto lleva a que la corriente en el primario del transformador de aislamiento sea la suma de las corrientes de tanque, lo que posibilita la supresión de las componentes de banda lateral de orden $n=\pm 2$ en el transformador de aislamiento.

La consideración de las componentes de banda lateral de orden $n=\pm 2$ en la tensión de entrada al tanque resonante lleva a las expresiones (3.13) a (3.16). Donde se ha incluido el subíndice 12 para indicar que se consideran tanto la componente fundamental de la frecuencia portadora como las componentes de banda lateral de orden $n=\pm 2$.

$$V_{12} = \frac{2V_{DC}}{\pi} J_2\left(\frac{\pi}{2} M\right) \quad (3.13)$$

$$v_{a_{12}} = v_{i_0} - V_{12} \left\{ \cos(\omega_c t - 2\omega_o t) + \cos(\omega_c t + 2\omega_o t) \right\} \quad (3.14)$$

$$v_{b_{12}} = v_{i_0} - V_{12} \left\{ \cos\left(\omega_c t - 2\left[\omega_o t - \frac{2\pi}{3}\right]\right) + \cos\left(\omega_c t + 2\left[\omega_o t - \frac{2\pi}{3}\right]\right) \right\} \quad (3.15)$$

$$v_{c_{12}} = v_{i_0} - V_{12} \left\{ \cos\left(\omega_c t - 2\left[\omega_o t - \frac{4\pi}{3}\right]\right) + \cos\left(\omega_c t + 2\left[\omega_o t - \frac{4\pi}{3}\right]\right) \right\} \quad (3.16)$$

Cada una de estas tensiones de entrada genera una corriente de tanque que incluye la componente de frecuencia fundamental y las componentes de banda lateral conforme con lo detallado en las expresiones (3.17) a (3.19). Se ha incluido en la magnitud de las componentes de banda lateral las reactancias X_{-2} y X_2 , definidas en las ecuaciones (3.20) y (3.21) respectivamente.

$$i_{ra_{12}} = i_r - V_{12} \left\{ \frac{1}{X_{-2}} \sin(\omega_c t - 2\omega_o t) + \frac{1}{X_2} \sin(\omega_c t + 2\omega_o t) \right\} \quad (3.17)$$

$$i_{rb_{12}} = i_r - V_{12} \left\{ \frac{1}{X_{-2}} \sin\left(\omega_c t - 2\omega_o t + \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{1}{X_2} \sin\left(\omega_c t + 2\omega_o t + \frac{4\pi}{3}\right) \right\} \quad (3.18)$$

$$i_{rc_{12}} = i_r - V_{12} \left\{ \frac{1}{X_{-2}} \sin \left(\omega_c t - 2\omega_o t + \frac{8\pi}{3} \right) + \frac{1}{X_2} \sin \left(\omega_c t + 2\omega_o t + \frac{8\pi}{3} \right) \right\} \quad (3.19)$$

$$X_{-2} = L_r (\omega_c - 2\omega_o) - \frac{1}{C_r (\omega_c - 2\omega_o)} \quad (3.20)$$

$$X_2 = L_r (\omega_c + 2\omega_o) - \frac{1}{C_r (\omega_c + 2\omega_o)} \quad (3.21)$$

Cada una de las componentes de banda lateral conforma un sistema trifásico equilibrado, por lo que la suma de las corrientes de tanque lleva a su supresión. De esta forma se obtiene la corriente en el primario del transformador (3.22), que presenta únicamente componente fundamental de la frecuencia portadora.

$$i_p = i_{ra_{12}} + i_{rb_{12}} + i_{rc_{12}} = 3i_r \quad (3.22)$$

3.5. Dimensionamiento de componentes

3.5.1. Semi-etapa VSI y desacoplamiento capacitivo

El criterio de desacoplamiento capacitivo, presentado en 2.3.1, es aplicado al convertidor propuesto. Este criterio permite considerar cada etapa (o semi-etapas en este caso) como convertidores independientes simplificando no solo el dimensionamiento de componentes sino también la estrategia de control. En la estructura propuesta, el desacoplamiento capacitivo se consigue dimensionando la capacitancia intermedia para limitar la ondulación de tensión a un valor previamente establecido, de acuerdo con la ecuación (2.71). Además, la semi-etapa VSI opera bajo el principio presentado en la sección 2.1, en consecuencia, la inductancia de conexión con la red eléctrica se dimensiona para limitar la ondulación de corriente de red, según la expresión (2.34).

Por otro lado, como se detalló en la sección 3.4, el índice de modulación de la semi-etapa VSI define la amplitud de la tensión AC de entrada a la semi-etapa AB-SR. Este índice se calcula mediante la ecuación (2.3), convenientemente presentada en la ecuación (3.23) considerando el valor RMS de la tensión de red.

$$M = \sqrt{\frac{8}{3}} \frac{V_{RMS}}{V_{DC}} \quad (3.23)$$

3.5.2. Semi-etapa AB-SR

Por sus características, esta etapa se dimensiona siguiendo criterios análogos a los utilizados para el DAB-SR, mismos que fueron presentados en la sección 2.2.4.

A. Condiciones de conmutación suave

Un objetivo fundamental es garantizar la operación en condiciones ZVS. De acuerdo con las expresiones (2.57) y (3.4), se obtiene la condición (3.24), a partir de la cual es posible dimensionar el valor de la relación de transformación del transformador de aislamiento.

$$n_T \geq \frac{J_0 \left(\frac{\pi}{2} M \right) V_{DC}}{4V_o} \quad (3.24)$$

B. Elementos de tanque resonante

La impedancia del tanque resonante es dimensionada siguiendo los mismos criterios que para el DAB-SR. Esto implica un elevado factor de calidad (entre 4 y 5) y frecuencia de resonancia ligeramente inferior que la frecuencia de conmutación ($F \approx 1.1$). Sin embargo, para el dimensionamiento de los elementos del tanque se debe considerar que cada tanque procesa un tercio de la potencia requerida a la salida. De esta forma, se obtienen las expresiones (3.25) a (3.27) para determinar los componentes de inductancia y capacitancia del tanque resonante.

$$\omega_r \approx \frac{\omega_c}{1.1} \quad (3.25)$$

$$L_r = \frac{24}{\pi^2} \frac{(n_T V_o)^2}{P_o} \frac{Q}{\omega_r} \quad (3.26)$$

$$C_r = \frac{1}{L_r \omega_r^2} \quad (3.27)$$

Similar al caso DAB-SR, la impedancia del tanque incluye los efectos de la inductancia de dispersión del transformador de aislamiento (L_l). Sin embargo, la asociación en paralelo de las impedancias de tanque hace que la inductancia de dispersión se presente con el triple del valor respectivo en el circuito de tanque. Por lo tanto, la realización práctica de la inductancia del circuito de tanque considera un inductor externo cuya inductancia (L_{ext}) está determinada por la ecuación (3.28).

$$L_{ext} = L_r - 3L_l \quad (3.28)$$

C. Filtro de salida

Los elementos del filtro de salida se dimensionan siguiendo el criterio detallado en la sección 2.3.1, con la finalidad de limitar las componentes de alta frecuencia en la corriente.

Así, la inductancia y capacitancia del filtro de salida se determinan a partir de las expresiones (2.74) a (2.77).

3.6. Estrategia de control

El desacoplamiento capacitivo permite el control de cada semi-etapa de manera independiente, similar al caso de la configuración a dos etapas. Esto permite utilizar la estrategia de control presentada en la sección 2.3.2, que consiste en dos lazos de control independientes, uno para controlar el flujo de potencia hacia la salida (mediante el control de la diferencia de fase en lazo abierto) y otro para controlar el equilibrio entre potencias de entrada y salida. Este último lazo de control se hace se realiza en lazo cerrado, mediante controladores PR diseñados en el sistema de coordenadas $\alpha\beta$ conforme se detalló en la sección 2.3.2. Sin embargo, dos consideraciones son necesarias para el control del convertidor propuesto:

- La frecuencia de conmutación del puente activo de salida debe ser la misma que la frecuencia portadora de la semi-etapa VSI.
- El control de la diferencia de fase se hace respecto a la señal portadora triangular.

De esta forma, la estrategia de control del convertidor propuesto se presenta en el diagrama de bloques de la figura 3.6.

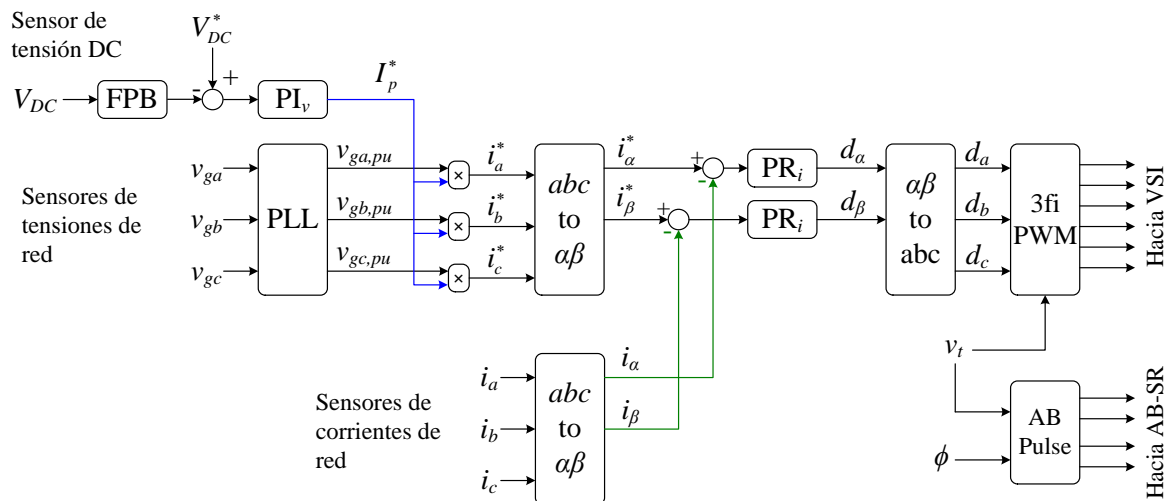


Fig. 3.6. Diagrama de bloques de la estrategia de control del convertidor propuesto.

Fuente: Elaboración propia.

3.7. Comparación con la configuración de dos etapas

El convertidor propuesto opera bajo el mismo principio que la configuración de dos etapas, presentando así las mismas características cualitativas (control de potencia mediante

diferencia de fase, conmutación suave) y aspectos cuantitativos similares. Esto permite obtener de manera directa las expresiones para las principales magnitudes, así como para el dimensionamiento de los componentes (inductancias de entrada, elementos de circuito resonante y de filtro de salida). Además, el convertidor propuesto puede ser controlado con la misma estrategia y lazos de control que se proyectarían para un convertidor de dos etapas. Sin embargo, existen tres diferencias importantes entre el convertidor propuesto y la configuración a dos etapas: el número total de llaves activas (incluyendo diodos en anti-paralelo), las características del transformador de aislamiento y el número de circuitos resonantes.

Las consecuencias de estas diferencias serán brevemente analizadas considerando las mismas condiciones de operación: potencia, tensiones de red y de salida y frecuencia de conmutación (igual a la frecuencia portadora). Para diferenciar las variables se ha considerado el subíndice 1s para el convertidor propuesto y 2s para el convertidor de dos etapas.

3.7.1. Número de llaves activas

En la configuración propuesta hay un total de 10 llaves activas, 6 correspondientes a la semi-etapa VSI y 4 a la semi-etapa AB-SR. Por su parte la configuración de dos etapas tiene un total de 14 llaves activas, 6 en la etapa VSI y 8 en la etapa DAB-SR.

Las llaves activas en la etapa y semi-etapa VSI operan bajo el mismo principio (conmutación disipativa); en consecuencia, la estructura propuesta no presenta ventaja comparativa en este punto. Sin embargo, el menor número de llaves en la semi-etapa AB-SR respecto a la etapa DAB-SR (todas ellas operando bajo conmutación suave ZVS) implica mayor eficiencia, así como reducción volumen, peso y costo asociado a los semiconductores y sus elementos auxiliares. No obstante, la posibilidad de operar las etapas a frecuencias de conmutación diferentes puede ser una importante ventaja de la configuración de dos etapas cuando no se dispone de semiconductores eficientes para conmutar a alta frecuencia en la etapa VSI. En este caso, la etapa VSI puede conmutar a una frecuencia menor, distinta a la frecuencia de conmutación del DAB-SR.

3.7.2. Características del transformador de aislamiento

En la configuración a dos etapas la relación de transformación se determina a partir de la expresión (2.58), procurando mantener las condiciones de conmutación ZVS en todas las llaves activas del DAB-SR. Este objetivo de diseño se mantiene en la configuración propuesta (3.24), sin embargo, en este caso la tensión AC de entrada se obtiene desde el VSI,

cuyos valores de pico son menores a la tensión V_{DC} . Esto es contrario al caso de dos etapas, donde la componente fundamental de la tensión AC de entrada al tanque resonante es mayor que la tensión DC intermedia. De esta forma, considerando que los requisitos de diseño de las expresiones (2.58) y (3.24) son atendidos, las relaciones de transformación de cada configuración mantienen la relación (3.29). Esto significa que la relación de transformación del transformador de aislamiento de la configuración propuesta es cuando menos menor al 50% de la correspondiente a la configuración de dos etapas, pudiendo incluso llegar a valores inferiores a la unidad lo que implica un transformador con características elevadoras de tensión. Sin embargo, en principio, esta diferencia de relaciones de transformación no implica necesariamente diferencias en el peso y volumen del transformador de aislamiento, toda vez que la potencia procesada en ambos casos es la misma [29].

$$n_{T_{1s}} = n_{T_{2s}} \frac{1}{2} J_0 \left(\frac{\pi}{2} M \right) \quad (3.29)$$

3.7.3. Número de circuitos resonantes

La configuración propuesta presenta tres circuitos resonantes, cada uno de los cuales procesa un tercio de la potencia de salida; por su parte, la configuración de dos etapas presenta un único circuito resonante que procesa la totalidad de la potencia de salida.

El elemento crítico para la determinación de volumen y peso del circuito resonante es el inductor. Una expresión útil para el dimensionamiento del tamaño del inductor es la ecuación (3.30) presentada en [29], a partir el producto de las áreas A_w y A_e , que son respectivamente el área de la ventana donde se aloja el enrollamiento de excitación y el área efectiva para el flujo magnético. El resto de los parámetros son: la inductancia L , la corriente de pico I_{pk} , el campo magnético máximo que soporta el material escogido B_{max} , la máxima densidad de corriente de en los conductores J_{max} y el factor de utilización K_u , que representa la imposibilidad práctica de aprovechar la totalidad del área de la ventana por parte del enrollamiento de excitación.

$$A_e A_w = \frac{L I_{pk}^2}{K_u B_{max} J_{max}} \quad (3.30)$$

Considerando que los inductores de ambas configuraciones son realizados con el mismo material magnético y proceso de fabricación, los parámetros K_u , B_{max} y J_{rms} serían los mismos para ambos casos. De esta forma, la relación entre los volúmenes de los inductores de tanque resonante se puede establecer únicamente con base en las inductancias y corrientes

respectivas. Sin considerar el efecto de la inductancia de dispersión, a partir de las expresiones (2.62) y (3.26) se puede determinar las relaciones entre las inductancias de tanque, según la ecuación (3.31).

$$L_{1s} = 3 \left(\frac{n_{T_{1s}}}{n_{T_{2s}}} \right)^2 L_{2s} \quad (3.31)$$

Por su parte, las corrientes de tanque se pueden determinar a partir del valor de pico de la corriente en el secundario (I_{sec}) referida al primario, toda vez que la corriente de secundario es igual para ambas configuraciones. De esta forma se obtienen las expresiones (3.32) y (3.33) para la corriente en cada circuito de tanque resonante. Donde se ha considerado un factor de 10% en el valor de pico de la corriente de tanque en la configuración propuesta debido a la presencia de componentes de banda lateral.

$$I_{pk_{1s}} = \frac{1.1 I_{sec}}{3 n_{T_{1s}}} \quad (3.32)$$

$$I_{pk_{2s}} = \frac{I_{sec}}{n_{T_{2s}}} \quad (3.33)$$

Mediante sustitución de las expresiones (3.31) a (3.33) en (3.30), se obtiene la ecuación (3.34), donde se verifica que el volumen del inductor para cada circuito resonante en el convertidor propuesto es aproximadamente un tercio del volumen del inductor correspondiente en la configuración de dos etapas. Luego, considerando que el convertidor propuesto presenta tres circuitos resonantes, se espera que el volumen total ocupado por los inductores sea ligeramente mayor que en el caso de la configuración de dos etapas.

$$\frac{(A_e A_w)_{1s}}{(A_e A_w)_{2s}} = \frac{1.1}{3} \quad (3.34)$$

Los elementos magnéticos en la configuración propuesta se encuentran distribuidos en tres circuitos; en consecuencia, se espera una mayor facilidad para su montaje práctico en el convertidor. Sin embargo, los tres inductores deben ser idénticos, lo cual presenta un compromiso de fabricación.

3.7.4. Resumen comparativo

Los principales aspectos comparativos han sido resumidos en la tabla 3.1, considerando como referencia los parámetros correspondientes a la configuración de dos etapas.

Tabla 3.1. Principales aspectos comparativos entre la configuración de dos etapas y la configuración de propuesta

Parámetro	Configuración	
	2 etapas	1 etapa
N. de llaves activas con conmutación disipativa	6	6
N. de llaves activas con conmutación ZVS	8	4
Relación de transformación	n_T	$<0.5n_T$
N. de circuitos resonantes	1	3
Volumen total de inductores de tanque	100%	$\approx 110\%$

CAPÍTULO IV

DIMENSIONAMIENTO DE UN SISTEMA DE 24 KW PARA CARGA RÁPIDA DE BATERÍAS

En el presente capítulo se presenta el procedimiento de diseño de los componentes del convertidor propuesto para aplicación en un sistema de carga rápida de baterías de 24kW. Como referencia comparativa, se presenta además el procedimiento de diseño para este mismo sistema bajo la configuración de dos etapas. Además, se presenta el procedimiento de obtención de los respectivos controladores que, como se mencionó anteriormente, son válidos para ambas configuraciones.

El sistema de carga de baterías debe presentar la posibilidad de flujo bidireccional con potencia nominal. Los principales parámetros del sistema se presentan en la tabla 4.1.

Tabla 4.1. Principales parámetros de sistema

Descripción	Variable	Valor
Potencia nominal	P_o	24kW
Tensión de red	V_g	380V @ 60Hz
Tensión intermedia	V_{DC}	800V
Ondulación de tensión DC (%)	ΔV_{DC}	1%
Ondulación de corriente (%)	Δi_g	5%
Tensión de baterías	V_o	400V
Frecuencia de conmutación	f_s	48kHz

4.1. Dimensionamiento de componentes

4.1.1. Semi-etapa VSI

Los parámetros a determinar en esta semi-etapa son la inductancia de filtro, el índice de modulación y la capacitancia intermedia.

A. Inductancia de filtro

La inductancia de filtro se determina a partir del criterio de limitación de la ondulación de corriente de red definido en la sección 2.1.4. Para ello, se debe primero determinar el valor pico de esta corriente, de acuerdo con la ecuación (4.1).

$$I_p = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{P_o}{V_g} = 51.57A \quad (4.1)$$

Con el valor de la ecuación (4.1) y la ondulación porcentual de corriente (Tabla 4.1) se determina la ondulación de corriente en Amperios, que substituida en la expresión (2.34) permite obtener el valor de inductancia, de acuerdo con la ecuación (4.2).

$$L_{in} \geq \frac{V_{DC}}{8\Delta i_g f_c} = \frac{800V}{8(2.58A)(48kHz)} = 808\mu H \quad (4.2)$$

Se escoge el valor de 820 μ H.

B. Índice de modulación

El índice de modulación se determina mediante substitución de los valores de la tabla 4.1 en la expresión (3.23), obteniéndose la ecuación (4.3).

$$M = \sqrt{\frac{8}{3} \frac{V_{RMS}}{V_{DC}}} = 0.7757 \quad (4.3)$$

C. Capacitancia del bus DC

A partir de las expresiones (2.71), (4.3), (4.1) y los parámetros de la tabla 4.1 se obtiene el valor para la capacitancia intermedia de acuerdo con la ecuación (4.4). Considerando valores comerciales, se escoge el valor de 220 μ F.

$$C_b \geq \frac{24000W}{(800V)(8V)(2\pi 48000Hz)} = 124.3\mu F \quad (4.4)$$

4.1.2. Semi-etapa AB-SR

A. Transformador de aislamiento

Se determina la relación de transformación, diseñada para garantizar la conmutación suave ZVS en todas las llaves activas de esta semi-etapa. Para ello, se considera la ecuación (3.24), substituyendo en ella los parámetros especificados en la tabla 4.1 y el índice de modulación determinado en la ecuación (4.4). De esta forma, se obtiene la ecuación (4.5), a partir de la cual se establece una relación de transformación de 0.6, lo que implica un transformador de aislamiento con características elevadoras.

$$n_T \approx \frac{V_{DC}}{2V_o} J_0 \left(\frac{\pi}{2} M \right) = 0.6585 \quad (4.5)$$

B. Elementos de tanques resonantes

Una vez determinada la relación de transformación, se determinan los valores de la inductancia y capacitancia de los circuitos de tanque. Para ello, se considera los criterios de diseño presentados en 2.2.4 para el DAB-SR: Factor de calidad entre 4 y 5 y frecuencia de

conmutación aproximadamente 1.1 veces la frecuencia de resonancia del tanque. Estos criterios son incluidos en las expresiones (3.25) a (3.27) conjuntamente con los parámetros definidos en la tabla 4.1 y el valor determinado para n_T . Así, se obtienen las ecuaciones (4.6) y (4.7).

$$L_r = \frac{24 (240\text{V})^2}{\pi^2 24000\text{W}} \frac{4}{2\pi 43636\text{Hz}} = 85.15\mu\text{H} \quad (4.6)$$

$$C_r = \frac{1}{(85.15\mu\text{H})(2\pi 43636\text{Hz})^2} = 156\text{nF} \quad (4.7)$$

Considerando valores comerciales de capacitores, se ajustan los valores de acuerdo con las ecuaciones (4.8) y (4.9):

$$L_r = 90\mu\text{H} \quad (4.8)$$

$$C_r = 150\text{nF} \quad (4.9)$$

C. Diferencia de fase

El ángulo de desfasaje para operación del puente activo se determina a partir del valor requerido de potencia de salida, según la ecuación (3.10). Substituyendo en esta expresión los valores ya determinados y los parámetros de la tabla 4.1. Así se obtiene la expresión (4.10) que corresponde a un ángulo de aproximadamente 52° .

$$\sin \phi = \frac{P_o \pi^2 X_s}{12 n_T V_o V_{DC}} \frac{1}{J_0 \left(\frac{\pi}{2} M \right)} = 0.788 \quad (4.10)$$

D. Corrientes de tanque y en el primario del transformador de aislamiento

Una vez determinados todos los parámetros del sistema, se calcula la corriente que circula por los circuitos resonantes, así como la corriente del primario del transformador de aislamiento. El valor RMS de la componente fundamental de la corriente se determina a partir de substituir los parámetros del sistema en la expresión (3.8), obteniéndose así la ecuación (4.11).

$$I_{r_{RMS}} = 39.68\text{A} \quad (4.11)$$

Las corrientes de tanque incluyen, además de la componente fundamental, componentes de banda lateral. Estas componentes son significativas para $n=\pm 2$, por lo son aquí determinadas a fin de obtener un valor más realista de la corriente en el tanque. Para ello se utilizan las expresiones (4.12) y (4.13), que derivan de la ecuación (3.17).

$$(4.12)$$

$$I_{r_2} = \frac{\sqrt{2}V_{DC}}{\pi} J_2 \left(M \frac{\pi}{2} \right) \frac{1}{L_r (\omega_s - 2\omega_o) - \frac{1}{C_r (\omega_s - 2\omega_o)}} = 12.05A$$

$$I_{r_2} = \frac{\sqrt{2}V_{DC}}{\pi} J_2 \left(M \frac{\pi}{2} \right) \frac{1}{L_r (\omega_s + 2\omega_o) - \frac{1}{C_r (\omega_s + 2\omega_o)}} = 11.47A \quad (4.13)$$

Estas componentes de banda lateral son ortogonales con la componente fundamental, por lo que el valor RMS de la corriente de tanque se determina mediante la expresión (4.14). Por su parte la corriente RMS en el primario del transformador de aislamiento es el triple del valor correspondiente a la componente fundamental, conforme con la ecuación (4.15).

$$I_{tank_{RMS}} = \sqrt{I_r^2 + I_{r_2}^2 + I_{r_{+2}}^2} = 43.02A \quad (4.14)$$

$$I_{prim_{RMS}} = 3I_r = 119.03A \quad (4.15)$$

Conociendo la tensión y corriente en el transformador se determina la respectiva potencia aparente, de acuerdo con la ecuación (4.16).

$$S_T = I_{prim_{RMS}} n_T V_o = (119.03A)(240V) = 28.6kVA \quad (4.16)$$

E. Filtro de salida

Los componentes del filtro de salida se dimensionan para suprimir las componentes ondulatorias en la corriente de salida, siguiendo el criterio detallado en la sección 2.3.1. En este caso la frecuencia de corte es 4.8kHz y el factor de calidad de 0.7, lo que lleva a los valores de inductancia y capacitancia de las ecuaciones (4.17) y (4.18). Considerando valores comerciales para el capacitor de filtro se escogen los valores de 480μH y 2.2μF.

$$L_o = \frac{(400V)^2}{24kW} \frac{0.7}{2\pi 4800Hz} = 464\mu H \quad (4.17)$$

$$C_o = 2.368\mu F \quad (4.18)$$

4.1.3. Componentes para configuración de dos etapas

A fin de tener una referencia comparativa, el sistema de la tabla 4.1 es dimensionado también bajo la configuración de dos etapas. La etapa VSI es análoga a la semi-etapa VSI de la configuración propuesta, por lo tanto, se considera los componentes dimensionados en la sección 4.1.1. De igual manera el filtro de salida, proyectado en las ecuaciones (4.17) y (4.18), es válido para esta configuración. De esta forma, los componentes a dimensionar son

los correspondientes a la etapa DAB-SR, de acuerdo con el criterio presentado en la sección 2.2.4.

A. Transformador de aislamiento

La relación de transformación correspondiente se determina según la ecuación (2.58), para garantizar la conmutación suave tipo ZVS en todas las llaves activas. De esta forma, se obtiene la ecuación (4.19).

$$n_{T_{2s}} = \frac{V_{DC}}{V_o} = 2 \quad (4.19)$$

B. Elementos de tanque resonantes

Considerando factor de calidad $Q=4$ y $F=1.1$, el criterio de diseño presentado de la ecuación (2.2.4) lleva a los valores de las ecuaciones (4.20) y (4.21) para la inductancia y capacitancia, respectivamente.

$$L_{r_{2s}} = 320\mu\text{H} \quad (4.20)$$

$$C_{r_{2s}} = 40\text{nF} \quad (4.21)$$

C. Diferencia de fase

A partir de la ecuación (2.52) se determina el seno del ángulo de diferencia de fase, de acuerdo con la ecuación (4.22) este corresponde a un ángulo de 39° .

$$\sin \phi_{2s} = \frac{P_o \pi^2 X_s}{8V_{DC}^2} = 0.63 \quad (4.22)$$

D. Corriente de tanque

Para la configuración de dos etapas la corriente de tanque es también la corriente de primario en el transformador. Esta presenta una forma de onda prácticamente sinusoidal a la frecuencia de conmutación, cuyo valor RMS se determina de acuerdo con la ecuación (2.51). Sustituyendo los valores determinados y los parámetros de la tabla 4.1 se obtiene la ecuación (4.23).

$$I_{r_{RMS}} = \frac{\sqrt{8}V_{DC}}{\pi X_s} \sqrt{2 - 2 \cos \phi_{2s}} = 35.31\text{A} \quad (4.23)$$

Con la ecuación (4.23) se determina la potencia aparente del transformador de acuerdo con la ecuación (4.24).

$$S_{T_{2s}} = I_{r_{RMS}} n_{T_{2s}} V_o = (35.31\text{A})(800\text{V}) = 28.25\text{kVA} \quad (4.24)$$

4.1.4. Resumen

Los componentes y parámetros determinados para cada una de las configuraciones son listados en la tabla 4.2.

Tabla 4.2. Principales parámetros y componentes dimensionados

Parámetro	Variable	Valor	
		Configuración propuesta	Configuración de dos etapas
VSI	Inductancia de entrada	L_{in}	820 μ H
	Capacitor intermedio	C_b	220 μ F
Transformador de asilamiento	Relación de transformación	n_T	0.6
	Potencia aparente	S_T	28.6kVA
Circuitos de tanque	Inductancia	L_r	90 μ H
	Capacitancia	C_r	150nH
	Corriente RMS	I_r	43.02A
	Diferencia de fase	ϕ	52°
Filtro de salida	Inductancia	L_o	480 μ H
	Capacitancia	C_o	2.2 μ F

4.2. Diseño de los controladores

Los controladores se diseñan bajo la estrategia de control definida en la sección 3.6, considerando la dinámica del sistema descrita en la sección 2.3.2, que es válida tanto como para la configuración de dos etapas, como para la configuración de una sola etapa propuesta en este trabajo

4.2.1. Controlador de corriente de red

Este controlador tiene la función de garantizar corrientes sinusoidales en fase con las respectivas tensiones de red. La función de transferencia en el sistema de coordenadas $\alpha\beta$ se obtiene mediante sustitución de los valores determinados para la inductancia de red en la ecuación (2.79), considerando además una resistencia serie de 10m Ω . De esta forma, se obtiene la función de transferencia (4.23), cuyo diagrama de bode se presenta en la figura 4.1.

$$G_{id} = -\frac{600}{0.00082s + 0.01} \quad (4.23)$$

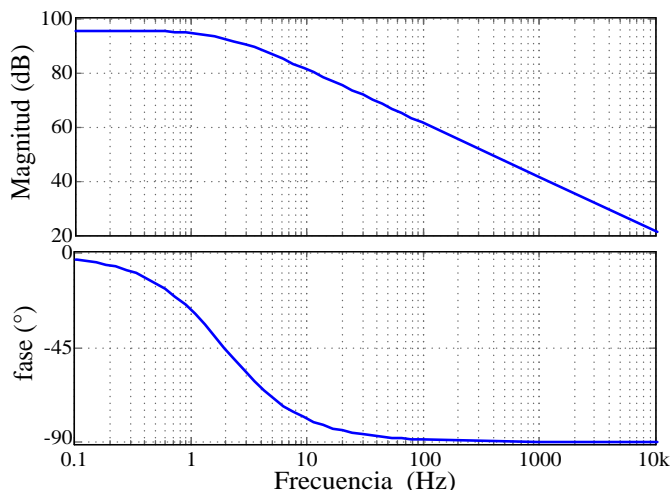


Fig. 4.1. Diagrama de bode de la función de transferencia de corriente de red.

Fuente: Elaboración propia.

De acuerdo con el criterio de diseño de la ecuación (2.83), se establece una frecuencia de corte de 6kHz. Mediante las expresiones (2.84) y (2.85) se determinan las ganancias proporcional y resonante del controlador de corriente, según las ecuaciones (4.24) y (4.25). La respectiva función de transferencia se presenta en la ecuación (4.26). El efecto del controlador se puede apreciar en los diagramas de bode de lazo compensado y el diagrama de bode de lazo cerrado, en las figuras 4.2 y 4.3 respectivamente. En estos diagramas de bode se puede verificar que el controlador PR diseñado atiende las especificaciones deseadas, con una frecuencia de corte de alrededor de 6kHz y margen de fase de 90°.

$$K_{pi} = 0.0513 \quad (4.24)$$

$$K_{ri} = 1.361 \times 10^{-5} \quad (4.25)$$

$$PR_i = 0.0513 + 1.361 \times 10^{-5} \frac{s}{s^2 + (240\pi \times 10^{-5})s + (120\pi)^2} \quad (4.26)$$

4.2.2. Controlador de tensión DC intermedia

El controlador de la tensión DC tiene por función mantener esta en un valor fijo (800V) y así garantizar el equilibrio entre las potencias de entrada y salida. Para ello, el controlador recibe el error de tensión y genera la amplitud de referencia para la corriente de red, la cual es utilizada para generar las señales de referencia para los controladores de corriente.

El diseño del controlador de tensión se realiza con base en la función de transferencia aproximada, ecuación (4.27), obtenida a partir de la ecuación (2.88) y cuyo diagrama de bode se presenta en la figura 4.4.

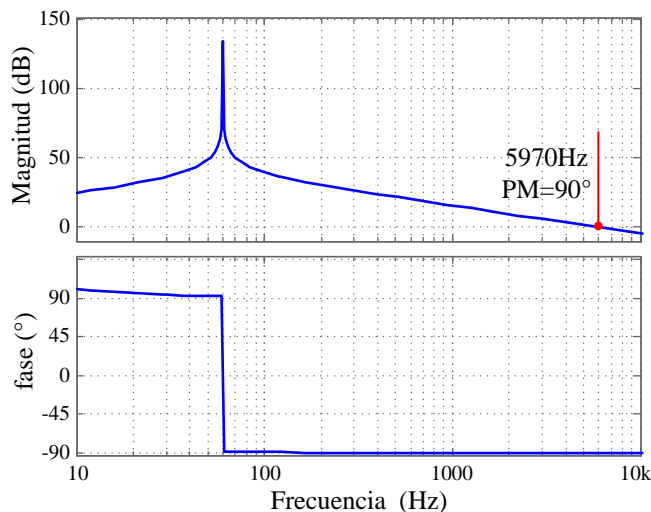


Fig. 4.2. Efecto del controlador de corriente (4.26), diagrama de bode de lazo compensado.

Fuente: Elaboración propia.

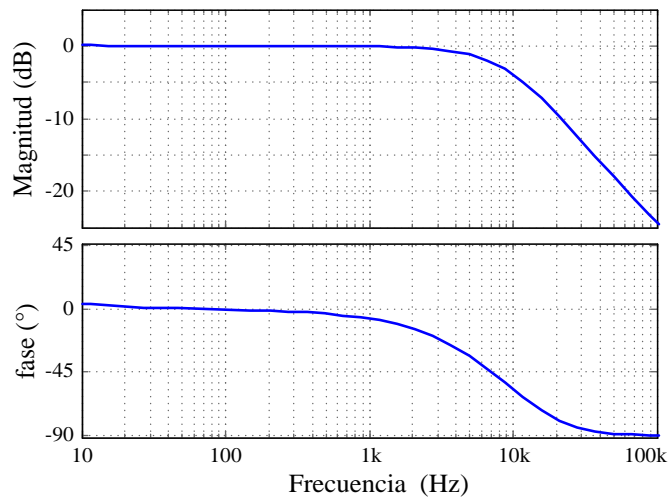


Fig. 4.3. Efecto del controlador de corriente (4.26), diagrama de bode de lazo cerrado.

Fuente: Elaboración propia.

$$G_{vi} = \frac{2.65 \times 10^3}{s} \quad (4.27)$$

De acuerdo con la condición (2.89), se establece una frecuencia de corte de 300Hz. De esta forma, mediante las ecuaciones (2.90) y (4.27), se determina la ganancia proporcional del controlador según la expresión (4.28). El cero se ubica en la frecuencia de 30Hz, con lo que el controlador PI de la tensión intermedia viene definido por la ecuación (4.29).

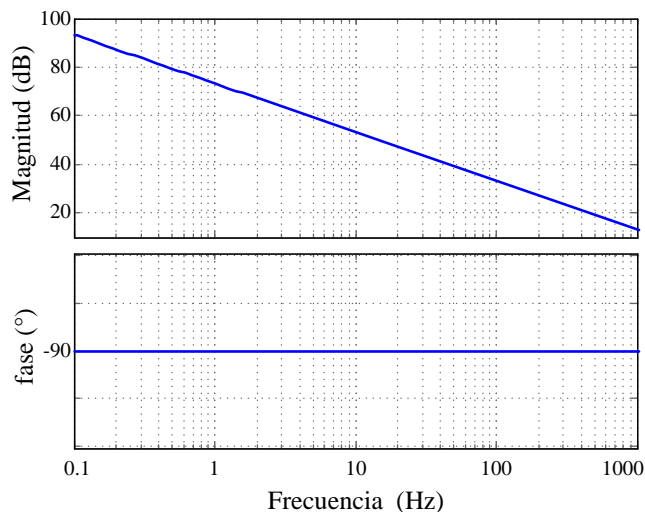


Fig. 4.4. Diagrama de bode de la función de transferencia de tensión.

Fuente: Elaboración propia.

$$K_{pv} = 0.72 \quad (4.28)$$

$$PI_v = 0.72 \frac{s + 60\pi}{s} \quad (4.29)$$

El efecto del controlador de tensión se aprecia en los diagramas de bode de las figuras 4.5 y 4.6. Se confirma el comportamiento deseado, con una frecuencia de corte de 310Hz y margen de fase de 79° .

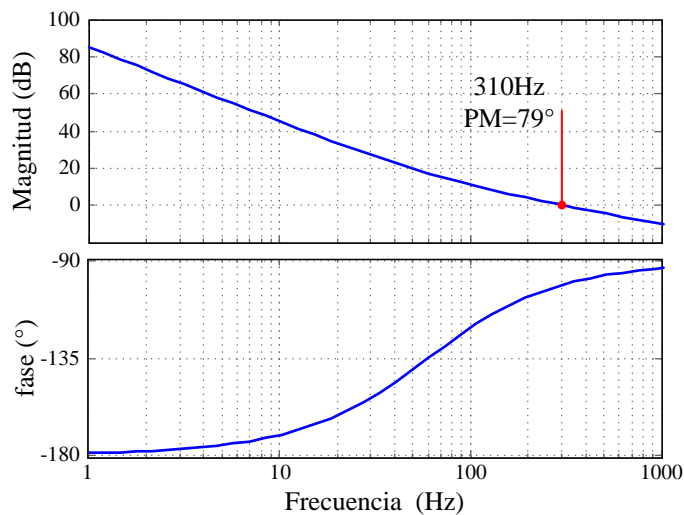


Fig. 4.5. Efecto del controlador de tensión, ecuación (4.29), diagrama de bode de lazo compensado.

Fuente: Elaboración propia.

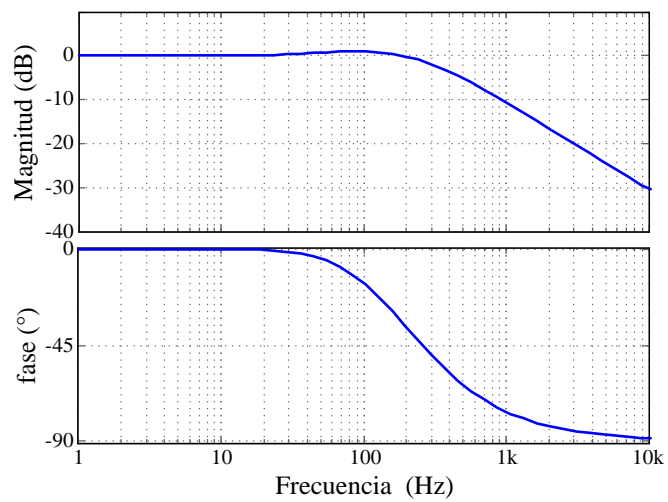


Fig. 4.6. Efecto del controlador de tensión, ecuación (4.29), diagrama de bode de lazo cerrado.

Fuente: Elaboración propia.

CAPÍTULO V

RESULTADOS DE SIMULACIÓN COMPUTACIONAL

A fin de verificar la funcionalidad del convertidor propuesto, el sistema especificado en el Capítulo IV es simulado computacionalmente utilizando el programa PSIM®. Para obtener resultados comparativos, ambas configuraciones (la propuesta de una sola etapa y la de dos etapas) son simuladas considerando las mismas condiciones y parámetros de simulación.

Las simulaciones son realizadas con un paso de simulación de $0.1\mu\text{s}$; considerando algunos aspectos prácticos, tales como: tiempo muerto de $0.2\mu\text{s}$, inductancia de dispersión de $1\mu\text{H}$ y resistencias serie de $10\text{m}\Omega$ en los elementos reactivos. El esquemático desarrollado en PSIM® para los componentes de potencia del convertidor es presentado en la figura 5.1.

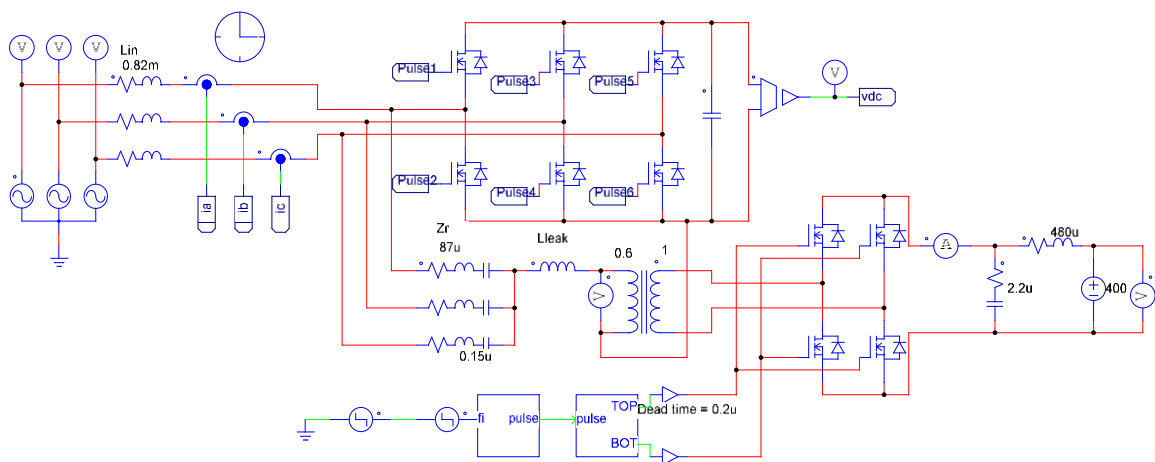


Fig. 5.1. Esquemático del convertidor propuesto para simulación en PSIM®.

Fuente: Elaboración propia.

El sistema de control se implementa a partir de bloques de función digitales disponibles en PSIM®, estos bloques consideran un paso fijo lo que permite la rápida adaptación del sistema de control a una plataforma real, como un DSP [30]. El esquemático de la estrategia de control se muestra en la figura 5.2.

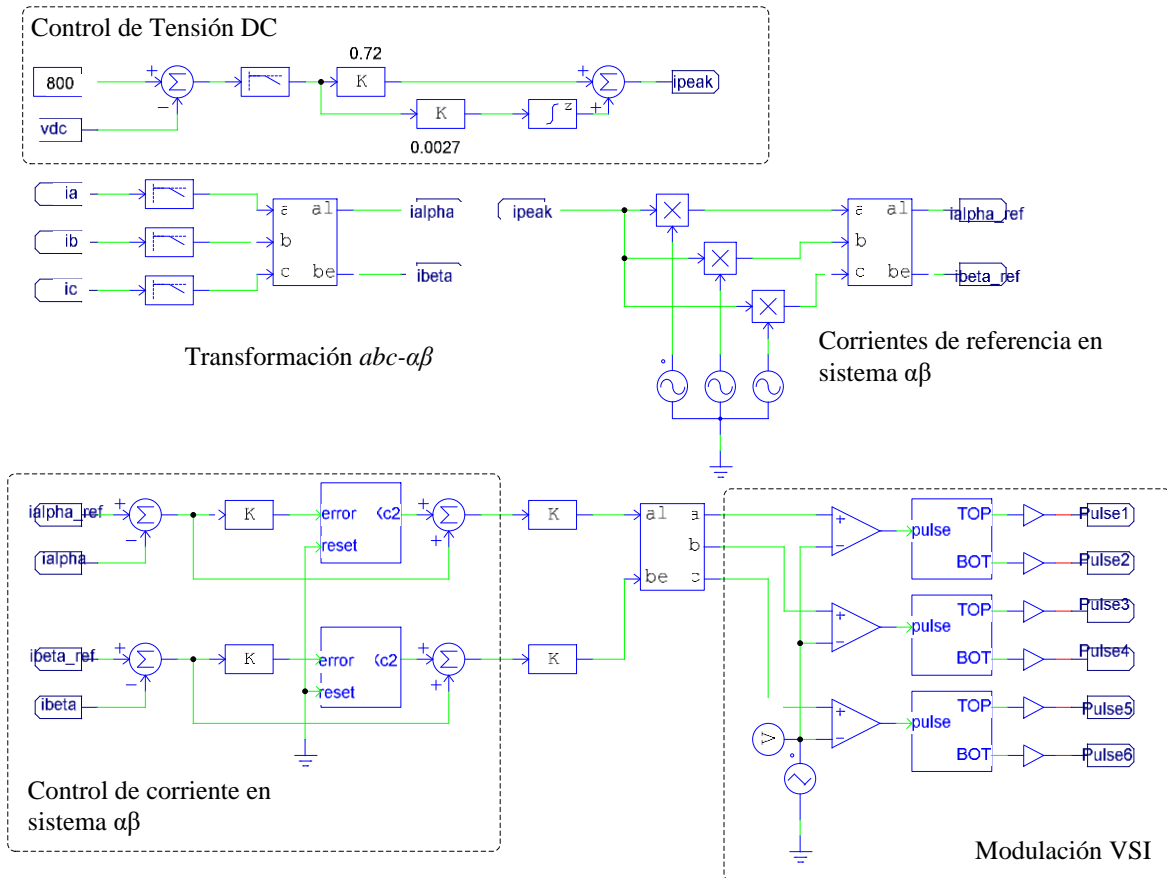


Fig. 5.2. Esquemático del sistema de control para simulación en PSIM®.

Fuente: Elaboración propia.

La visualización de las formas de onda obtenidas se realiza mediante la herramienta SIMVIEW®, disponible en PSIM®, la cual permite realizar la medición de los valores (pico, eficaz, THD) de las formas de onda presentadas [31].

La inclusión de las resistencias serie lleva a la aparición de pérdidas por efecto Joule; estas alteran las condiciones de operación ligeramente, situación que es resuelta mediante el ajuste del ángulo de desfase a fin de garantizar la potencia deseada en la salida.

Las condiciones simuladas corresponden al régimen permanente con potencia nominal (tanto en operación de carga como de descarga) y al régimen transitorio correspondiente a un cambio súbito en el ángulo de desfase.

Por facilidad, algunas formas de onda y tensión son presentadas en una misma gráfica, en estos casos el eje izquierdo de ordenadas corresponde a la corriente, mientras el derecho a la tensión.

5.1. Régimen permanente

El régimen permanente corresponde a la operación (de carga o descarga) con potencia nominal de 24kW, lo que corresponde a una corriente constante de 60A de salida. En estas condiciones las principales variables a analizar son las corrientes de fase, la corriente y tensión en el transformador de aislamiento y la tensión intermedia.

Para las corrientes de fase se consideran como parámetros a evaluar el valor RMS, la distorsión armónica total referida a la fundamental, de acuerdo con [32], el desfase respecto a la tensión respectiva y la ondulación de corriente (referida al valor nominal calculado en 4.1).

5.1.1. Operación de carga

Para conseguir el flujo de potencia de 24kW hacia la salida, el ángulo de desfase (4.10) fue ajustado a 49.24° para garantizar la potencia deseada en la configuración propuesta, mientras que en la configuración de dos etapas (4.22) el valor fue ajustado a 36.44° .

A. Salida

En la figura 5.3 se presentan la corriente (rojo) y tensión (azul) de salida, considerando una escala de tiempo de 400ms. Para ambas configuraciones se obtiene una corriente continua de salida cuyo valor medio es 60 A, correspondiente a 24kW.

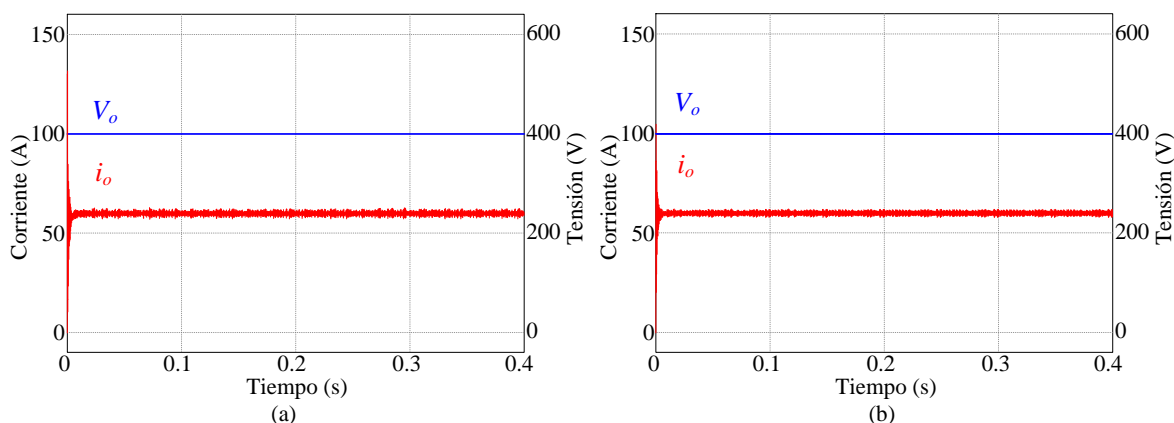


Fig. 5.3. Corriente (rojo) y tensión (azul) de salida para operación de carga con potencia nominal: (a) Configuración propuesta; (b) Configuración de dos etapas.

Fuente: Elaboración propia.

B. Entrada

En la entrada, las principales formas de onda corresponden a las corrientes (rojo, azul y verde) y las tensiones (celeste, rosa, naranja) de fase, que son presentadas en la figura 5.4. Como se puede apreciar en ambos casos las corrientes de fase presentan una forma de onda

sinusoidal en fase con la respectiva tensión. Los principales valores relativos a estas formas de onda se presentan en la tabla 5.1.

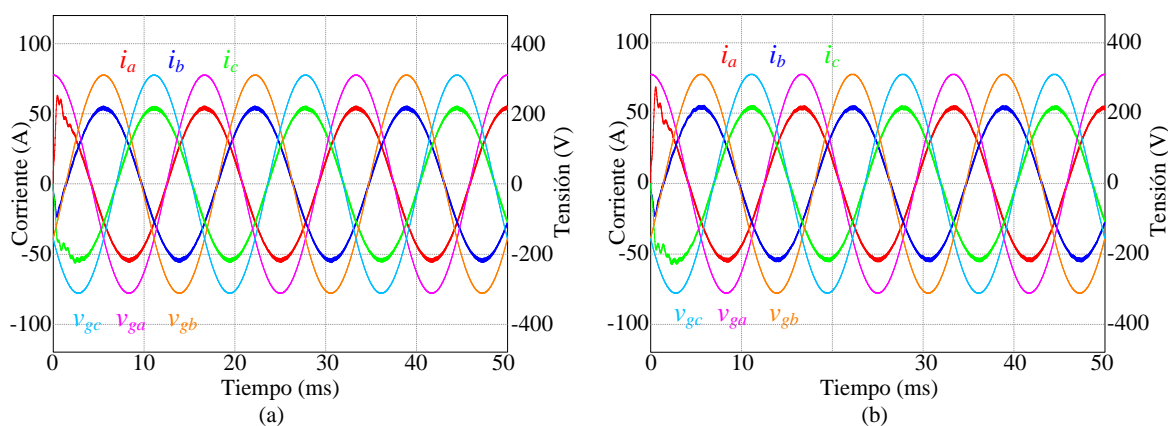


Fig. 5.4. Corrientes y tensiones de fase para operación de carga con potencia nominal: (a) Configuración propuesta; (b) Configuración de dos etapas.

Fuente: Elaboración propia.

Tabla 5.1. Principales valores de las corrientes de fase para operación de carga con potencia nominal

Configuración	Variable	RMS (A)	THD (%)	cos(φ)	Δi	
					(A)	(%)
Una etapa	i_a	38.32	1.22	0.9999	2.39	4.63
	i_b	38.31	1.21	0.9999	2.38	4.62
	i_c	38.32	1.22	0.9999	2.37	4.60
Dos etapas	i_a	38.23	1.20	0.9999	2.32	4.50
	i_b	38.23	1.21	0.9999	2.34	4.54
	i_c	38.23	1.21	0.9999	2.43	4.71

En ambos casos se obtienen valores reducidos de THD (inferiores al 2%) y un factor de potencia casi unitario. La inclusión de las pérdidas lleva a valores RMS ligeramente mayores a lo determinado en la ecuación (4.1). Las eficiencias obtenidas son 95.03% para la configuración propuesta y de 95.18% para la configuración de dos etapas. En todos los casos, la ondulación de corriente es inferior al límite de 5% especificado.

C. Transformador de aislamiento

Las formas de onda de corriente (rojo) y tensión (azul) en el primario del transformador son presentadas en la figura 5.5, considerando una escala de tiempo de 100 μ s. Con la finalidad de evidenciar la diferencia de fase para control de la potencia de salida, en el convertidor propuesto se ha incluido la señal portadora (verde) mientras que para el caso de la configuración de dos etapas se ha incluido a tensión AC del puente activo de entrada (v_1).

Para la configuración propuesta, se verifica que la corriente está adelantada respecto a la tensión del puente activo, lo que garantiza la conmutación ZVS. En la configuración de dos etapas, la corriente está atrasada respecto a la tensión del puente primario y adelantada respecto a la tensión del puente secundario, de esta forma se confirma la conmutación tipo ZVS para ambos puentes activos.

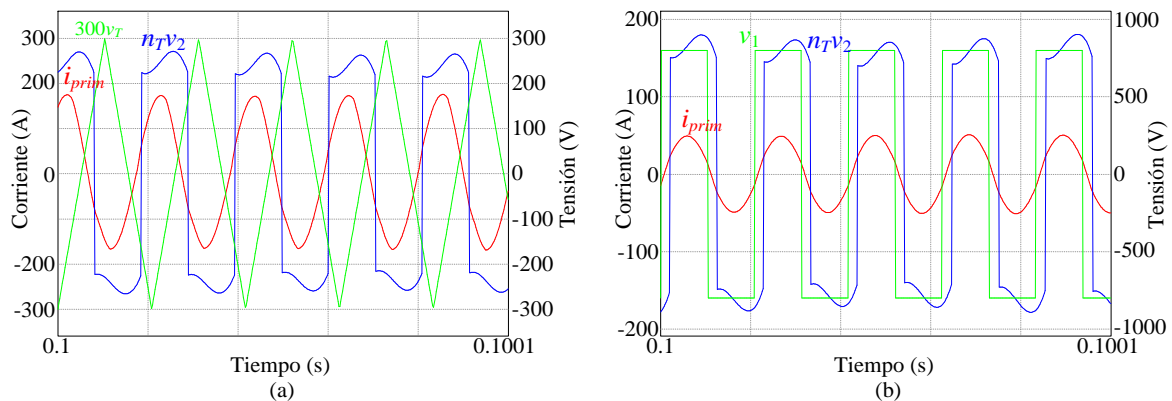


Fig. 5.5. Detalle de la corriente (rojo) y tensión (azul) en el primario del transformador de aislamiento para operación de carga: (a) Configuración propuesta, se incluye la señal portadora en verde; (b) Configuración de dos etapas, se incluye la tensión AC del puente primario en verde.

Fuente: Elaboración propia.

En el caso de la configuración propuesta, la corriente en el primario del transformador presenta una forma de onda sinusoidal con valor RMS de 119.47 y pico de 181.83A, mientras que la tensión presenta valor RMS de 241V y pico de 246.17V. La potencia aparente procesada por el transformador es de 28795.7VA.

Por su parte, la configuración de dos etapas presenta también una corriente sinusoidal con valor RMS 36.27A y pico de 59.96A; mientras que la tensión respectiva tiene valor RMS de 803.4V y pico de 867.16V. En este caso, la potencia aparente del transformador de aislamiento es de 28761.7VA.

Como se detalló en la sección 3.4.3, en la configuración propuesta la corriente en los tanques resonantes presenta componentes de banda lateral, lo que se evidencia como una envolvente al doble de la frecuencia modulante; tal como se puede apreciar en la figura 5.6. Estas componentes de banda lateral no aparecen en la corriente en el primario del transformador, debido a que en el convertidor propuesto estas se anulan entre sí. Los principales valores para las componentes (de banda lateral y fundamental) de cada tanque son presentados en la tabla 5.2.

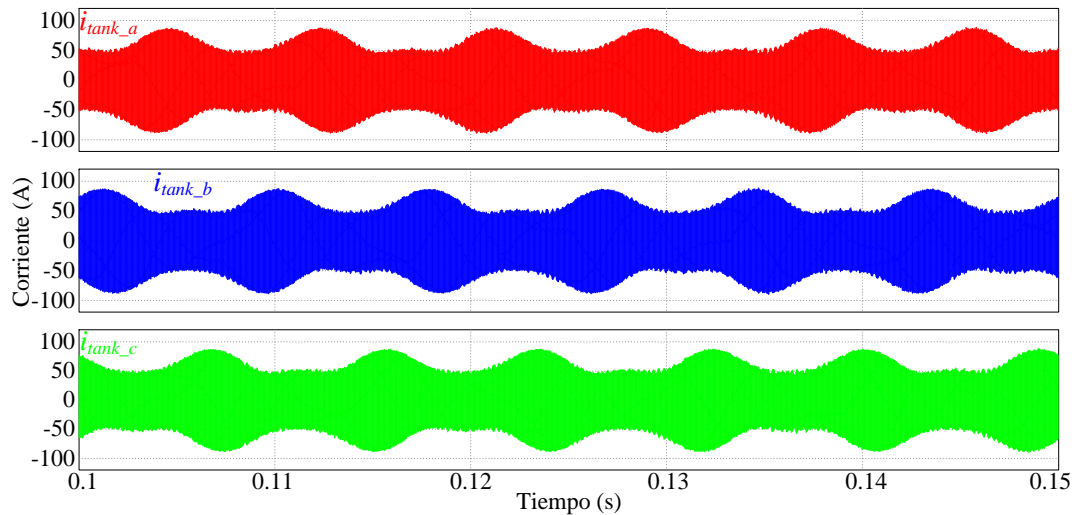


Fig. 5.6. Corrientes en los tanques resonantes para operación de carga con potencia nominal.

Fuente: Elaboración propia.

Tabla 5.2. Principales valores de las corrientes de tanque en operación de carga con potencia nominal

	Corriente (A)				
	$f_c - 2f_o$	$f_c + 2f_o$	f_c	RMS	Pico
Tanque <i>a</i>	20.83	19.63	56.22	44.82	89.33
Tanque <i>b</i>	20.70	19.58	56.29	44.82	89.32
Tanque <i>c</i>	20.81	19.74	56.19	44.82	89.04

D. Tensión intermedia

Las formas de onda de la tensión intermedia se presentan en la figura 5.7, donde se ha considerado una escala de tiempo de 400ms.

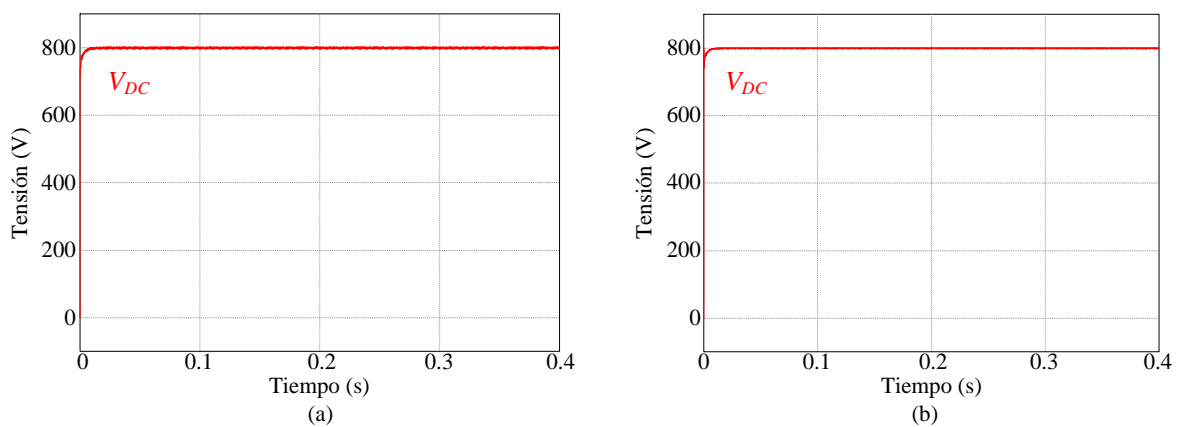


Fig. 5.7. Tensión intermedia para operación de carga con potencia nominal: (a) Configuración propuesta; (b) Configuración de dos etapas.

Fuente: Elaboración propia.

Para las dos configuraciones se obtiene una tensión continua con valor medio de 800V, de acuerdo con lo especificado. En el caso de la configuración propuesta la ondulación de tensión es de 5.52V, lo que corresponde al 0.69% el valor nominal. Para la configuración de dos etapas, la ondulación de tensión es de 1.76V, apenas el 0.22% del valor nominal.

5.1.2. Operación de descarga

En estas condiciones el sistema debe demandar 24kW de las baterías (salida) e inyectar dicha potencia (menos las respectivas pérdidas) en la red. Este escenario se caracteriza por una corriente negativa de salida y corrientes con fase opuesta a las respectivas tensiones de red. Los ángulos de desfase fueron ajustados a -46.8° , para la configuración de una etapa, y a -34.5° , para la configuración de dos etapas.

A. Salida

Las formas de onda de la corriente (rojo) y tensión (azul) de salida se presentan en la figura 5.8, con una escala de tiempo de 400ms. Se verifica que la corriente de salida es constante con un valor de -60A, lo que corresponde a una demanda de 24kW desde las baterías.

B. Entrada

Las formas de onda de las corrientes de fase (rojo, azul y verde) y tensiones de red (rosa, celeste y naranja) se presentan en la figura 5.9 con una escala de tiempo de 50ms. En la figura se aprecia que las formas de onda de corrientes son sinusoidales con amplitud fija y con fase contraria a las respectivas tensiones de red, lo que corresponde a la inyección de potencia hacia la misma. Los principales valores relativos a estas formas de onda se presentan en la tabla 5.3.

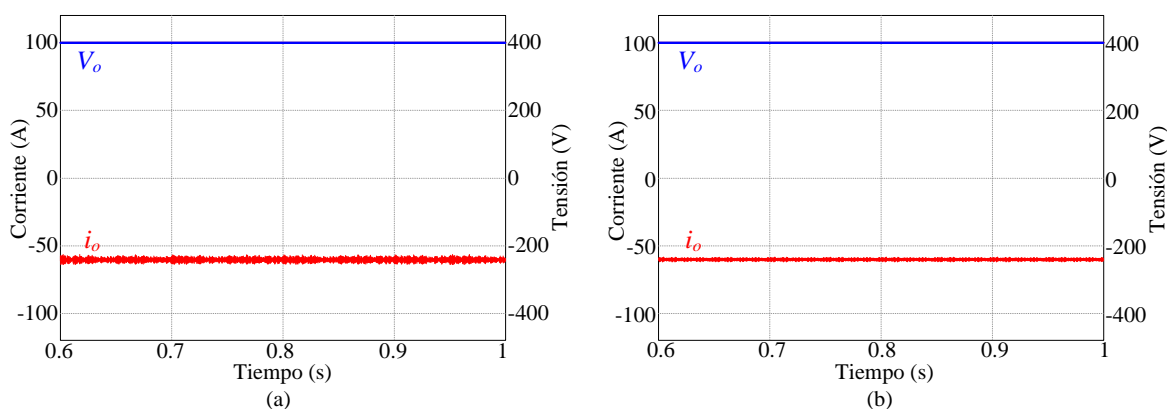


Fig. 5.8. Corriente (rojo) y tensión (azul) de salida para operación de descarga con potencia nominal: (a) Configuración propuesta; (b) Configuración de dos etapas.

Fuente: Elaboración propia.

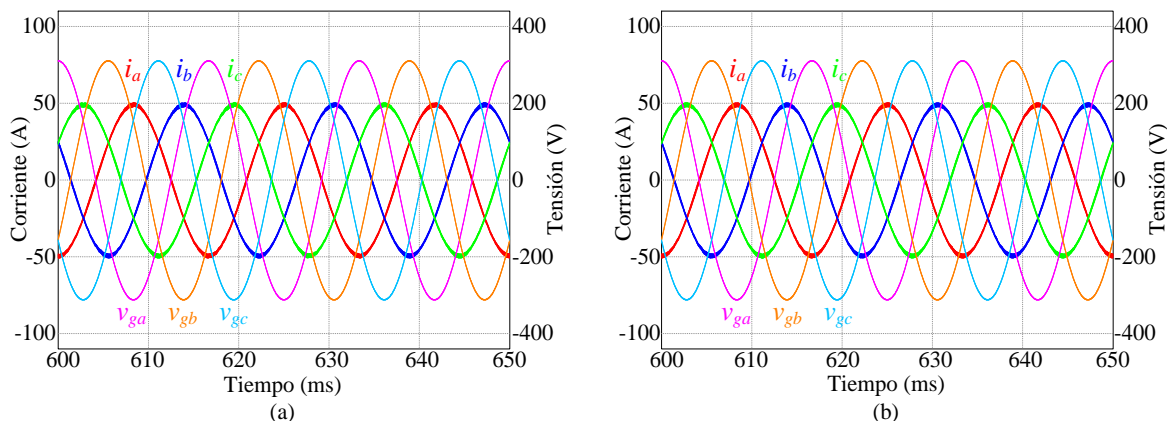


Fig. 5.9. Corrientes y tensiones de fase para operación de descarga con potencia nominal:
(a) Configuración propuesta; (b) Configuración de dos etapas.

Fuente: Elaboración propia.

Tabla 5.3. Principales valores de las corrientes de fase para operación de descarga con potencia nominal

Configuración	Variable	RMS (A)	THD (%)	cos(φ)	Δi	
					(A)	(%)
Una etapa	i_a	34.77	1.33	0.9999	2.40	4.65
	i_b	34.77	1.33	0.9999	2.42	4.69
	i_c	34.77	1.34	0.9999	2.40	4.65
Dos etapas	i_a	34.79	1.33	0.9999	2.47	4.79
	i_b	34.79	1.33	0.9999	2.37	4.60
	i_c	34.79	1.33	0.9999	2.46	4.77

Se confirma que las corrientes presentan reducido contenido armónico, factor de potencia casi unitario y ondulación inferior al 5%. Debido a las pérdidas, las potencias inyectadas a la red son ligeramente inferiores a 24kW: Para el caso de la configuración propuesta es de 22940W, lo que corresponde a una eficiencia de 95.58% y para la configuración de dos etapas es de 22953W, lo que corresponde a una eficiencia de 95.64%.

C. Transformador de aislamiento

La figura 5.10 presenta la corriente (rojo) y tensión (azul) en el primario del transformador de aislamiento con una escala de tiempo de 100 μ s. Se ha introducido en color verde, como referencia para evidenciar la diferencia de fase, la señal portadora (configuración de una etapa) y la tensión del puente activo primario (configuración de dos etapas).

En el caso de la configuración propuesta, la corriente está atrasada respecto a la tensión del puente activo secundario, lo que lleva a la conmutación ZVS de las respectivas llaves.

En el caso de la configuración de dos etapas, la corriente está adelantada respecto al puente primario y atrasada respecto al puente secundario, lo que caracteriza la conmutación tipo ZVS para las llaves de ambos puentes.

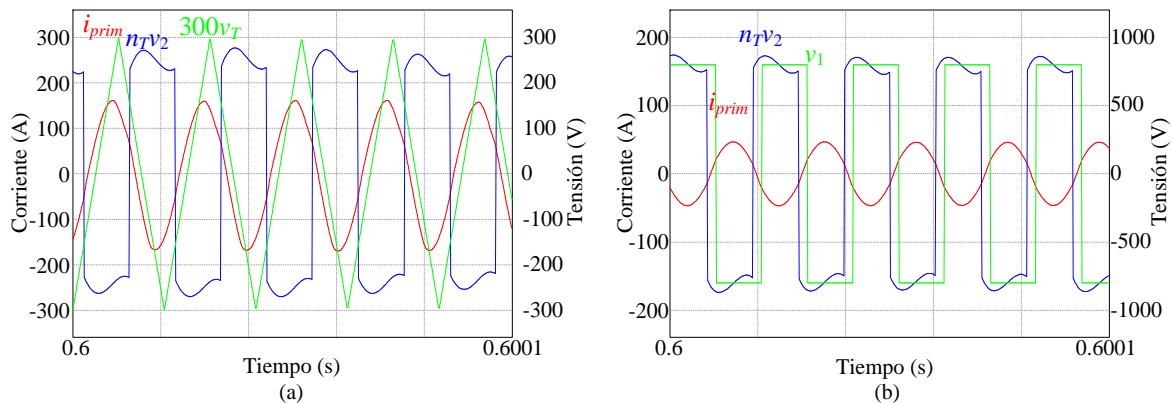


Fig. 5.10. Detalle de la corriente (rojo) y tensión (azul) en el primario del transformador de aislamiento para operación de descarga: (a) Configuración propuesta, se incluye la señal portadora en verde; (b) Configuración de dos etapas, se incluye la tensión AC del puente primario en verde.

Fuente: Elaboración propia.

Para la configuración propuesta, la corriente de tanque presenta un valor eficaz de 116.16A con pico de 182.51A; la tensión tiene un valor eficaz de 240.15V y un pico de 282.79V. En estas condiciones, la potencia aparente procesada por el transformador es de 27893VA.

Con la configuración de dos etapas, la corriente de tanque tiene un valor eficaz de 33.98A y pico de 46.90A, mientras que la tensión tiene valor eficaz de 800V y pico de 871.3V. La potencia aparente procesada por el transformador de aislamiento en este caso es de 27181VA.

La corriente en los tanques resonantes de la configuración propuesta presenta componentes de banda lateral lo que impone una modulación de baja frecuencia tal como se aprecia en la figura 5.11, donde se ha considerado una escala de tiempo de 50ms. Los principales valores de las corrientes de tanque en la operación de descarga con potencia nominal son presentados en la tabla 5.4.

Tabla 5.4. Principales valores de las corrientes de tanque en operación de descarga con potencia nominal

	Corriente (A)				
	$f_c - 2f_o$	$f_c + 2f_o$	f_c	RMS	Pico
Tanque <i>a</i>	20.50	17.65	54.30	43.99	88.74
Tanque <i>b</i>	20.53	17.70	54.17	43.99	88.45
Tanque <i>c</i>	20.37	17.52	54.29	43.98	89.93

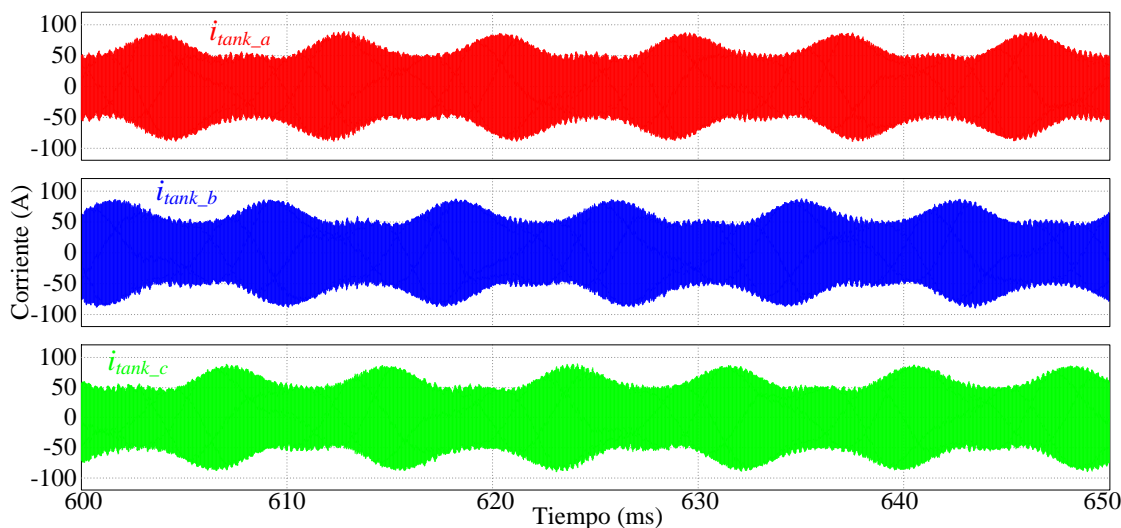


Fig. 5.11. Corrientes en los tanques resonantes para operación de carga con potencia nominal.

Fuente: Elaboración propia.

D. Tensión intermedia

La forma de onda de la tensión intermedia se presenta en la figura 5.12, considerando una escala de tiempo de 400ms. En ambos casos el valor medio de la tensión es de 800V. En el caso de la configuración propuesta la ondulación de tensión es de 5.12V, lo que corresponde a 0.64% del valor nominal. Por su parte, en el caso de la configuración de dos etapas, la ondulación de tensión es de 1.18V, lo que corresponde al 0.14% del valor nominal.

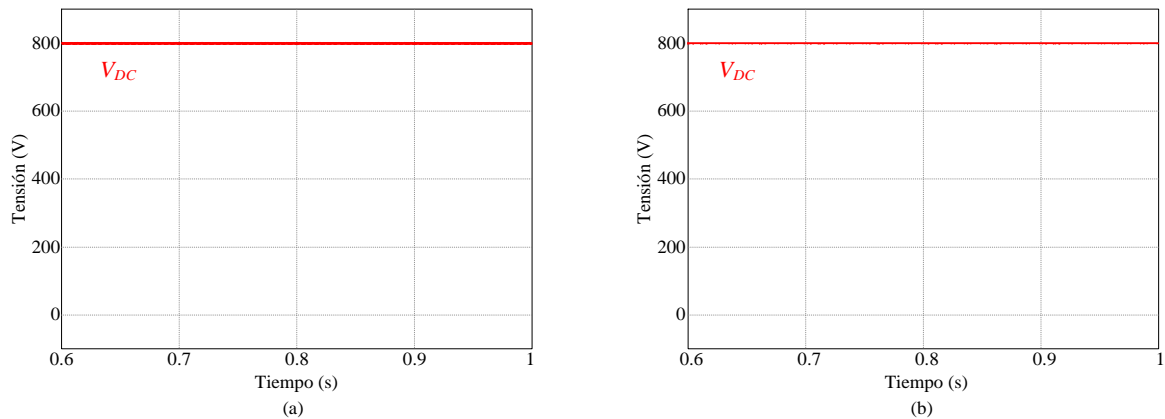


Fig. 5.12. Tensión intermedia para operación de descarga con potencia nominal: (a) Configuración propuesta; (b) Configuración de dos etapas.

Fuente: Elaboración propia.

5.2. Régimen transitorio

A fin de verificar la respuesta dinámica de la estrategia de control adoptada, el sistema es simulado en escenarios de variación súbita de la potencia de salida, mediante la variación instantánea del ángulo de desfase.

Se consideran dos escenarios: el primero corresponde a la variación de operación de carga con potencia nominal hacia la operación de descarga, también con potencia nominal; el segundo escenario corresponde al cambio inverso (de operación de descarga hacia operación de carga). Estos escenarios representan los cambios más drásticos que se puede realizar en la potencia de carga dentro del rango de operación del sistema.

En ambos escenarios las principales variables a considerar son: la corriente de salida, las corrientes de entrada y la tensión intermedia. Todas las respuestas transitorias son presentadas en una escala de tiempo de 30ms, los valores de sobrepico son expresados en porcentaje del respectivo valor en régimen permanente, además el tiempo de establecimiento se define considerando un error de $\pm 2\%$.

5.2.1. Variación de operación de carga hacia operación de descarga

Se aplica un cambio súbito del ángulo de desfase en el instante $t=0.5s$. En el caso de la configuración propuesta el cambio se da de 49.24° a -46.8° , mientras que en el caso de la configuración de dos etapas el cambio es de 36.44° a -34.5° .

A. Salida

Debido al cambio instantáneo del ángulo de desfase, la corriente de salida experimenta un cambio súbito, invirtiendo su sentido y manteniendo la amplitud para así garantizar la operación con carga nominal. Esto se puede apreciar en la figura 5.13.

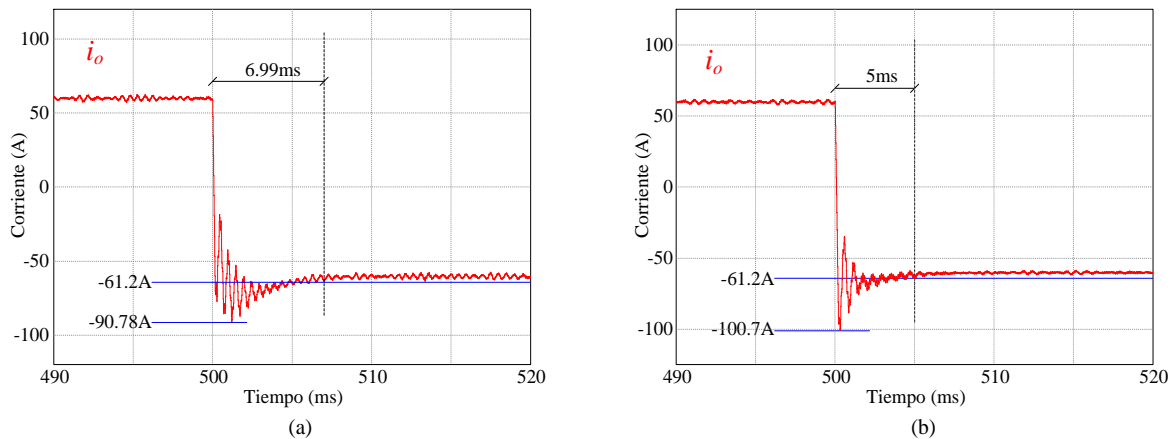


Fig. 5.13. Respuesta transitoria de la corriente de salida frente a un cambio instantáneo de operación de carga hacia operación de descarga: (a) Configuración propuesta; (b) Configuración de dos etapas.

Fuente: Elaboración propia.

En el caso de la configuración propuesta, la corriente alcanza un valor mínimo de -90.78A, lo que corresponde a un sobrepico de aproximadamente 50%, con un tiempo de establecimiento de 6.99ms.

Por su parte, en el caso de la configuración de dos etapas, el máximo sobrepico fue de 67.8% (-100.7A) con un tiempo de establecimiento de aproximadamente 5ms.

B. Entrada

La variación del flujo de potencia de salida lleva a la inversión del sentido de las corrientes de fase. Esto puede apreciarse en la figura 5.14.

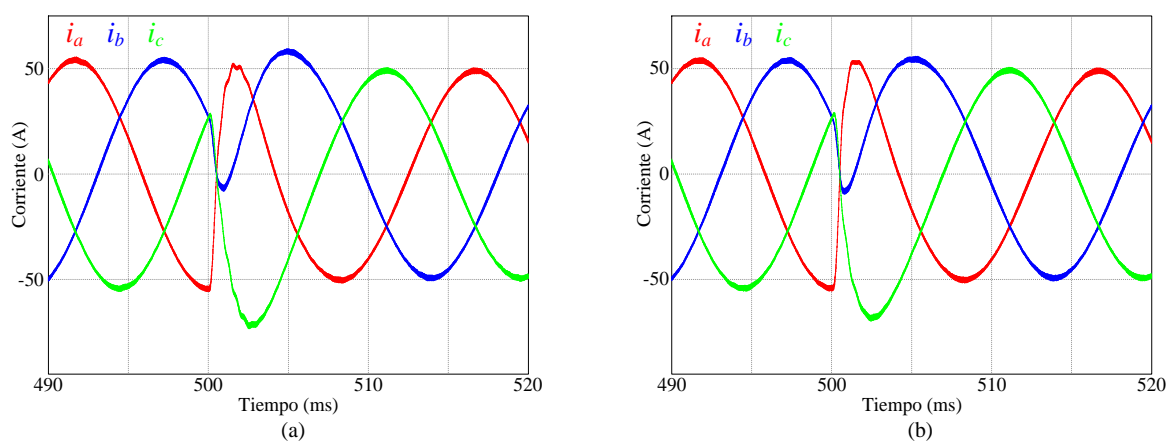


Fig. 5.14. Respuesta transitoria de las corrientes de fase (entrada) frente a un cambio instantáneo de operación de carga hacia operación de descarga: (a) Configuración propuesta; (b) Configuración de dos etapas.

Fuente: Elaboración propia.

Las repuestas transitorias con ambas configuraciones son bastante parecidas. El máximo pico de corriente se registra para ambos casos en la fase c, con un valor de 73.1A en el convertidor propuesto; y de 69.48A en la configuración de dos etapas. En ambos casos, las corrientes asumen la forma de onda deseada en menos de un semiciclo de red (8.33ms).

C. Tensión intermedia

La estrategia de control adoptada, bajo el criterio de desacoplamiento capacitivo, garantiza la estabilidad del sistema a partir del control de la tensión intermedia. La respuesta transitoria de esta magnitud se presenta en la figura 5.15.

En el caso de la configuración propuesta, el tiempo de establecimiento es de 5.72ms con un valor máximo de 920V, lo que corresponde a un sobrepico de 15%. Mientras tanto, con la configuración de dos etapas, el tiempo de establecimiento es de 5.53ms con un sobrepico de 15.6%.

5.2.2. Variación de operación de descarga hacia operación de carga

Se aplica un cambio súbito del ángulo de desfase en el instante $t=1s$. En el caso de la configuración propuesta el cambio se da de -46.8° a 49.24° , mientras que en el caso de la configuración de dos etapas el cambio es de -34.5° a 36.44° .

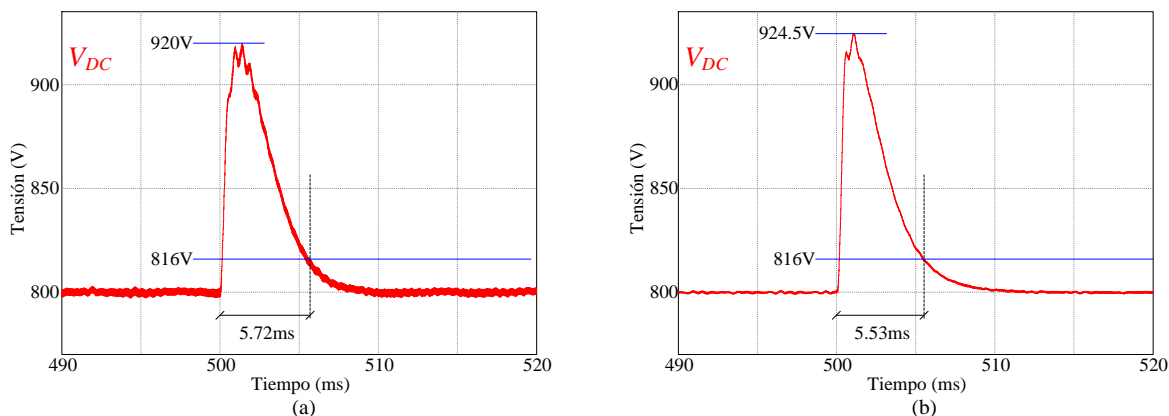


Fig. 5.15. Respuesta transitoria de la tensión intermedia frente a un cambio instantáneo de operación de carga hacia operación de descarga: (a) Configuración propuesta; (b)

Configuración de dos etapas.

Fuente: Elaboración propia.

A. Salida

La respuesta transitoria de la corriente de salida ante la variación descrita se presenta en la figura 5.16. En esta figura se puede apreciar que, para el caso de la configuración propuesta, se produce un pico de corriente de 197A, lo que corresponde a un sobrepico de

228.3% y el tiempo de establecimiento es de 8.53ms; en el caso de la configuración de dos etapas el sobrepico fue de 141% con un tiempo de establecimiento de 6.92ms.

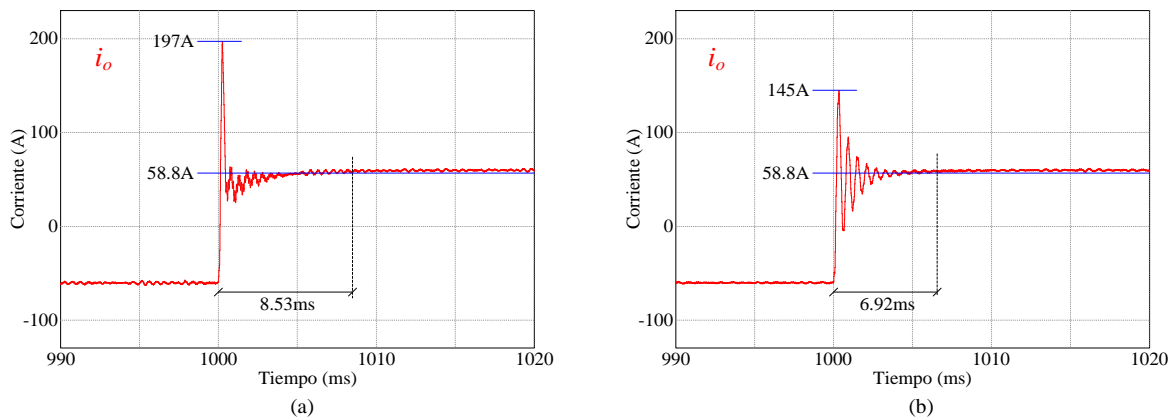


Fig. 5.16. Respuesta transitoria de la corriente de salida frente a un cambio instantáneo de operación de descarga hacia operación de carga: (a) Configuración propuesta; (b) Configuración de dos etapas.

Fuente: Elaboración propia.

B. Entrada

Las formas de onda de la respuesta transitoria de las corrientes de fase (entrada) para este escenario se presentan en la figura 5.17. Para ambas configuraciones el máximo pico de corriente se presenta en la fase a, con un valor de -59.98A para la configuración propuesta y de -62.5A para la configuración de dos etapas. Además, las corrientes asumen las formas de onda deseadas en menos de un semiciclo de red.

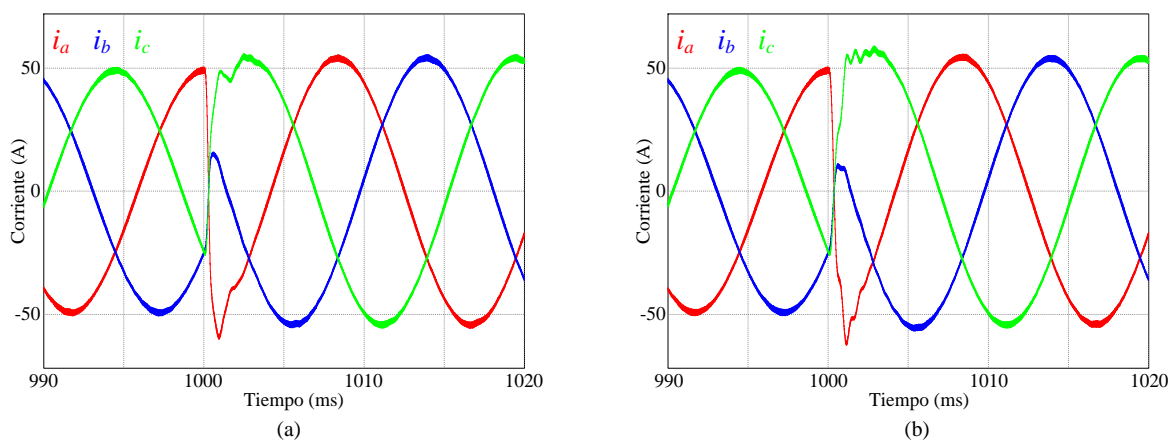


Fig. 5.17. Respuesta transitoria de las corrientes de fase (entrada) frente a un cambio instantáneo de operación de descarga hacia operación de carga: (a) Configuración propuesta; (b) Configuración de dos etapas.

Fuente: Elaboración propia.

C. Tensión intermedia

La respuesta transitoria de la tensión intermedia se presenta en la figura 5.18. Para la configuración propuesta el tiempo de establecimiento es de 6.48ms, con un valor pico de 654V, lo que corresponde a un sobrepico de 5.75%. Para la configuración de dos etapas el tiempo de establecimiento fue de 6.09ms, con un pico de 665.5V, lo que corresponde a un sobrepico de 4.31%.

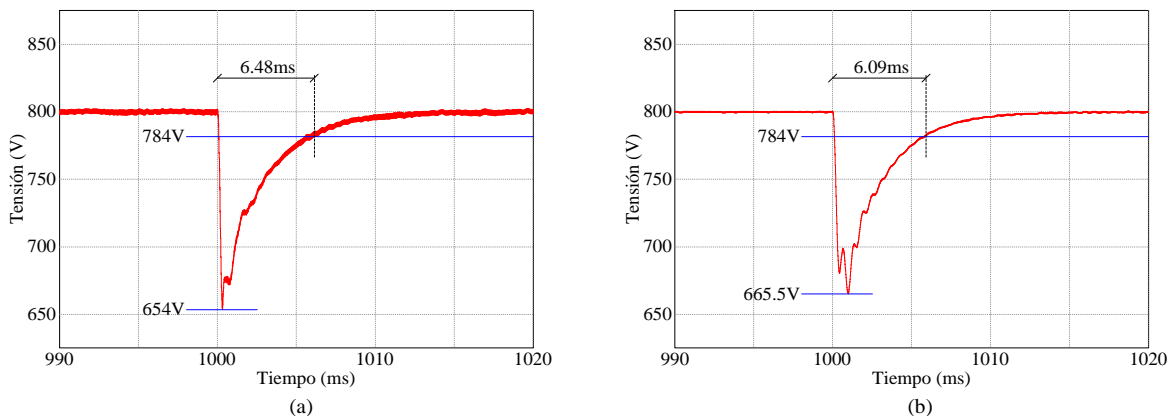


Fig. 5.18. Respuesta transitoria de la tensión intermedia frente a un cambio instantáneo de operación de descarga hacia operación de carga: (a) Configuración propuesta; (b) Configuración de dos etapas.

Fuente: Elaboración propia.

CAPÍTULO VI

ANÁLISIS DE RESULTADOS Y CONTRASTACIÓN DE HIPÓTESIS

6.1. Análisis de resultados

De resultados obtenidos de la simulación computacional en PSIM® y presentados en el capítulo V se destaca lo siguiente:

- La operación con potencia nominal, tanto carga como descarga, figuras 5.2 (a) y 5.7 (a), presenta corrientes de fase sinusoidales, con factor de potencia prácticamente unitario (0.9999) y reducido contenido armónico (menor al 1.35%).
- La inclusión de las resistencias series, y las respectivas pérdidas, lleva a la reducción de la eficiencia, obteniéndose valores alrededor de 95%. Esto lleva a ligeras variaciones en la amplitud de las corrientes de fase ($\pm 5\%$) y el ángulo de desfase requerido para atender la potencia nominal.
- La ondulación de corriente se mantiene siempre dentro del límite de diseño establecido de 5% del valor nominal.
- La tensión DC intermedia, figuras 5.5(a) y 5.10(a), se mantiene en el valor especificado, con ondulación inferior al 0.7% del valor nominal.
- A partir de las formas de onda de corriente y tensión en el primario del transformador, figuras 5.3(a) y 5.8(a), se confirma la conmutación ZVS de todas las llaves de la etapa AB-SR.
- La corriente en el transformador de aislamiento tiene forma sinusoidal a la frecuencia portadora, con valor eficaz muy próximo al calculado analíticamente en la ecuación (4.15), con errores de 0.4% (carga) y 2.4% (descarga).
- Las corrientes en los tanques resonantes, figuras 5.4 y 5.9 y tablas 5.2 y 5.4, presentan componentes considerables de banda lateral conforme a lo estipulado en el análisis cuantitativo. Estas componentes no aparecen en la corriente del transformador.

- De acuerdo con lo presentado en las figuras 5.13(a) y 5.16(a), el sistema de control garantiza el equilibrio instantáneo de potencia mediante el control de la tensión intermedia, aun frente a variaciones súbitas en la potencia de salida. El tiempo de establecimiento máximo es de 8.53ms, para variación de 24kW a -24kW de potencia de salida, con un sobrepico del 15%. Para la variación de -24kW a 24kW de potencia de salida, el tiempo de establecimiento fue de 6.48ms con un sobrepico de apenas 5.75%.
- De acuerdo con lo presentado en las figuras 5.12(a) y 5.15(a), el control de corriente garantiza una respuesta rápida frente a las variaciones de carga, obteniéndose los valores deseados en menos de un semiciclo de red (8.33ms).

6.2. Contrastación de hipótesis

Los resultados de simulación sirven como validación preliminar de la estructura propuesta, confirmando su funcionalidad para la conversión bidireccional AC-DC desde un sistema trifásico, con aislamiento galvánico de alta frecuencia aprovechando las componentes de alta frecuencia en la tensión del VSI. Esto confirma la hipótesis general del presente trabajo. Además, a partir los resultados de simulación se puede afirmar que:

- El convertidor propuesto interactúa con la red eléctrica trifásica mediante un VSI con modulación PWM sinusoidal (tal como la configuración de dos etapas) obteniéndose corrientes sinusoidales con elevado factor de potencia (casi unitario) y reducido contenido armónico.
- El convertidor propuesto utiliza directamente las tensiones AC generadas por el VSI como alimentación de tanques resonantes LC para transferencia de energía con aislamiento galvánico de alta frecuencia.
- El convertidor propuesto interactúa con las baterías (DC) mediante un puente activo modulado por diferencia de fase, similar al caso de un DAB-SR, permitiendo el control de la potencia transferida a la salida mediante el ángulo de desfase.
- El convertidor propuesto presenta conmutación suave ZVS en todas las llaves del puente activo de salida (semi etapa AB-SR)
- El convertidor propuesto opera con el mismo sistema de control que la configuración a dos etapas, presentando resultados similares para régimen permanente y transitorio.

- Los resultados obtenidos son coherentes con los cálculos analíticos realizados en el capítulo IV. Esto valida el análisis cuantitativo y el procedimiento de diseño, ambos detallados en el capítulo III.

Las afirmaciones anteriores confirman las hipótesis (general y específicas) presentadas en la sección 1.5. Además, los resultados obtenidos en la simulación computacional del convertidor propuesto son bastante próximos a los obtenidos en la simulación de la configuración de dos etapas, tanto en régimen permanente como la respuesta transitoria ante el cambio súbito de la potencia de salida. Dado que esta última configuración es ampliamente utilizada, los resultados obtenidos sirven de referencia comparativa para confirmar la funcionalidad del convertidor propuesto. Se verifica, además, que el convertidor propuesto opera bajo principios análogos que la configuración de dos etapas, manteniendo las ventajas del VSI para interacción con la red y del DAB-SR para control de la potencia de salida mediante el ángulo de desfasaje.

Se debe observar que la inclusión de las resistencias serie no incluye las pérdidas por conmutación. De esta forma, las simulaciones realizadas no brindan información respecto a la importante ventaja que significa la reducción de semiconductores en el convertidor propuesto respecto a la configuración de dos etapas.

CONCLUSIONES

En coherencia con la tendencia actual hacia la obtención de convertidores electrónicos más compactos, el presente trabajo ha presentado el diseño de un convertidor AC-DC bidireccional de una sola etapa con aislamiento galvánico de alta frecuencia que aprovecha las componentes de alta frecuencia generadas en las piernas de un VSI trifásico. Esta propuesta incluye la configuración completa del convertidor, el detalle del principio de operación, la estrategia de modulación, el análisis cuantitativo, el procedimiento de dimensionamiento de componentes y la estrategia de control. De esta forma se cumplieron los objetivos, general y específicos, de la tesis, llegándose a las siguientes conclusiones:

1. A partir de las expresiones analíticas que describen matemáticamente el comportamiento de la tensión AC en cada pierna de un VSI trifásico se deduce que la forma de aprovechar las componentes de alta frecuencia es mediante la conexión directa de la tensión del punto medio de cada pierna.
2. La conexión, en cada pierna del VSI, de impedancias resonantes tipo LC sintonizadas como filtros pasabanda de elevado factor de calidad (tal como en la configuración DAB-SR) limita la transferencia de energía a la componente fundamental de la frecuencia portadora del VSI y las componentes de banda lateral de orden inferior.
3. La conexión común de los terminales de salida de las impedancias resonantes LC garantiza la supresión de las componentes de banda lateral. Como resultado, la corriente en el primario del transformador presenta únicamente componente fundamental a la frecuencia portadora del VSI.
4. La sintonización de las impedancias LC a una frecuencia de resonancia ligeramente inferior a la frecuencia portadora garantiza un comportamiento inductivo y permite el control de la potencia transferida mediante el ángulo de desfase del puente activo secundario.
5. El principio de operación del convertidor diseñado es análogo al de la configuración de dos etapas, compuesta por un VSI y un DAB-SR. De esta forma se obtuvieron las expresiones analíticas que permiten calcular la potencia transferida y la corriente en los

circuitos resonantes, así como un método de dimensionamiento de los componentes del circuito.

6. A partir del análisis comparativo con la configuración de dos etapas, se destaca como ventaja fundamental el hecho de que la configuración propuesta presenta un número inferior de semiconductores (10 frente a 14), lo que lleva a la reducción de pérdidas y aumento de la eficiencia, además de la reducción del volumen relativo a estos semiconductores y sus componentes asociados.
7. Con base en los resultados de la simulación computacional del sistema de 24kW, se confirma la funcionalidad de la configuración propuesta. Se verifica la conversión bidireccional AC-DC con aislamiento galvánico de alta frecuencia. Se confirma que el convertidor propuesto suministra corriente continua de salida (cuya potencia es controlada mediante el ángulo de desfasaje), al mismo tiempo que garantiza corrientes de red sinusoidales, con reducido THD y factor de potencia prácticamente unitario. Además, se verificó la adecuada respuesta dinámica del sistema de control frente a variaciones súbitas en la potencia de salida.
8. Los valores obtenidos en la simulación computacional son coherentes con los valores determinados analíticamente. De esta forma se valida el procedimiento de dimensionamiento presentado.

En consecuencia, las hipótesis del presente trabajo de tesis quedan confirmadas, validándose el convertidor diseñado para realizar la conversión bidireccional AC-DC en una sola etapa, con aislamiento galvánico de alta frecuencia a partir de aprovechar las componentes de alta frecuencia que se generan en las piernas de un VSI trifásico. De igual manera se confirma la validez del análisis cuantitativo presentado, así como el procedimiento de diseño de los componentes y la estrategia de control.

RECOMENDACIONES

La validación preliminar del convertidor motiva el desarrollo de un prototipo de laboratorio a fin confirmar la funcionalidad práctica de la propuesta y su viabilidad como producto industrial. El desarrollo del prototipo presenta dos desafíos fundamentales: La fabricación de circuitos resonantes idénticos (lo que implica el uso de núcleos magnéticos especiales, como los de tipo planar) y la infraestructura adecuada para desarrollar ensayos de laboratorio con flujo de potencia bidireccional entre red trifásica y un sistema DC. Tomando en cuenta ello se presentan las siguientes recomendaciones:

1. Dado el esfuerzo técnico y económico que suponen los desafíos mencionados, se recomienda el desarrollo de un primer prototipo de escala reducida (entre 1kW y 2kW) que pueda ser evaluado en una infraestructura más accesible. Los ensayos experimentales en este prototipo, a escala, permitirán validar plenamente el convertidor propuesto y optimizar el diseño final de un prototipo de potencia nominal.
2. El análisis matemático presentado, abre la posibilidad para desarrollar nuevos trabajos académicos enfocados en el aprovechamiento de las componentes de alta frecuencia en VSIs (trifásicos y monofásicos) para la transferencia de energía con aislamiento galvánico.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] REN21, “Renewables 2019: Global Status Report,” Paris, 2019. [Online]. Available: http://www.ren21.net/wp-content/uploads/2017/06/17-8399_GSR_2017_Full_Report_0621_Opt.pdf%0Ahttp://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2016.10.049%0Ahttp://www.ren21.net/status-of-renewables/global-status-report/.
- [2] S. Chowdhury, S. P. Chowdhury, and P. Crossley, *Microgrids and Active Distribution Networks*, 1st ed. London: The Institution of Engineering and Technology, 2009.
- [3] Editora Perú, “Autorizan publicación de proyecto de Decreto Supremo que aprueba el Reglamento de la Generación Distribuida,” *El Peruano*, no. 30, pp. 28–29, 2018.
- [4] P. Denholm, E. Ela, B. Kirby, and M. Milligan, “The Role of Energy Storage with Renewable Electricity Generation, Technical Report NREL/TP-6A2-47187,” Golden, CO, 2010. doi: 10.2172/972169.
- [5] L. Goldie-Scot, “A Behind the Scenes Take on Lithium-ion Battery Prices,” *BloombergNEF*, 2019. <https://about.bnef.com/blog/behind-scenes-take-lithium-ion-battery-prices/>.
- [6] W. Kempton and J. Tomić, “Vehicle-to-grid power fundamentals: Calculating capacity and net revenue,” *J. Power Sources*, vol. 144, no. 1, pp. 268–279, 2005, doi: 10.1016/j.jpowsour.2004.12.025.
- [7] A. Sharma and S. Sharma, “Review of power electronics in vehicle-to-grid systems,” *J. Energy Storage*, vol. 21, no. August 2018, pp. 337–361, 2019, doi: 10.1016/j.est.2018.11.022.
- [8] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodríguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*, 1st ed. West Sussex: John Wiley & Sons, 2011.
- [9] M. Su, H. Wang, Y. Sun, J. Yang, W. Xiong, and Y. Liu, “AC/DC matrix converter with an optimized modulation strategy for V2G applications,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 12, pp. 5736–5745, 2013, doi: 10.1109/TPEL.2013.2250309.
- [10] G. C. R. Sincero and A. J. Perin, “High pressure sodium lamp high power factor electronic ballasts using AC-AC converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 3, pp. 804–814, 2007, doi: 10.1109/TPEL.2007.896453.
- [11] N. Mohan, T. Undeland, and W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 2nd ed. John Wiley & Sons, 1995.
- [12] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, “Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, 2005, doi: 10.1109/TIA.2005.853373.
- [13] D. G. Holmes and T. a. Lipo, *Pulse Width Modulation For Power Converters*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2003.
- [14] S. R. Bowes and B. M. Bird, “Novel approach to the analysis and synthesis of modulation processes in power convertors,” *Proc. Inst. Electr. Eng.*, vol. 122, no. 5, pp. 507–513, 1975, doi: 10.1049/piee.1975.0141.
- [15] L. A. Morán, J. W. Dixon, and R. R. Wallace, “A Three-Phase Active Power Filter Operating with Fixed Switching Frequency for Reactive Power and Current Harmonic Compensation,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 42, no. 4, pp. 402–408, 1995, doi:

- 10.1109/41.402480.
- [16] Robert W. Erickson, *Fundamentals of power electronics*, 2nd ed. Springer Verlag Gmbh, 2001.
 - [17] L. Dixon, "Average Current Mode Control of Switching Power Supplies," *UNITRODE Appl. NOTE*, no. U-140, pp. 356–369, 2001.
 - [18] W. Duesterhoeft, M. Schulz, and E. Clarke, "Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha , beta , and zero components," *Am. Inst. Electr. Eng. Trans.*, vol. 70, no. 2, pp. 1248–1255, 1951.
 - [19] K. H. Ahmed, S. J. Finney, and B. W. Williams, "Passive filter design for three-phase inverter interfacing in distributed generation," *Electr. Power Qual. Util.*, vol. 13, no. 2, pp. 49–58, 2007.
 - [20] X. Li and A. K. S. Bhat, "Analysis and design of high-frequency isolated dual-bridge series resonant DC/DC converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 4, pp. 850–862, 2010, doi: 10.1109/TPEL.2009.2034662.
 - [21] H. Krishnaswami and N. Mohan, "Three-port series-resonant DC-DC converter to interface renewable energy sources with bidirectional load and energy storage ports," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 10, pp. 2289–2297, 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2022756.
 - [22] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, and Y. Sun, "Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 4091–4106, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2289913.
 - [23] A. K. Jain and R. Ayyanar, "PWM control of dual active bridge: Comprehensive analysis and experimental verification," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1215–1227, 2011, doi: 10.1109/TPEL.2010.2070519.
 - [24] B. Li, W. Yao, L. Hang, and L. M. Tolbert, "Robust proportional resonant regulator for grid-connected voltage source inverter (VSI) using direct pole placement design method," *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 8, pp. 1367–1373, 2012, doi: 10.1049/iet-pel.2012.0102.
 - [25] J. C. U. Pena, "Controle robusto de inversores VSI com filtro LCL aplicados a geração distribuída , com controle da injeção de potências ativa e reativa na rede de distribuição em baixa tensão e capacidade de operação ilhada em ambiente de microrredes," Universidade Estadual Paulista "Júlio de Meesquita Filho," 2016.
 - [26] S. Fukuda and T. Yoda, "A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 3, pp. 888–895, 2001, doi: 10.1109/28.924772.
 - [27] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. C. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 153, no. 5, p. 750, 2006, doi: 10.1049/ip-epa:20060008.
 - [28] Z. Zhang, A. Mallik, and A. Khaligh, "A high step-down isolated three-phase AC-DC converter," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 6, no. 1, pp. 129–139, 2018, doi: 10.1109/JESTPE.2017.2725821.
 - [29] I. Barbi, *Eletrônica de Potência: Projetos de Fontes Chaveadas*. Santa Catarina: Instituto de Eletrônica de Potência - Universidade Federal de Catarina, 2001.
 - [30] J. Jacobs, D. Detjen, and R. W. De Doncker, "Rapid prototyping tools for power electronic systems - Demonstration with shunt active power filters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 2, pp. 500–507, 2004, doi: 10.1109/IECON.2000.972320.
 - [31] Powersim Inc., "PSIM® User's Guide." Powersim, 2010.

- [32] International Electrotechnical Commission, “IEC 61000 Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-7: Testing and measurement techniques – General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto Compatibilité.” International Electrotechnical Commission, 2009.