



Universidad Autónoma de San Luis Potosí
Facultad de Ingeniería
Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

Análisis y Operación de un Convertidor Matricial Multinivel con Aislamiento en Media Frecuencia

T E S I S

Que para obtener el grado de:

Maestro en Ingeniería Eléctrica

Presenta:

Ing. Ramón de la Torre Santos

Asesor:

Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo

Co-asesor:

Dr. César Fernando Francisco Méndez Barrios





UASLP
Universidad Autónoma
de San Luis Potosí



FACULTAD DE
INGENIERÍA



CENTRO DE
**INVESTIGACIÓN
Y ESTUDIOS
DE POSGRADO**

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ

FACULTAD DE INGENIERÍA

Área de Investigación y Estudios de Posgrado

**“Análisis y Operación de un Convertidor Matricial Multinivel con
Aislamiento en Media Frecuencia”**

Presenta:

Ing. Ramón de la Torre Santos

Sinodales:

Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo
(Asesor de tesis)

Dr. César Fernando Francisco Méndez Barrios
(Co-asesor de tesis)

Dr. Mario Arturo González García

Dr. Enrique Eduardo Carbajal Gutiérrez

Dr. Homero Miranda Vidales



Universidad Autónoma
de San Luis Potosí

26 de octubre de 2017

**ING. RAMÓN DE LA TORRE SANTOS
P R E S E N T E.**

En atención a su solicitud de Temario, presentada por los **Dres. Víctor Manuel Cárdenas Galindo y César Fernando Francisco Méndez Barrios**, Asesor y Co-asesor de la Tesis que desarrollará Usted con el objeto de obtener el Grado de **Maestro en Ingeniería Eléctrica**, me es grato comunicarle que en la Sesión del H. Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 26 de octubre del presente, fue aprobado el Temario propuesto:

TEMARIO:

"Análisis y Operación de un Convertidor Matricial Multinivel con Aislamiento en Media Frecuencia"

Introducción.

1. Análisis y síntesis del convertidor matricial multinivel con aislamiento en media frecuencia.
2. Diseño y control del convertidor matricial multinivel con aislamiento en media frecuencia.
3. Resultados.
Conclusiones.
Anexos.
Referencias.

"MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO"

A T E N T A M E N T E

**M. I. JORGE ALBERTO PÉREZ GONZÁLEZ
DIRECTOR**

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE INGENIERÍA
DIRECCIÓN



**FACULTAD DE
INGENIERÍA**

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

Copia. Archivo.
*etn.



UASLP
Universidad Autónoma
de San Luis Potosí



FACULTAD DE
INGENIERÍA



CENTRO DE
**INVESTIGACIÓN
Y ESTUDIOS
DE POSGRADO**

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ

FACULTAD DE INGENIERÍA

Área de Investigación y Estudios de Posgrado

**Maestría en Ingeniería Eléctrica
Opción Control Automático**

Los firmantes, Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo, profesor investigador de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí y Dr. César Fernando Francisco Méndez Barrios, profesor investigador de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

HACEN CONSTAR

Que la tesis que tiene por título “Análisis y Operación de un Convertidor Matricial Multinivel con Aislamiento en Media Frecuencia” presentada por el Sr. Ramón de la Torre Santos para optar el grado de Maestro en Ingeniería Eléctrica ha sido bajo la dirección.

San Luis Potosí, S.L.P, febrero del 2018

Firmas:

Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo
(Asesor de tesis)

Dr. César Fernando Francisco Méndez Barrios
(Co-asesor de tesis)

Ing. Ramón de la Torre Santos



UASLP
Universidad Autónoma
de San Luis Potosí



FACULTAD DE
INGENIERÍA



CENTRO DE
**INVESTIGACIÓN
Y ESTUDIOS
DE POSGRADO**

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ

FACULTAD DE INGENIERÍA

Área de Investigación y Estudios de Posgrado

Aclaración

El presente trabajo que lleva por título:

“Análisis y Operación de un Convertidor Matricial Multinivel con Aislamiento en Media Frecuencia”

se realizó en el periodo Septiembre de 2015 a Febrero de 2018 bajo la dirección del Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo y co-dirección del Dr. César Fernando Francisco Méndez Barrios.

Originalidad

Por este medio aseguro que he realizado este documento de tesis para fines académicos sin ayuda indebida de terceros y sin utilizar otros medios más que los indicados.

Las referencias e información tomadas directa o indirectamente de otras fuentes se han definido en el texto como tales y se ha dado el debido crédito a las mismas.

El autor exime a la UASLP de las opiniones vertidas en este documento y asume la responsabilidad total del mismo.

Este documento no ha sido sometido como tesis a ninguna otra institución nacional o internacional en forma parcial o total.

Se autoriza a la UASLP para que divulgue este documento de Tesis para fines académicos.

Nombre y Firma del autor

Dedicatoria

A mis padres Valentina y Ramón por apoyarme siempre

A mis hermanos Aurora, Jacqueline y Miguel por siempre estar a mi lado

A mi novia Lorena por animarme a seguir adelante

Agradecimientos

A mis padres Valentina Santos y Ramón de la Torre por el amor y educación que me brindan siempre.

A mis hermanos Aurora, Jacqueline y Miguel por los buenos momentos compartidos.

A mi novia Lorena Galván por todos los momentos compartidos y por siempre ayudarme a seguir adelante.

A mi asesor de tesis, Doctor Víctor Cárdenas por brindarme la confianza y apoyo durante la licenciatura y la maestría.

A mi co-asesor, Dr. César Méndez por su tiempo, esfuerzo y paciencia.

A los miembros del comité de revisión de tesis por sus aportaciones y comentarios en este tema de tesis.

A mis amigos Israel Andrade, Alejandro Roque, Nain Vázquez, Enrique Cerda, Alejandro Quirino, David Nieto, Alfredo Arriaga, Julio Hernández, Ubaldo Martínez, Jorge Marín, que siempre ayudan a que todo sea más ameno.

A Ricardo Sierra e Isaac González, por sus consejos, conocimiento y por su amistad.

Índice

Índice	1
Lista de figuras	3
Lista de tablas	7
Lista de símbolos y acrónimos	9
Resumen	15
Introducción	17
Antecedentes.....	20
Red eléctrica inteligente.....	21
Convertidor matricial.....	22
Interruptores bidireccionales	24
Convertidor multinivel.....	25
Convertidor dual active bridge.....	26
Transformadores de estado sólido	26
Esquema por desarrollar.....	28
Objetivos de la tesis.....	29
Alcances y objetivos particulares	29
Contribución	29
Organización del trabajo.....	30
Capítulo I Análisis y síntesis del convertidor matricial multinivel con asilamiento en media frecuencia	31
I.1 Convertidor matricial DAB CA-CA con enlace en media frecuencia.....	32
I.2 Módulo del convertidor matricial DAB CA-CA con enlace en media frecuencia ...	33
I.2.1 Convertidor de entrada.....	33

I.2.2	Convertidor de salida	36
I.3	Modulación por corrimiento de fase (<i>PSM</i>)	38
I.3.1	Configuración y modos de operación en un periodo de conmutación	39
I.4	Transformación <i>dq</i> monofásica	42
I.5	Estrategia del sistema de control.....	43
Capítulo II	Diseño y control del convertidor matricial multinivel con aislamiento en media frecuencia	45
II.1	Dimensionamiento de elementos pasivos y selección de semiconductores.....	46
II.2	Diseño del Transformador del DAB.....	49
II.3	Diseño del filtro de potencia	54
II.4	Consideraciones sobre las pérdidas en el convertidor matricial.....	56
II.5	Esquema de control PI.....	60
II.6	Control predictivo DMC	61
II.6.1	Algoritmo de control MPC	64
Capítulo III	Resultados	65
III.1	Resultados de simulación.....	65
III.1.1	Validación general de uno y dos módulos CA-CA en lazo abierto.....	65
III.1.2	Simulación en lazo abierto de un módulo con variaciones de carga.....	75
III.1.3	Simulación en lazo cerrado de un módulo con compensador PI	76
III.1.4	Simulación en lazo cerrado de un módulo con control DMC	81
III.1.5	Resultados experimentales de un módulo CA-CA en lazo abierto.....	86
Conclusiones		91
Anexos		93
Anexo I:	Modelo del convertidor DAB CA-CA.....	93
Anexo II:	Programa DMC.....	97
Anexo III:	Diseño del módulo del convertidor matricial monofásico en tarjeta de circuito impreso	103
Referencias		107

Lista de figuras

Figura 1: Configuración básica de un transformador de estado sólido.....	18
Figura 2: Sistema fotovoltaico convencional acoplado a la red eléctrica.....	19
Figura 3: Propuesta del convertidor CD-CA matricial multinivel con PV trabajando como transformador e inversor en etapas integradas.	20
Figura 4: Adaptación de TES con módulos PV como transformador e inversor a la vez.	21
Figura 5: Convertidor matricial trifásico.	23
Figura 6: Configuraciones para el interruptor bidireccional. a) Interruptor FC, b) interruptor DC, c) interruptor PD.	24
Figura 7: Esquemático de un DAB CD-CD.....	26
Figura 8: Principales configuraciones de topologías de transformadores de estado sólido.	27
Figura 9: Topología bajo estudio de un convertidor matricial multinivel con aislamiento en media frecuencia.	29
Figura I.1: Esquemático del convertidor DAB CA-CA matricial multinivel.....	32
Figura I.2: Diagrama de un módulo del convertidor en estudio.....	33
Figura I.3: Puente completo con tensión de salida 0.....	34

Figura I.4: Circuito puente completo con interruptores bidireccionales, Q_1 y Q_4 encendidos.	34
Figura I.5: Circuito del puente completo con interruptores bidireccionales, Q_2 y Q_3 encendidos.	34
Figura I.6: Señales de disparo, señal moduladora (u), tensión de entrada (v_i) y tensión en el primario (v_p).	36
Figura I.7: Convertidor puente completo de salida.	37
Figura I.8: Tensión del secundario (v_s) y tensión de salida (v_o).	37
Figura I.9: Diagrama a bloques del convertidor CA-CA matricial monofásico con aislamiento en media frecuencia.	37
Figura I.10: Señales de disparo de los interruptores y convertidor matricial CA-CA con enlace en media frecuencia.	38
Figura I.11: Modos de operación y formas de onda principales.	40
Figura I.12: Gráfica de relación de transferencia de potencia contra ángulo de corrimiento.	41
Figura I. 13: Marco dq.	42
Figura I. 14: Sistema de control propuesto en el marco de referencia dq.	44
Figura II. 1: Esquemático modular del convertidor CA-CA.	46
Figura II. 2: Módulo con Filtros LC de entra y salida.	54
Figura II. 3: Diagrama de bode del filtro LC.	56
Figura II. 4: Diagrama equivalente de capacitancias asociadas al MOSFET [36].	58
Figura II. 5: Formas de onda en el proceso de conmutación, con los tiempos de encendido característicos de un MOSFET [36].	58
Figura II. 6: Oscilaciones sostenidas del convertidor matricial CA-CA.	61
Figura II. 7: Respuesta al escalón.	62
Figura III. 1: Esquema del convertidor, sin filtro de salida.	66
Figura III. 2: Tensión de salida del convertidor matricial sin filtro de salida.	66
Figura III. 3: Detalle de la tensión de salida v_o en la proximidad del cruce por cero.	67
Figura III. 4: Espectro en frecuencia de la tensión de salida v_o .	67
Figura III. 5: Esquema del convertidor matricial monofásico CA-CA, con filtro de salida.	68
Figura III. 6: a) Tensión de entrada (v_i), b) corriente de entrada (i_i), c) tensión de salida (v_o), d) potencia de salida del convertidor (p), con filtro de salida.	68
Figura III. 7: Esquema del convertidor matricial monofásico CA-CA con dos módulos, sin filtros.	69

Figura III. 8: a) Tensión de entrada del módulo 1 (v_{i1}), b) tensión de entrada del módulo 2 (v_{i2}), c) tensión de salida del convertidor (v_o), d) Espectro en frecuencia de la tensión de salida.	70
Figura III. 9: Esquema del convertidor matricial monofásico CA-CA con dos módulos, con filtros.	71
Figura III. 10: a) Tensión de entrada (v_{in}), b) corriente de entrada (i_i), c) tensión de entrada al primer módulo (v_{i1}), d) tensión de entrada al segundo módulo (v_{i2}) y e) potencia de entrada instantánea (p_o).	72
Figura III. 11: a) Tensión del primario (v_{pi}), b) tensión del secundario (v_{si}), c) tensión en el inductor de dispersión (v_L), d) corriente en el inductor de dispersión (i_L), e) acercamiento en tensión de primario (v_{p1}), secundario (v_{s1}) y del inductor de dispersión (v_L), f) acercamiento tensión de primario (v_{p1}), tensión en el secundario (v_{s1}) y corriente en el inductor multiplicada por 10 ($10i_L$).	73
Figura III. 12: a) corriente de salida del módulo 1 (i_{o1}), b) corriente de salida del módulo 2 (i_{o2}), c) Tensión de salida (v_o), d) corriente de salida (i_o), e) potencia de salida (p). ...	74
Figura III. 13: Esquema del convertidor en lazo abierto.	75
Figura III. 14: Señales del convertidor en lazo abierto con variaciones de carga: a) tensión de entrada (v_i), b) corriente de entrada (i_i), c) tensión de salida (v_o), d) corriente de salida (i_o), e) señal de control (φ) y potencia de salida (p_o).	76
Figura III. 15: Esquema de control PI.	77
Figura III. 16: Señales con control PI y dos variaciones de carga: a) tensión de salida (v_o), b) componente d de la tensión de salida (v_o), c) potencia media de salida (P), d) señal de control (φ) y e) corriente de salida (i_o).	78
Figura III. 17: Señales del convertidor con variaciones en la tensión de entrada (sag): a) tensión de entrada (v_i), b) tensión de salida (v_o), c) potencia de salida (P), d) señal de control (φ) y e) corriente de salida (i_o).	79
Figura III. 18: Señales del convertidor con variaciones en la tensión de entrada ($swell$): a) tensión de entrada (v_i), b) Tensión de salida (v_o), c) Potencia de salida (P), d) señal de control (φ) y e) corriente de salida (i_o).	80
Figura III. 19: Esquema de control DMC.	82
Figura III. 20: Señales con control DMC y dos variaciones de carga: a) tensión de salida (v_o), b) componente d de la tensión de salida (v_o), c) potencia media de salida (P), d) señal de control (φ) y corriente de salida (i_o).	83
Figura III. 21: Señales del convertidor con control DMC y variaciones en la tensión de entrada (sag): a) tensión de entrada (v_i), b) tensión de salida (v_o), c) potencia de salida (P), d) señal de control (φ) y e) corriente de salida (i_o).	84

Figura III. 22: Señales del convertidor con control DMC y variaciones en la tensión de entrada (<i>swell</i>): a) tensión de entrada (v_i), b) Tensión de salida (v_o), c) Potencia de salida (P), d) señal de control (φ) y e) corriente de salida (i_o).....	85
Figura III. 23: Esquema del circuito para pruebas experimentales.....	86
Figura III. 24: Plataforma para pruebas experimentales.	87
Figura III. 25: Señales medidas en el circuito de prueba: ch1 tensión de salida, (ch2) tensión de entrada, (ch4) (mA) corriente de salida, (ch mat) potencia de salida.	88
Figura III. 26: ch1 tensión del secundario, (ch2) tensión de entrada, (ch3) tensión en el primario y (ch4) (mA) corriente en el inductor de dispersión.	88
Figura III. 27: ch1 tensión de salida, (ch2) tensión de entrada, (ch3) tensión en el primario y (ch4) (mA) corriente de salida.	89
Figura III. 28: ch1 tensión de salida, (ch2) tensión de entrada, (ch3) tensión en el primario y (ch4) (mA) corriente a la entrada del convertidor sin filtro.....	90

Figura A. I. 1: Circuito simplificado del convertidor DAB.	93
--	----

Figura A. III. 1: Esquemático del convertidor matricial multinivel CA-CA.....	104
Figura A. III. 2: Esquema PCB del convertidor matricial multinivel CA-CA.....	105
Figura A. III. 3: PCB del convertidor matricial monofásico.....	106

Lista de tablas

Tabla II. 1: Parámetros del convertidor CA-CA.....	46
Tabla II. 2: Parámetros para el dimensionamiento del convertidor matricial CA-CA. ...	48
Tabla II. 3: Materiales magnéticos.	49
Tabla II. 4: Constantes del transformador.....	50
Tabla II. 5: Datos de diseño para el núcleo ETD-59.....	50
Tabla II. 6: Parámetros del transformador construido.....	51
Tabla II. 7: Parámetros de diseño del inductor de dispersión externo.	53
Tabla II. 8: Resultados de diseño Inductor externo.	53
Tabla II. 9: Parámetros del filtro pasa-bajas LC.	55
Tabla II. 10: Parámetros del dispositivo MOSFET.	57
Tabla II. 11: Tiempos de subida y bajada.	59
Tabla II. 12: Tabla de pérdidas.	59
Tabla II. 13: Parametros del compensador PI.	60
Tabla III. 1: Parámetros de simulación convertidor, sin filtro de salida.	66
Tabla III. 2: Parámetros de simulación convertidor, con filtro de salida.	67
Tabla III. 3: Parámetros de simulación del convertidor, sin filtro de salida.	70
Tabla III. 4: Parámetros de simulación convertidor matricial CA-CA, con filtro de salida.	71

Tabla III. 5: Parámetros de simulación convertidor matricial CA-CA.	75
Tabla III. 6: Parámetros de simulación convertidor, con control DMC.	81
Tabla III. 7: Parámetros de desempeño.	86
Tabla III. 8: Distorsión armónica total.	87
Tabla III. 9: Parámetros de implementación.	87
Tabla III. 10: Parámetros de implementación a 40 W.	89

Lista de símbolos y acrónimos

<i>REI</i>	Redes eléctricas inteligentes
<i>Hz</i>	Hertz
<i>TES</i>	Transformador de estado sólido
<i>CA</i>	Corriente alterna
<i>CD</i>	Corriente directa
<i>SFIR</i>	Sistema fotovoltaico interconectado a la red
<i>MF</i>	Media frecuencia
<i>AF</i>	Alta frecuencia
<i>MPP</i>	Punto de máxima transferencia de potencia
<i>PV</i>	Paneles fotovoltaicos
<i>PWM</i>	Modulación por ancho de pulso

VSI	Inversor fuente de voltaje
SVM	Modulación espacio vectorial
$MOSFET$	Transistor de efecto de campo metal-óxido semiconductor
$IGBT$	Transistor bipolar de puerta aislada
DC	Drenaje común
FC	Fuente común
PD	Puente de diodos
DAB	Puente doblemente activo
R	Resistencia
PI	Proporcional integral
DMC	Control de matriz dinámica
C	Condensador eléctrico
L	Inductor
N	Relación de transformación
$Q_{1,2,3,4,5,6,7,8}$	Interruptor
$S_{1,2,3,4,5,6,7,8}$	Señal de interruptor
f	frecuencia
u	Función moduladora
P	Potencia
K_f	Factor de forma
X	Factor de geometría
B	Densidad de flujo magnético
K_u	Factor de utilización
K_j	Factor de temperatura

A_p	Producto de áreas
A_c	Sección eficaz de núcleo
W_a	Área de ventana
E	Energía
J	Densidad de corriente
V_{cm2}	Numero de vueltas por centímetro cuadrado
l_g	Entre hierro
l_{greal}	Entre hierro real
v_{p1}	Tensión en el primario del módulo 1
v_{s1}	Tensión en el secundario del módulo 1
v_{p2}	Tensión en el primario del módulo 2
v_{s2}	Tensión en el secundario del módulo 2
v_i	Tensión de entrada
i_i	Corriente de entrada
L_f	Inductor del filtro
C_f	Condensador del filtro
i_{o1}	Corriente de salida del módulo 1
i_{o2}	Corriente de salida del módulo 2
v_o	Tensión de salida
i_p	Corriente en el primario
i_s	Corriente en el secundario
C_i	Condensador de entrada
C_o	Condensador de salida
V_{imax}	Tensión de entrada máximo

V_{imin}	Tensión de entrada mínimo
V_{pi}	Tensión pico de entrada
T	Periodo
φ	Ángulo de corrimiento de fase
f_s	Frecuencia de conmutación
i_L	Corriente en el inductor
v_L	Tensión en el inductor
I_p	Corriente pico
ω_s	Velocidad angular en rad/s
rad	Radianes
D	Ciclo de trabajo
P_{max}	Potencia máxima
I_{Pmax}	Corriente pico máxima
v^d	Componente d de la tensión
v^q	Componente q de la tensión
v_{de}	Tensión de error en la componente d
v_{qe}	Tensión de error en la componente q
p^*	Potencia de control
$s(t)$	Función de conmutación
i_t	Corriente del transformador
P_m	Potencia del módulo
n	Número de módulos
m	Número de puentes completos
V_{int}	Voltaje del interruptor

I_{int}	Corriente del interruptor
ΔI_L	Variación de corriente en el inductor
P_{Mcond}	Potencia debida a la conducción en el MOSFET
I_{FRMS}	Corriente a través de la fuente del MOSFET
P_{sw}	Potencia debida a la conmutación
E_{on}	Energía de encendido
E_{off}	Energía de apagado
t_r	Tiempo de subida
$t_{d(on)}$	Tiempo de encendido
$t_{d(off)}$	Tiempo de apagado
t_f	Tiempo de caída
k_p	Ganancia proporcional
k_{cr}	Ganancia critica
τ_i	Constante de integración
P_{cr}	Periodo crítico
y	Salida del sistema
g	Muestras de la salida del sistema
k	Número de muestra
$n(t)$	Perturbaciones en el sistema
$f(t)$	Respuesta libre del sistema
$u(t)$	Señal de control
$w(t)$	Señal de referencia
J	Función objetivo
y	Vector de salida del sistema

$\boldsymbol{u}$	Vector de control
$\boldsymbol{f}$	Vector de respuesta libre
TR	Transformador

Resumen

La evolución de los dispositivos semiconductores de potencia ha permitido incrementar la densidad en el procesamiento de energía, logrando así mayores frecuencias de conmutación y resultando en convertidores más compactos y con mayores prestaciones. Las aplicaciones de los convertidores también se ha diversificado, contando con estructuras aisladas de conversión directa para sistemas CD/CD y CA/CA, como las orientadas a las denominadas redes eléctricas inteligentes, a los transformadores de estado sólido y a la incorporación de generación distribuida a partir de sistemas fotovoltaicos y eólicos.

Los transformadores de estado sólido incorporan las nuevas tecnologías de semiconductores, tanto en sistemas de corriente directa como de corriente alterna, además de ser un elemento de gran importancia en las redes eléctricas inteligentes.

En este trabajo se analiza un convertidor en configuración multinivel con aislamiento en media frecuencia, como elemento de conversión directa para transformadores de estado sólido. El convertidor está basado en la conexión de módulos con aislamiento en media frecuencia, y a partir de la conexión en cascada del puerto de entrada de cada uno de los

módulos, se logra distribuir la tensión de alimentación entre las diferentes celdas, incrementando la tensión nominal de operación. La salida de cada módulo se conecta en paralelo, incrementando así la potencia de salida.

En el Capítulo I se exponen las principales configuraciones de transformadores de estado sólido y se proponen los convertidores que integrarán el esquema propuesto, basado en un módulo que consta de un convertidor matricial en configuración puente completo de entrada y de salida, además de un transformador de media frecuencia que proporciona aislamiento galvánico.

En el Capítulo II se desarrolla el diseño de los convertidores que conforman el módulo y sus elementos pasivos, y se incluyen dos técnicas de control para el esquema propuesto.

En el Capítulo III se muestran los resultados de simulación del sistema tanto en lazo abierto como en lazo cerrado. Se incluyen los resultados para los esquemas de control proporcional integral, y control predictivo de matriz dinámica basado en el modelo de la respuesta ante un escalón. Finalmente se muestran resultados experimentales. El prototipo experimental que se presenta está relacionado con el trabajo de tesis previo “*Desarrollo de un convertidor CD/CA/CA con aislamiento en media frecuencia para conexión de sistemas fotovoltaicos en media tensión*” [1]. La estructura matricial en este trabajo coincide con la estructura CA/CA y se toman los datos de evaluación reportados.

Por último, se presentan las conclusiones derivadas del trabajo de investigación, así como las recomendaciones para trabajos futuros y los productos de investigación derivados de esta tesis.

Este trabajo fue soportado y desarrollado en el Laboratorio de Calidad de Energía Eléctrica y Control de Motores de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí con la beca de estudios de posgrado CONACyT con número de registro 435232 y bajo el proyecto “Desarrollo de Microinversores Modulares para Integración de Sistemas Fotovoltaicos de Alta Eficiencia en Sistemas Eléctricos” con número de proyecto 215844.

Introducción

Las redes eléctricas convencionales han tenido un cambio significativo en las dos últimas décadas, debido a la incorporación de generación renovable distribuida y a la descentralización de los sistemas de generación. Este concepto, junto con otros elementos, forma parte fundamental de las llamadas Redes Eléctricas Inteligentes (REI), donde el sistema principal de suministro eléctrico incorpora la capacidad de gestión activa del flujo de potencia por parte del usuario final, pudiendo éste ser partícipe en la toma de decisiones. La REI debe contar con los mecanismos para monitorear y controlar el flujo de potencia, canalizando la energía a los puntos de la red donde sea necesario, manteniendo un desempeño óptimo en términos técnicos y económicos [2].

Un elemento fundamental en una red eléctrica es el transformador de potencia, el cual tiene como funciones primarias escalar la tensión primario-secundario y proveer aislamiento eléctrico. La operación de los transformadores en baja frecuencia (50 – 60 Hz) impacta en su diseño, traducándose en que los núcleos magnéticos sean voluminosos y pesados, al igual que los devanados de cobre empleados en su construcción [3]. Sin embargo, son confiables y económicos, con gran disponibilidad en el mercado.

A partir del desarrollo de la tecnología de semiconductores de potencia en las últimas décadas, se prevé que en el transcurso de los siguientes 30 años la electrónica de potencia conformará el estado y la forma de distribución de la electricidad entre los sistemas de generación y todos los usuarios [4]. Los dispositivos semiconductores de potencia modernos permiten la implementación de convertidores en los que es posible aplicar estrategias de conmutación en media y alta frecuencia, y al mismo tiempo lograr altas eficiencias, reduciendo pérdidas, volumen y peso. Los dispositivos de potencia están disponibles como unidades individuales o módulos. Además, el desempeño de los convertidores puede mejorar notablemente al emplear estrategias de control adecuadas, redundando en una mejor respuesta y menores esfuerzos de corriente y tensión.

Los Transformadores de Estado Sólido (TES) basados en semiconductores de potencia se consideran como un elemento importante de las futuras REI. Un TES es en esencia un convertidor CA-CA con aislamiento en media frecuencia, y presenta ventajas sobre los transformadores convencionales, entre las que se cuentan el control del flujo bidireccional de potencia, reducción considerable de peso y volumen, capacidad para mejorar la calidad de la energía eléctrica y el balance de cargas, entre otras [5]. En la medida que los semiconductores de potencia penetren más el mercado, los costos asociados al desarrollo de la tecnología TES también se verán disminuidos. La configuración base de los TES (ver la Figura 1) consta de un convertidor de corriente alterna a corriente directa (CA-CD), un convertidor de corriente directa a alterna en media frecuencia (CD-CA), un transformador de media frecuencia (MF) que proporciona un enlace galvánico y escalamiento en tensión, un convertidor de corriente alterna a directa (CA-CD) y finalmente un convertidor de corriente directa a alterna (CD-CA) conectado al lado de baja tensión. Las diferentes etapas en cascada afectan la eficiencia global del equipo.

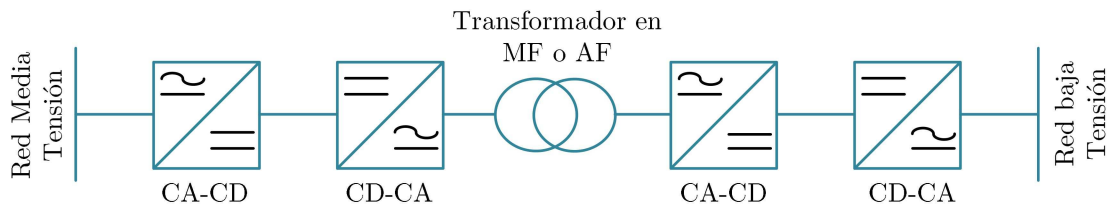


Figura 1: Configuración básica de un transformador de estado sólido.

En un Sistema Fotovoltaico Interconectado a Red (SFIR) la tensión generada por los paneles solares es en CD, por lo que requiere la conversión a CA además de proveer aislamiento galvánico hacia la red, principalmente en aplicaciones interconectadas en media y alta potencia. El esquema convencional de un SFIR se muestra en la Figura 2, donde el

convertidor CD-CD tiene como función principal realizar el seguimiento de máxima potencia (MPPT) en los paneles solares. Un convertidor CD-CA opera a partir de la tensión de salida, y finalmente un transformador de línea conectado a la red eléctrica proporciona aislamiento entre la red y el sistema fotovoltaico.

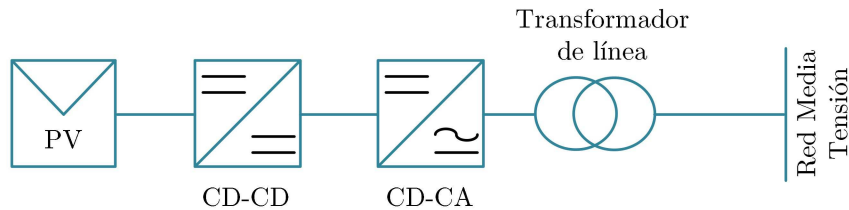


Figura 2: Sistema fotovoltaico convencional acoplado a la red eléctrica.

Como se puede apreciar, tanto los TES como los SFIR emplean estructuras de electrónica de potencia en donde es necesario realizar un aislamiento eléctrico y generar una tensión de salida en CA controlada en frecuencia y amplitud. Además, es necesario considerar aspectos de eficiencia y tamaño. En este trabajo de tesis se explora el uso de un convertidor matricial multinivel, con capacidad para operar con una tensión de entrada tanto en CA como en CD, y ofrecer una tensión de salida en CA con aislamiento eléctrico, susceptible de poder aplicarse en sistemas TES y SFIR. En la Figura 3 se muestra el esquema fundamental considerado; la entrada está conformada por una estructura multinivel, que permite trabajar en media tensión distribuyendo los esfuerzos en n módulos. La salida está formada por la conexión en paralelo de los módulos, incrementando la corriente global y la capacidad de procesamiento de potencia. Al contar con una configuración reducida en el número de etapas, es posible mejorar la eficiencia en aplicaciones como el TES y los SFIR [4, 5].

Dada la versatilidad de la topología considerada es factible procesar a la entrada del convertidor de tensión en CA o CD, además de ser bidireccional en potencia [7].

La topología es escalable a mayores potencias y tensiones, pudiendo mantener aislamiento magnético, operación en media frecuencia, alta eficiencia y alta calidad en sus formas de onda a la salida [8].

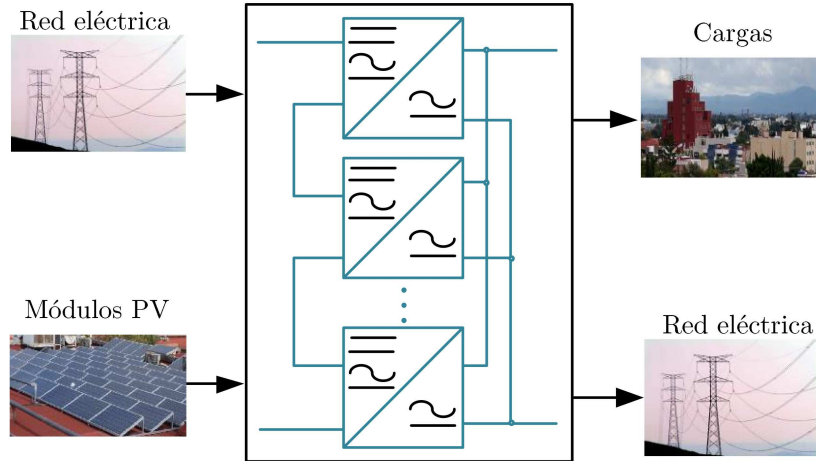


Figura 3: Propuesta del convertidor CD-CA matricial multinivel con PV trabajando como transformador e inversor en etapas integradas.

Antecedentes

Con el desarrollo de los convertidores de potencia, es posible aplicar convertidores de modulación de ancho de pulso (*PWM*) de alta frecuencia en topologías que conforman TES empleados en distribución, como se menciona en [9]. El TES basado en electrónica de potencia provee una alternativa atractiva a los transformadores convencionales de 60 *Hz*. Comparado a los transformadores convencionales de distribución, los transformadores de estado sólido tienen las siguientes ventajas [10]:

- El transformador voluminoso de baja frecuencia es remplazado por un transformador compacto de media o alta frecuencia.
- El TES puede controlar el flujo de potencia activa/reactiva.
- El TES puede proteger el sistema contra perturbaciones de tensión en la entrada del convertidor, tal como *sags* y *swells*.

Por otro lado, se ha reportado en [6] la aplicación de estructuras basadas en transformadores de estado sólido en la interconexión de granjas fotovoltaicas; la solución que se propone es aplicar estructuras basadas en TES al sistema fotovoltaico. La estructura TES puede integrar el inversor fotovoltaico y el transformador de distribución en un mismo circuito como se muestra en la Figura 4. Una de las principales ventajas de la estructura TES es su tamaño pequeño ya que éste opera a alta frecuencia, por lo que el núcleo del

transformador integrado en el circuito del TES puede ser de ferrita o acero amorfo. Esto resulta en una reducción de área de instalación en la granja fotovoltaica.

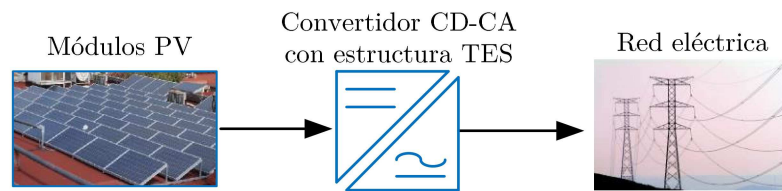


Figura 4: Adaptación de TES con módulos PV como transformador e inversor a la vez.

Red eléctrica inteligente

Una red eléctrica inteligente es básicamente una red de energía eléctrica que utiliza tecnologías en sistemas de potencia, electrónica de potencia, computación, comunicaciones, tecnologías de la información, inteligencia artificial, etc., para mejorar la disponibilidad del sistema, la confiabilidad, la calidad de la energía, la eficiencia energética y la seguridad con un uso óptimo de los recursos y un costo económico conveniente para los consumidores. Una mini o micro red es básicamente un sistema de energía local (CA, CD o híbrido) que puede funcionar de manera autónoma o estar interconectada a una gran red. Las redes eléctricas actuales tienen algunas limitaciones en los aspectos anteriores [11].

Tradicionalmente, los sistemas de distribución generan electricidad mediante combustibles fósiles (carbón, gas natural y petróleo), generadores nucleares e hidroeléctricos. Las cargas normalmente fluctúan con factor de potencia variable y, por lo tanto, la potencia activa y reactiva generada se controla para seguir las curvas de carga para compensar cualquier variación de frecuencia del sistema y mantener los voltajes del bus [12].

En años recientes, las fuentes renovables (como el viento y los sistemas PV) han estado creciendo significativamente en la red. Las fuentes suelen ser de tamaño limitado y la potencia disponible varía según las condiciones climáticas y la hora del día; lo anterior motiva la implementación de redes inteligentes.

Convertidor matricial

El convertidor matricial consiste en una matriz de interruptores semiconductores controlados que conectan directamente una fuente trifásica a una carga trifásica; también puede ser una estructura monofásica. Este convertidor tiene varias características atractivas que se han investigado en las últimas dos décadas. En los últimos años, se ha observado un aumento en el trabajo de investigación acercando esta topología a la aplicación industrial [13].

Entre las características más deseables en los convertidores matriciales se encuentran las siguientes:

- Circuito de potencia simple y compacto.
- Generación de voltaje de carga con amplitud y frecuencia deseados.
- Corriente de salida y entrada sinusoidal.
- Operación con factor de potencia unitario.

El convertidor matricial es un convertidor de conmutación forzada que utiliza una matriz de interruptores bidireccionales controlados como principales elementos para crear un sistema de tensión de salida variable con frecuencia no restringida. No cuenta con un circuito de enlace de CD y no necesita grandes elementos de almacenamiento de energía. El elemento clave en un convertidor matricial es el interruptor bidireccional de cuatro cuadrantes totalmente controlado, que permite operación de alta frecuencia. Los primeros trabajos dedicados a los cambiadores de frecuencia sin restricciones usaron tiristores con circuitos externos de conmutación forzada para implementar el control del interruptor bidireccional. Con esta solución, el circuito de potencia era voluminoso y el rendimiento fue bajo. La introducción de transistores de potencia para implementar los interruptores bidireccionales hizo que la topología del convertidor matricial fuera más atractiva. Sin embargo, el desarrollo formal de los convertidores matriciales comienza con el trabajo de Venturini y Ale-sina publicado en 1980 [14],[15]: presentaron el circuito de potencia del convertidor como una matriz de interruptores de alimentación bidireccionales y usaron el nombre de "convertidor de matriz". Una de sus principales contribuciones es el desarrollo de un análisis matemático riguroso para describir el comportamiento de baja frecuencia del convertidor, introduciendo el concepto de "matriz de modulación de baja frecuencia". En su método de modulación, también conocido como la función de transferencia directa, los voltajes de salida se obtienen por la multiplicación de la matriz de modulación (también llamada matriz de transferencia) con los voltajes de entrada [15].

En 1983, se introdujo una técnica de control conceptualmente diferente basada en la idea del "Enlace de CD ficticio"[16]. En este método, la conmutación está dispuesta de manera que cada línea de salida se conmute entre las líneas de entrada más positivas y más negativas utilizando una técnica de modulación de ancho de pulso (PWM), como se usa convencionalmente en inversores de fuente de voltaje (VSI). Este concepto también se conoce como el enfoque de "función de transferencia indirecta".

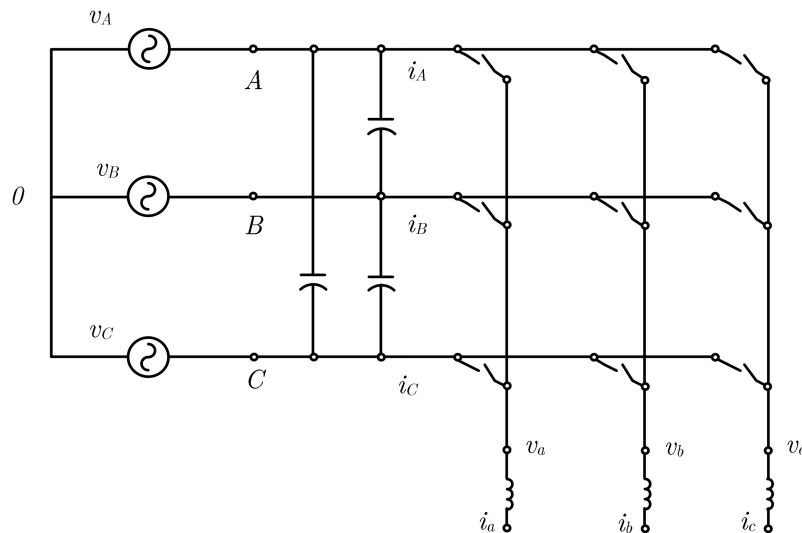


Figura 5: Convertidor matricial trifásico.

En [17] se expandió la idea del "enlace CD ficticio" y se proporcionó una rigurosa explicación matemática. En [18] se introduce el uso de vectores espaciales en el análisis y control de convertidores matriciales. En 1989, se publicó el primero de una serie de artículos en el que se aplicaron los principios de modulación del vector espacial (SPVM) al problema de la modulación del convertidor matricial [19], [20], [21]. Los métodos de modulación basados en el enfoque de Venturini se conocen como métodos directos, mientras que los basados en "enlace de CD ficticio" se conocen como métodos indirectos [13], [22].

Interruptores bidireccionales

En convertidores matriciales se requieren interruptores bidireccionales, capaces de bloquear tensión y corriente en ambas direcciones. Desafortunadamente, no hay dispositivos bidireccionales en tensión y corriente disponibles actualmente. Una opción para satisfacer completamente las necesidades es usar dispositivos discretos para construir celdas de conmutación bidireccionales de manera adecuada [13].

La siguiente idea asume el elemento de conmutación como un MOSFET, pero también puede ser construido con un IGBT. En general, el interruptor bidireccional puede implementarse de tres maneras: colocando un interruptor unidireccional al centro de un puente de diodos (PD), o colocando dos interruptores en antiparalelo, ya sea en configuración fuente común (FC), o con drenaje común (DC).

MOSFET en fuente común (FC): el arreglo del interruptor bidireccional fuente común consiste en dos MOSFET conectados en antiparalelo como se muestra en la Figura 6. a). Las pérdidas por conducción son menores debido a que la trayectoria de conducción se establece por sólo dos dispositivos.

MOSFET en drenaje común (DC): en el interruptor bidireccional drenaje común, Figura 6. b), las pérdidas de conducción son las mismas que para fuente común. Sin embargo, este arreglo no es apropiado en sistemas de alta potencia debido a que las inductancias parásitas pueden causar problemas. Este arreglo también permite controlar independientemente la corriente en el interruptor bidireccional.

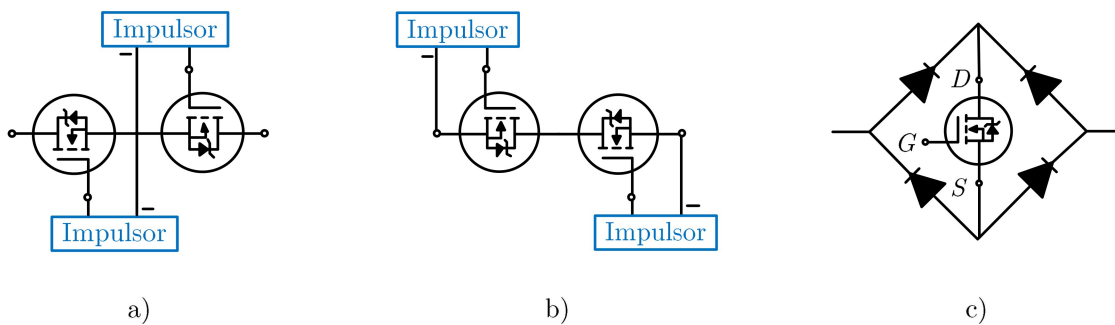


Figura 6: Configuraciones para el interruptor bidireccional. a) Interruptor FC, b) interruptor DC, c) interruptor PD.

MOSFET con puente de diodos (PD): éste se construye colocando un MOSFET al centro de un puente de diodos sencillo. La principal ventaja de este arreglo es que la corriente puede fluir en ambas direcciones por el mismo semiconductor, por lo que sólo requiere un impulsor para disparar el interruptor. Las pérdidas por conducción son relativamente más altas debido a que la trayectoria de conducción se establece por tres dispositivos.

Convertidor multinivel

Los convertidores multinivel incluyen un arreglo de semiconductores de potencia y condensadores [1]; se conoce como multinivel a la familia de convertidores capaces de entregar en la salida formas de onda alterna de más de tres niveles, ya sea en corriente o en tensión dependiendo de si corresponde a un CSI o a un VSI. Sin embargo, algunas de las características principales de los convertidores multinivel son:

1. Múltiples niveles en la entrada permiten aumentar varias veces la tensión de salida del inversor.
2. Cada interruptor debe bloquear solamente la tensión correspondiente a un único nivel.
3. La potencia de los inversores se incrementa al emplear voltajes mayores, sin necesidad de incrementar la corriente, evitando así mayores pérdidas durante la conducción, y por consecuencia, se mejora el rendimiento del convertidor.
4. El voltaje de salida en un inversor multinivel presenta un contenido armónico menor que el que se logra con un convertidor convencional de potencia equivalente. Teóricamente podría obtenerse una distorsión armónica total que tiende a cero si se dispone de un número infinito de niveles de la tensión de entrada.
5. Pueden operar con un intervalo amplio en la frecuencia de conmutación considerando las características de velocidad de los interruptores. En general, con los convertidores multinivel se consiguen mejores formas de tensión y corriente de salida al aumentar la frecuencia de conmutación.
6. La respuesta dinámica del convertidor es más rápida por tener más niveles de tensión a la salida y requerir de filtros de menor tamaño.

En el convertidor que se presenta algunas características son más evidentes que otras debido a la conversión CA-CA directa.

Convertidor puente doblemente activo

El campo de los convertidores de CD a CD de alta densidad de potencia ha recibido gran atención en los últimos años [23]. En particular para los convertidores de baja potencia ha habido una proliferación de convertidores resonantes, cuasiresonantes, multirresonantes, y convertidores de transición resonante que ofrecen las ventajas de conmutación suave y altas frecuencias de conmutación [24], [25].

El convertidor DAB (siglas en inglés de puente doblemente activo) es un convertidor de alta potencia y alta eficiencia con aislamiento galvánico; una configuración DAB simple se muestra en la Figura 7. El principio de operación del DAB CD-CD es sencillo: dos puentes H activos son interconectados a través de un transformador y están desfasados uno respecto al otro para controlar la cantidad de flujo de potencia desde la fuente de CD a la salida.

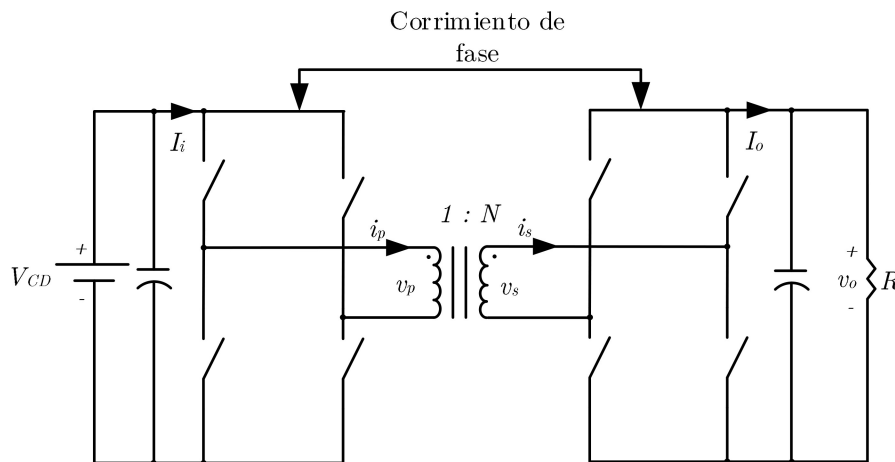


Figura 7: Esquemático de un DAB CD-CD.

Transformador de estado sólido

Los transformadores se utilizan ampliamente en sistemas de distribución/conversión de energía eléctrica para realizar varias funciones, como aislamiento, escalamiento de tensión, desacoplo de ruido, etc. Los transformadores son una de las partes más pesadas y más costosas en un sistema de distribución eléctrico. El tamaño del transformador es una función de la densidad de flujo del material del núcleo y la elevación máxima permisible de

la temperatura en el núcleo y el embobinado. La densidad de flujo es inversamente proporcional a la frecuencia; el aumento de la frecuencia permite una mayor utilización del núcleo magnético de acero y una reducción en el tamaño del transformador.

El objetivo principal del TES es reducir tamaño, peso y volumen y mejorar la eficiencia. El TES puede tener las siguientes ventajas dependiendo de la topología seleccionada [26]:

- Tensión de entrada y salida escaladas al igual que un transformador convencional
- Alta eficiencia
- Compensación de potencia reactiva
- Control del flujo de potencia
- Filtrado de armónicas
- Reducción de peso y volumen

Hay una gran cantidad de topologías de los transformadores de potencia que pueden ser clasificados en 4 configuraciones básicas; esta clasificación se muestra en la Figura 8. Cabe mencionar que los esquemas son bidireccionales en tensión y potencia.

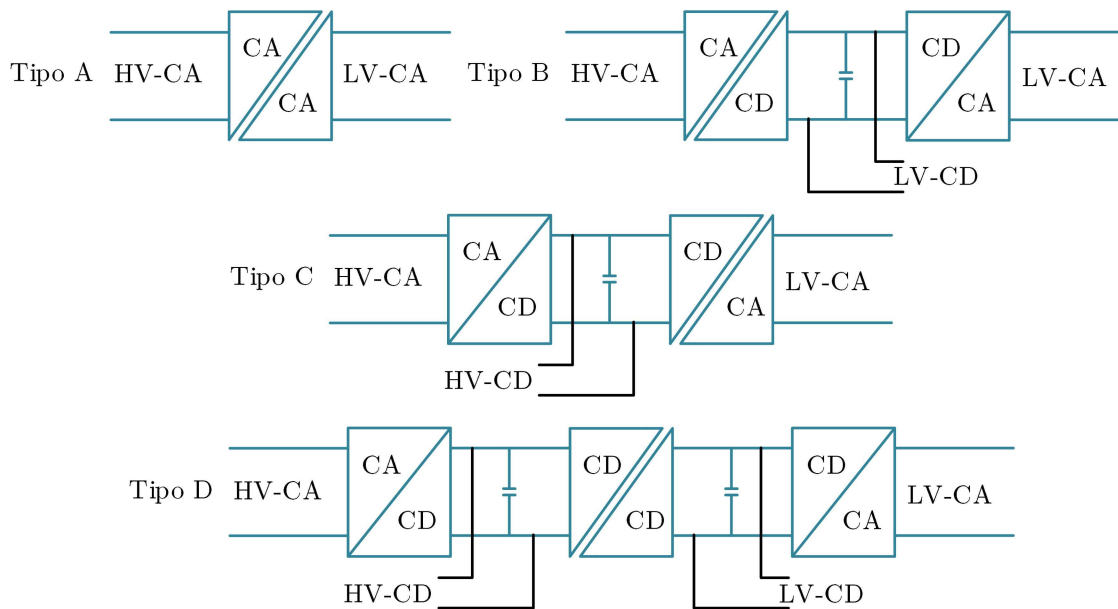


Figura 8: Principales configuraciones de topologías de transformadores de estado sólido.

Tipo A: Se da un cambio directo de alta tensión (*HVAC*, por sus siglas en inglés) a baja tensión (*LVAC*, por sus siglas en inglés) en corriente alterna. Estas topologías son de bajo costo y peso debido a su configuración simple. Esta configuración es inadecuada para

aplicaciones donde se requiera compensación de potencia reactiva, ya que se necesita un bus CD para poder realizar la compensación. También, las perturbaciones que sucedan de un lado afectan al otro lado, que es un problema que se tiene con los transformadores convencionales.

Tipo B: Esta configuración tiene un aislamiento en la etapa de conversión CA/CD que proporciona baja tensión de CD, seguido por el inversor para la baja tensión. En esta configuración igual que para la C, la compensación de potencia es posible.

Tipo C: Igual que para el tipo B se tienen dos estaciones de conversión. El aislamiento galvánico está del lado de baja tensión.

Tipo D: para estas configuraciones se tienen tres etapas en la conversión de la energía como se muestra en la Figura 8; primero se pasa de corriente alterna a directa en alta tensión, luego con ayuda de un transformador de alta frecuencia se aísla galvánicamente la carga de la fuente mientras se baja la tensión mediante un convertidor CD/CD. Por último, se transforma la tensión directa a alterna en baja tensión.

Esquema a desarrollar

La topología seleccionada para el desarrollo de este trabajo de tesis se presenta en la Figura 9 y está basada en un enlace en media frecuencia. Esta topología está integrada por módulos interconectados, y a su vez cada módulo está conformado en su forma más básica por dos puentes H que se conectan a través de un transformador de media frecuencia. Con el fin de obtener una salida multinivel, se requiere conectar en cascada al menos dos convertidores. La conexión en paralelo de la salida de los módulos permite incrementar la corriente total de salida, combinando la potencia procesada por cada módulo.

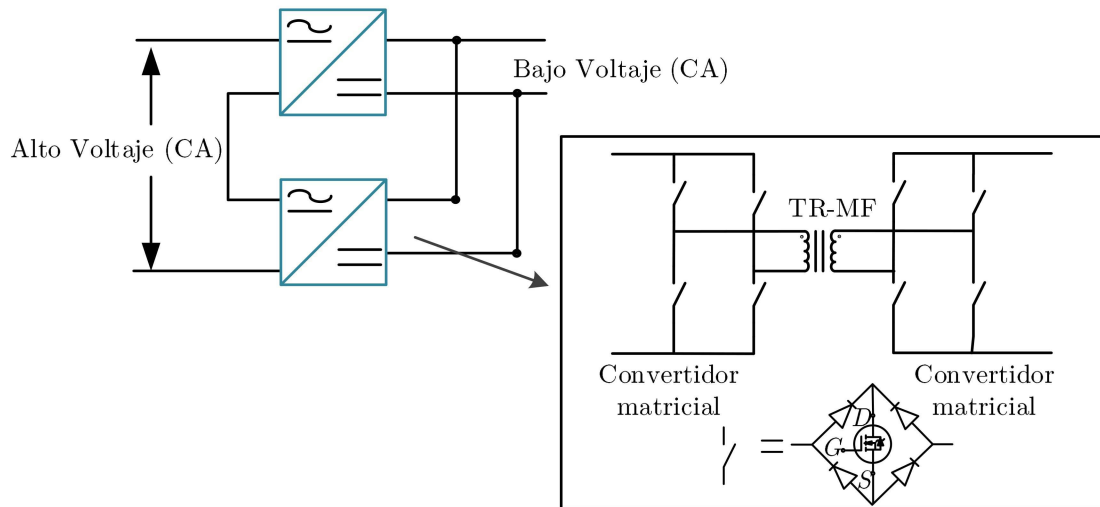


Figura 9: Topología bajo estudio de un convertidor matricial multinivel con aislamiento en media frecuencia.

Objetivos de la tesis

Analizar y desarrollar un convertidor multinivel matricial aislado para integrar sistemas en transformadores de estado sólido con enlace en media frecuencia considerando una estrategia de control.

Alcances y objetivos particulares

- Analizar una estructura CA/CA multinivel monofásica con aislamiento en media frecuencia.
- Dimensionar el convertidor CA/CA para la estructura propuesta.
- Construcción y validación experimental.
- Proponer esquemas de control para el convertidor en propuesto.

Contribución

La contribución del trabajo de tesis está enfocada en profundizar el desarrollo de convertidores CA/CA multinivel para integrar sistemas de generación fotovoltaica y transformadores de estado sólido con enlace en media frecuencia.

Organización del trabajo de tesis

En el Capítulo I se analiza el convertidor matricial multinivel con aislamiento en media frecuencia, además se describe la estructura y el funcionamiento del convertidor basado en un DAB CA-CA; así mismo se propone una estructura de control.

El Capítulo II se aborda el diseño y el dimensionamiento del convertidor matricial CA-CA multinivel, se considera también el diseño de los elementos pasivos: transformador de alta frecuencia, inductor de dispersión y filtros de entrada-salida.

En el Capítulo III se presentan resultados experimentales, además de simulaciones del convertidor con control proporcional integral (PI) y con control de matriz dinámica.

Finalmente, se presentan las conclusiones del trabajo y las sugerencias para trabajos futuros.

Capítulo I

Análisis y síntesis del convertidor matricial multinivel con aislamiento en media frecuencia

En la topología bajo estudio, cada módulo del convertidor cuenta con dos puentes H completos basados en interruptores bidireccionales y un transformador de media frecuencia. Cada puente está compuesto por cuatro interruptores contruidos a partir un arreglo MOSFET puente de diodos. La conexión es similar a un convertidor DAB CD-CD, con la diferencia de que opera con tensiones bipolares, siendo una estructura CA-CA.

El transformador de media frecuencia proporciona aislamiento galvánico entre la entrada y la salida del convertidor. Con la operación en frecuencia media o alta se busca reducir el peso y volumen del núcleo magnético.

La estructura DAB CA-CA ha sido ampliamente estudiada en el contexto de los transformadores de estado sólido, y esta idea se amplía en la siguiente subsección.

I.1 Convertidor matricial DAB CA-CA con enlace en media frecuencia

En 1999 fue propuesto un convertidor DAB CA-CA [26], incorporando una inductancia de dispersión significativa en el transformador de alta frecuencia, siendo posible regular el voltaje de la salida por medio de la técnica de modulación por corrimiento de fase (*PSM, por sus siglas en inglés*). El convertidor DAB CA-CA también fue propuesto para aplicaciones en transformadores de estado sólido en 2009 [10]; la topología presenta un menor número de componentes en comparación a otras topologías CA-CA [27]. En este trabajo se considera la topología que se muestra en la Figura I.1.

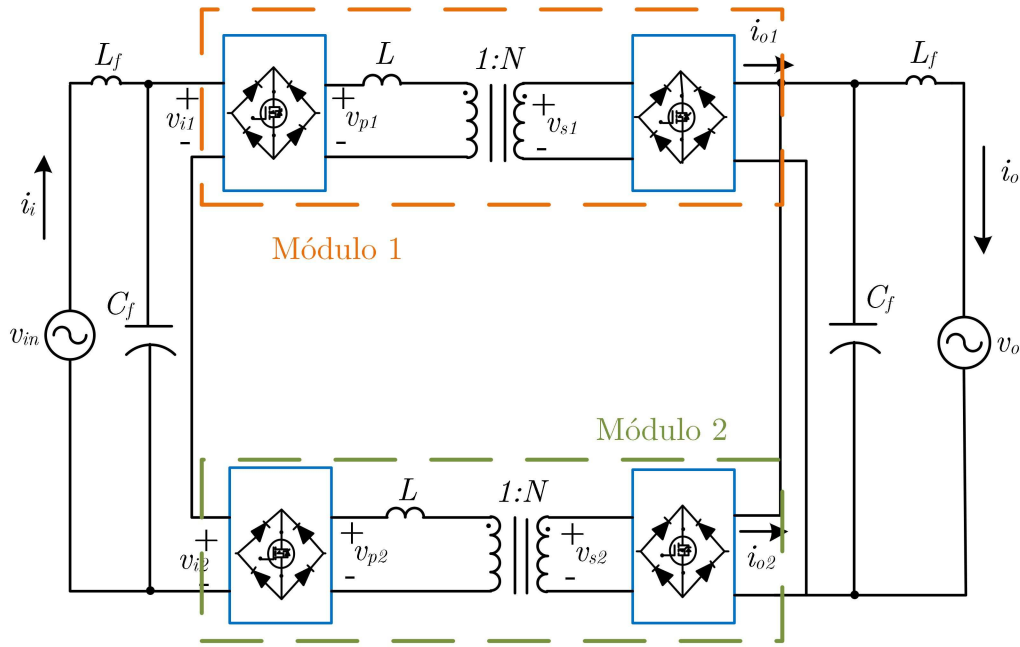


Figura I.1: Esquemático del convertidor DAB CA-CA matricial multinivel.

La topología mostrada en la Figura I.1 está formada por dos módulos; para obtener una salida multinivel se realiza la conexión serie en la entrada de los módulos. La conexión paralelo a la salida permite incrementar el nivel de potencia. En la siguiente subsección se muestra la estructura de cada módulo del convertidor DAB CA-CA.

I.2 Módulo del convertidor matricial DAB CA-CA con enlace en media frecuencia

En la Figura I.2 se muestra un módulo de la estructura multinivel; cuenta con tres etapas de procesamiento de energía: el convertidor de entrada, el transformador de media frecuencia y el convertidor de salida. La primera etapa de conversión se energiza con una fuente de alterna a frecuencia fundamental y genera una tensión de alterna de media frecuencia (5 – 25 kHz) para energizar el devanado primario del transformador de aislamiento. En la segunda etapa está el transformador de media frecuencia, que además de escalar la tensión y proporcionar aislamiento galvánico, permite el flujo de potencia a través de su inductancia de dispersión o bien con una inductancia externa. La tercera etapa se encarga de transformar la tensión de corriente alterna de media frecuencia en una tensión deseada de CA a frecuencia de red (60 Hz).

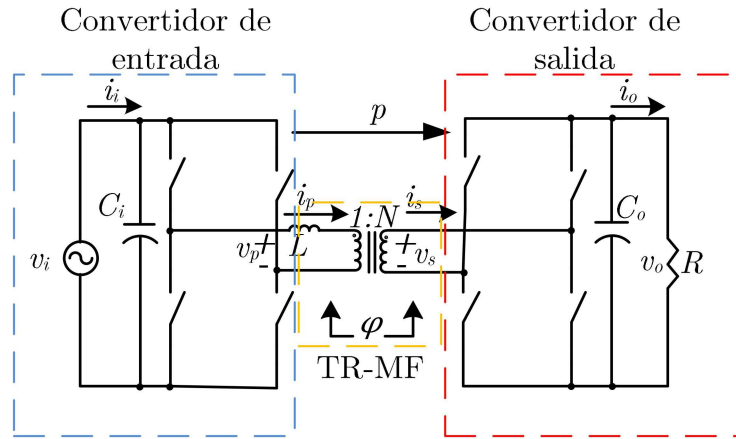


Figura I.2: Diagrama de un módulo del convertidor en estudio.

I.2.1 Convertidor de entrada

La etapa de entrada tiene como función convertir la tensión de alterna a frecuencia de red en una tensión de alterna a media frecuencia (5 kHz - 25 kHz); se selecciona media frecuencia con el objetivo de reducir las dimensiones del material magnético; trabajar en esos rangos de frecuencia limita los efectos asociados a alta y muy alta frecuencia como son los cambios de tensión y corriente en lapsos de tiempo cortos, $\frac{dv}{dt}$ y $\frac{di}{dt}$ en elementos parásitos, las resonancias y pérdidas por conmutación, entre otros [28].

Cada par de interruptores en diagonal conducen de forma alternada, logrando así una señal conmutada a mayor frecuencia que la de entrada; además si se encienden o apagan

simultáneamente los interruptores superiores (Q_1 , Q_2) o inferiores (Q_3 , Q_4) del puente se genera a la salida del convertidor una tensión igual a 0, tal como se muestra en Figura I.3. El convertidor de puente completo se muestra en la Figura I.4.

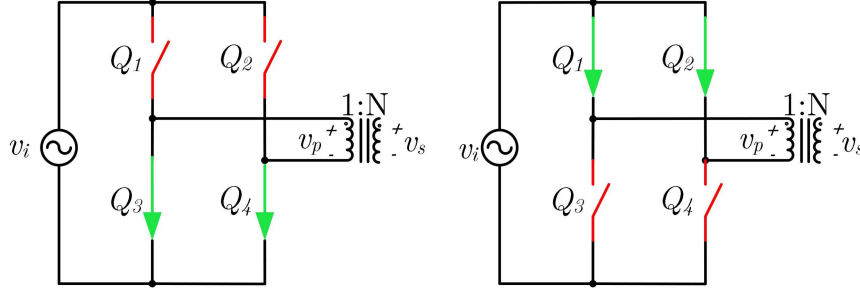


Figura I.3: Puente completo con tensión de salida 0.

Dependiendo del estado de cada uno de los interruptores se tiene lo siguiente:

- Q_1 y Q_4 encendidos generan una tensión de salida con la misma polaridad que la tensión de entrada y con la misma amplitud $v_p = v_i$.

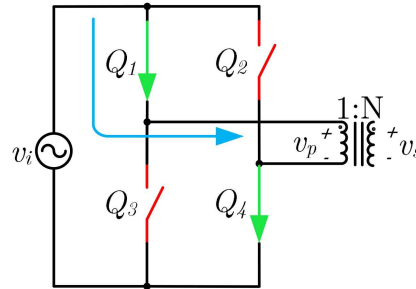


Figura I.4: Circuito puente completo con interruptores bidireccionales, Q_1 y Q_4 encendidos.

- Q_2 y Q_3 encendidos generan una tensión de salida con polaridad opuesta a la entrada y con la misma amplitud $v_p = -v_i$.

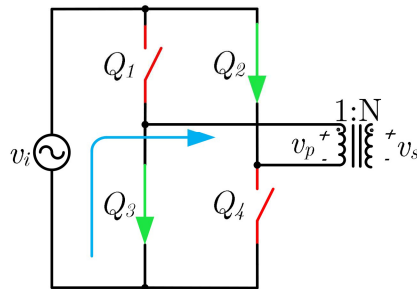


Figura I.5: Circuito del puente completo con interruptores bidireccionales, Q_2 y Q_3 encendidos.

- Dependiendo del encendido y del apagado de los dispositivos de potencia se puede generar a la salida del puente completo una tensión de anchura variable (v_p) y de la misma amplitud que la tensión de entrada (v_i), y además igual polaridad o de polaridad invertida con respecto a la tensión de entrada (v_i).

El estado de cada interruptor Q_{int} del convertidor depende las señales de disparo $S_{int} \in [0,1]$ donde int es el número de interruptor, “1” representa el estado encendido y “0” el estado apagado. Lo anterior se resume en la siguiente expresión, en la que u es la función de conmutación.

$$u = S_1 - S_2, \quad (I. 1)$$

$$v_p = uv_i. \quad (I. 2)$$

La tensión máxima que deben bloquear los interruptores es igual a la tensión máxima de entrada. La corriente que pasa por los interruptores es la máxima corriente que pasa por el devanado del primario.

Las señales de disparo de los interruptores son complementarias en pares, esto es $S_2 = \overline{S_1}$ y $S_4 = \overline{S_3}$ son como se muestra en la Figura I.6. Además, los valores V_{imax} y V_{imin} son los valores máximos y mínimos en el instante de conmutación, V_{pi} es el valor pico de la sinusoidal de entrada, y dado que la frecuencia de conmutación es mucho mayor a la frecuencia de la tensión de entrada y salida ($f_s \gg f_i$, $f_s \gg f_o$), las tensiones de entrada y salida se pueden considerar constantes en un intervalo de conmutación.

Para la técnica de modulación por corrimiento de fase se requiere generar una tensión de dos niveles, y la condición de tensión de salida cero no es necesaria. Contar con sólo dos niveles minimiza el riesgo de desbalance en el producto volts-vuelta en el transformador, al implementar un patrón de tensión con ciclo de trabajo del 50 % en la frecuencia de conmutación f_s .

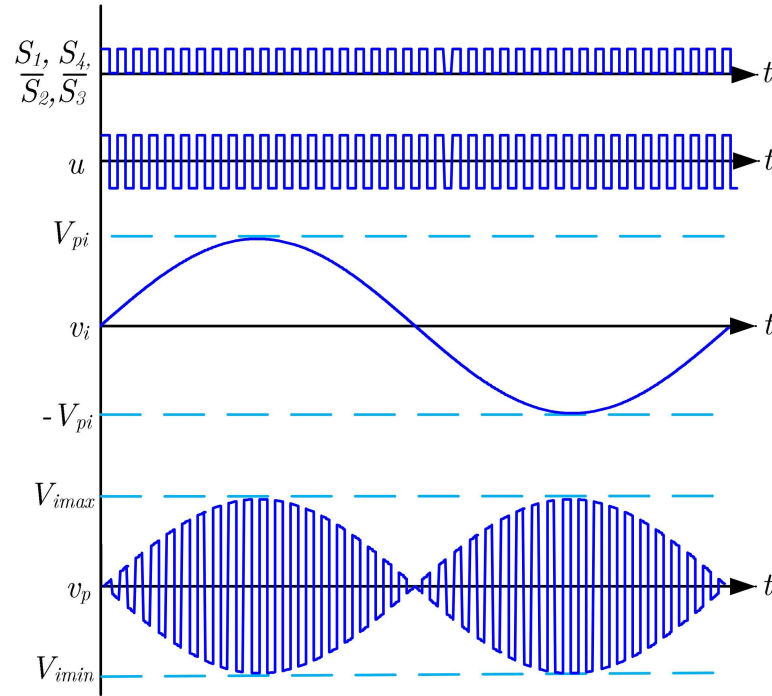


Figura I.6: Señales de disparo, señal moduladora (u), tensión de entrada (v_i) y tensión en el primario (v_p).

I.2.2 Convertidor de salida

La etapa de salida tiene como función convertir la tensión de alterna a media frecuencia del secundario del transformador en una tensión de alterna a baja frecuencia hacia la carga o a la red eléctrica.

El convertidor de salida se muestra en la Figura I.7; de la misma manera que el convertidor de entrada de puente completo, la tensión que deberán bloquear los interruptores es igual a la tensión de entrada del convertidor multiplicada por la relación de transformación N .

Las tensiones máximas y mínimas de salida se consideran constantes en la conmutación, dado que la frecuencia de conmutación es mucho más alta a la frecuencia de salida. En la Figura I.8 se observa la tensión de salida con el comportamiento característico del convertidor DAB en estado estable.

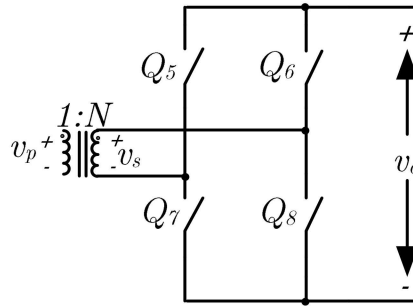


Figura I.7: Convertidor puente completo de salida.

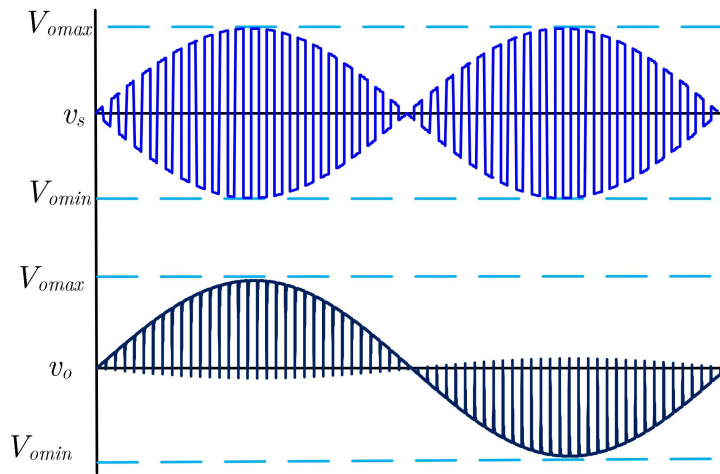


Figura I.8: Tensión del secundario (v_s) y tensión de salida (v_o).

En la Figura I.9 se muestra la integración del convertidor de entrada con el transformador de media frecuencia y el convertidor de salida.

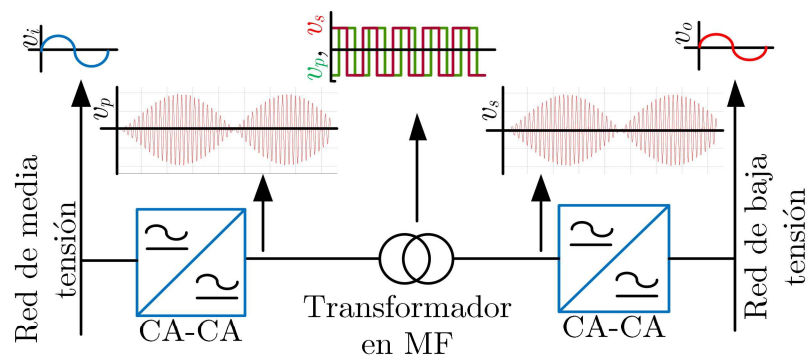


Figura I.9: Diagrama a bloques del convertidor CA-CA matricial monofásico con aislamiento en media frecuencia.

I.3 Técnica de modulación por corrimiento de fase (PSM)

La técnica PSM consiste en m señales de conmutación, donde m es el número de puentes completos [10]. La señal de conmutación del puente principal se toma como la referencia, y la señal de conmutación del segundo puente está desfasada un ángulo φ , que determina la cantidad de potencia que se transfiere hacia la carga. El tiempo del retardo es:

$$T_1 = \frac{\varphi T}{2\pi}, \quad (\text{I. 3})$$

donde el periodo de conmutación es:

$$T = \frac{1}{f_s}. \quad (\text{I. 4})$$

La Figura I.10 muestra los patrones de conmutación de la topología, que son esencialmente señales cuadradas con un ciclo de trabajo del 50 %. Las señales de disparo (S_i ; $i \in [1,8]$) controlan el encendido de los interruptores ((Q_1, Q_4) , (Q_2, Q_3) , (Q_5, Q_8) , y (Q_6, Q_7)), formando pares complementarios, donde φ es el ángulo de corrimiento de fase entre los dos pares de señales de disparo. En el primer medio ciclo los interruptores Q_1 y Q_4 en el lado del primario se cierran simultáneamente, y los interruptores Q_5 y Q_8 en el lado del secundario se cierran al mismo tiempo.

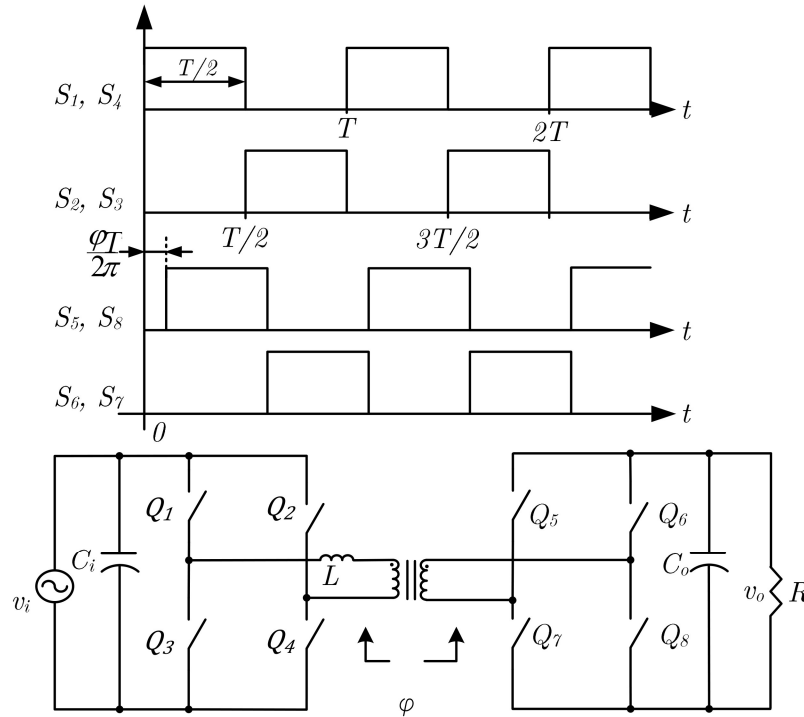


Figura I.10: Señales de disparo de los interruptores y convertidor matricial CA-CA con enlace en media frecuencia.

I.3.1 Configuración y modos de operación en un periodo de conmutación

En la Figura I.11 se muestran las señales características del convertidor de la Figura I.10 en un periodo de conmutación. La tensión (v_p) en el devanado primario es una señal cuya amplitud depende del valor de la tensión de entrada (v_i). Asumiendo que $f_s \gg f_i$, en el periodo de conmutación T se puede asumir como constante el valor de v_i y v_p . También se muestra la tensión en el secundario (v_s) que es una señal de alterna desfasada φ radianes con respecto a la tensión del primario, la tensión del secundario (v_s) va desde el valor máximo al valor mínimo de la tensión de entrada por la relación de transformación.

$$v_s = N v_p. \quad (\text{I. 5})$$

La tensión en el inductor es la resta de la tensión de primario v_p con la tensión del secundario:

$$v_L = v_p - v_s. \quad (\text{I. 6})$$

la corriente que circula en la inductancia está dada por:

$$i_L = i_L(0) + \frac{1}{L} \int v_L(t) dt. \quad (\text{I. 7})$$

La corriente de entrada es:

$$i_i = u i_L. \quad (\text{I. 8})$$

La energía de entrada en la mitad de un periodo de conmutación estará dada por:

$$E = I_p V_{imax} \left(\frac{T}{2} - T_1 \right), \quad (\text{I. 9})$$

la corriente pico en el transformador es como sigue:

$$I_p = \frac{V_{imax} T_1}{L}, \quad (\text{I. 10})$$

la relación entre el tiempo del desfase y el periodo de la conmutación es:

$$D = \frac{T_1}{T}. \quad (\text{I. 11})$$

La corriente activa fluye desde el puente principal hasta el puente secundario. Los dos modos de operación, correspondientes al flujo de potencia positiva y negativa respectivamente como se muestran en la Figura I.11. La simetría de la configuración del circuito permite un control de potencia bidireccional.

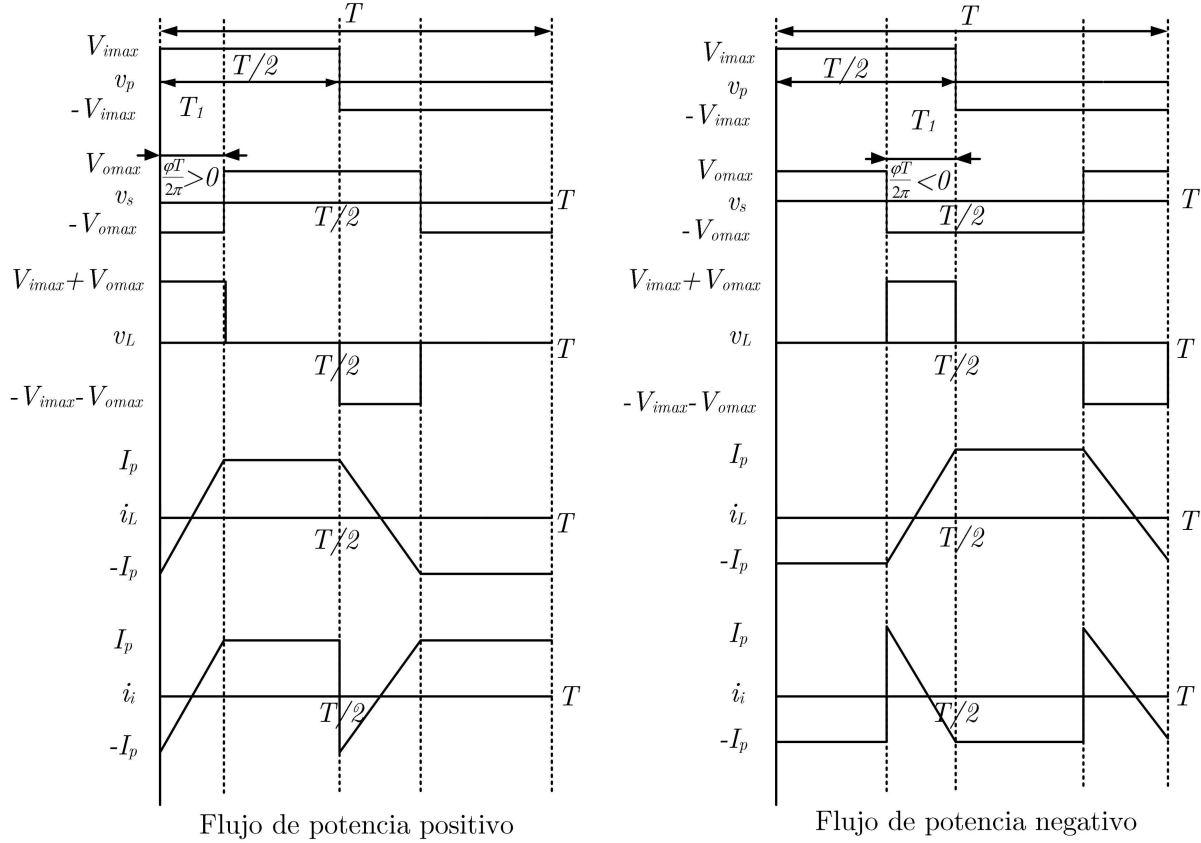


Figura I.11: Modos de operación y formas de onda principales.

Entonces la potencia está definida como:

$$P = 2Ef_s. \quad (\text{I. 12})$$

Sustituyendo (I. 9) en (I. 12) se puede llegar a que la potencia transferida se controla con el ángulo de corrimiento de fase ϕ entre los dos puentes y la tensión de entrada/salida v_i y v_o cómo se describe,

$$P = \frac{v_i v_o}{\omega_s NL} \left(\phi - \frac{\phi^2}{\pi} \right). \quad (\text{I. 13})$$

Y se puede escribir en función de la relación (D) entre el tiempo de desfase y el periodo de conmutación:

$$P = \frac{v_i v_o}{\omega_s NL} (-2D^2 + D). \quad (\text{I. 14})$$

Donde ω_s es la frecuencia de conmutación en radianes, N es la relación de transformación y L es la inductancia de dispersión.

Tomando en cuenta que el corrimiento de fase para transmitir potencia en sentido positivo está limitado por $0 \leq T_1 \leq \frac{T}{2}$ y en términos de la relación D por $0 \leq D \leq 0.5$, la máxima potencia está limitada por la siguiente ecuación:

$$-2D^2 + D = 0. \quad (\text{I. 15})$$

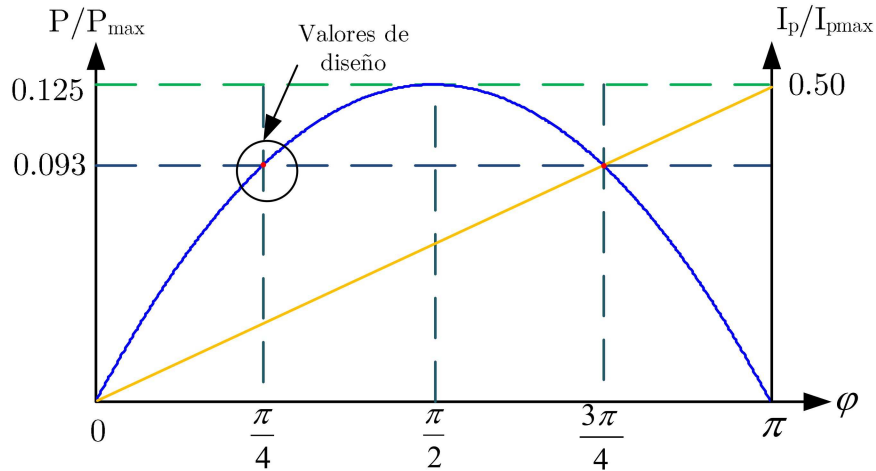


Figura I.12: Gráfica de relación de transferencia de potencia contra ángulo de corrimiento.

Derivando con respecto del tiempo (I. 15) se puede determinar que la máxima transferencia se logra cuando $\varphi = \frac{\pi}{2}$. En la Figura I.12 se muestra el comportamiento normalizado de la potencia transferida como función de φ . También se grafica la corriente pico normalizada, y se observa que existen dos valores de φ donde es posible transferir la misma potencia, pero con diferente corriente; es conveniente acotar $0 < \varphi < \frac{\pi}{2}$ para garantizar la condición de corriente mínima.

I.4 Transformación dq monofásica

La transformación dq es otro nombre que se le ha dado a la transformación de Park, cuando ésta ha sido utilizada en la línea de investigación de filtros activos de potencia y calidad de la energía [29]. La transformada de Park surgió originalmente para el estudio de máquinas eléctricas y posteriormente se aplicó a la generación de referencias de compensación armónica en sistemas trifásicos. Dicha transformación convierte las componentes abc de un sistema trifásico a un marco de referencia $dq0$, el cual está sincronizado a la frecuencia de red, tal como se muestra en la Figura I: 13. El objetivo de esta transformación es mapear las señales sinusoidales de un sistema trifásico a señales constantes en estado estable, facilitando el diseño de estrategias de modulación y control.

Otra manera de realizar la transformación dq consiste en mapear el sistema trifásico a un sistema ortogonal fijo (conocido como $\alpha - \beta$) mediante la transformación de Concordia y posteriormente aplicar una transformación adicional que hace girar al sistema mapeándolo al marco de referencia dq [30]. El concepto anterior se aprovecha para realizar una extensión de la transformación dq trifásica hacia los sistemas monofásicos [31]; sin embargo, la existencia de una sola fase hace necesario generar una componente adicional, la cual debe ser ortogonal a la componente existente. Las tensiones, corrientes y entradas de control presentes en el sistema se conocen como componentes reales, mientras que las componentes ortogonales generadas (que se atrasan 90° eléctricos a las componentes reales) se conocen como componentes imaginarias. La matriz de transformación es la que se encarga de rotar el sistema en el marco de referencia $\alpha - \beta$, con lo que se consigue referir las variables al marco de referencia dq .

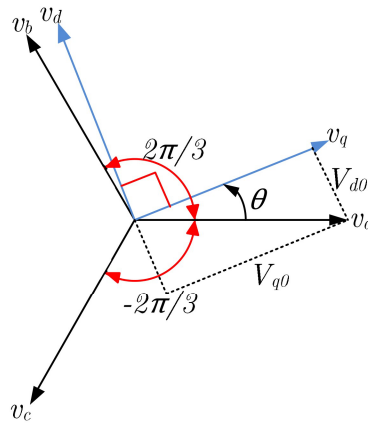


Figura I: 13: Marco dq .

La matriz de transformación (I. 16) se encarga de rotar el sistema en el marco de referencia $\alpha - \beta$, consiguiendo referir las variables al marco de referencia dq ; la matriz de transformación dq monofásica inversa está dada por (I. 17):

$$B = \begin{bmatrix} \sin \theta & -\cos \theta \\ \cos \theta & \sin \theta \end{bmatrix}, \quad (\text{I. 16})$$

$$B^{-1} = \begin{bmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ -\cos \theta & \sin \theta \end{bmatrix}. \quad (\text{I. 17})$$

I.5 Estrategia del sistema de control

Las señales de tensión son señales variantes en el tiempo, lo cual plantea la problemática del seguimiento desde el punto de vista de control. Por lo anterior se propone transformar las señales de tensión y corrientes al marco de referencia dq monofásico, lo que transforma el problema de seguimiento a un problema de regulación desde el punto de vista de teoría de control.

En Figura I. 14 se muestra que el objetivo de control es mantener regulada la tensión de salida y así garantizar que la potencia procesada por cada módulo sea igual. Esto asegura que los esfuerzos en tensión y corriente de los elementos que constituyen los puentes H matriciales se mantengan similares. La variable de control es el ángulo de corrimiento de fase (φ).

Además de las estrategias clásicas de control (PID), se ha reportado buen desempeño del control por pasividad y control predictivo en convertidores de potencia. En el próximo capítulo se aborda el desarrollo de la estrategia de control a detalle [32]–[34].

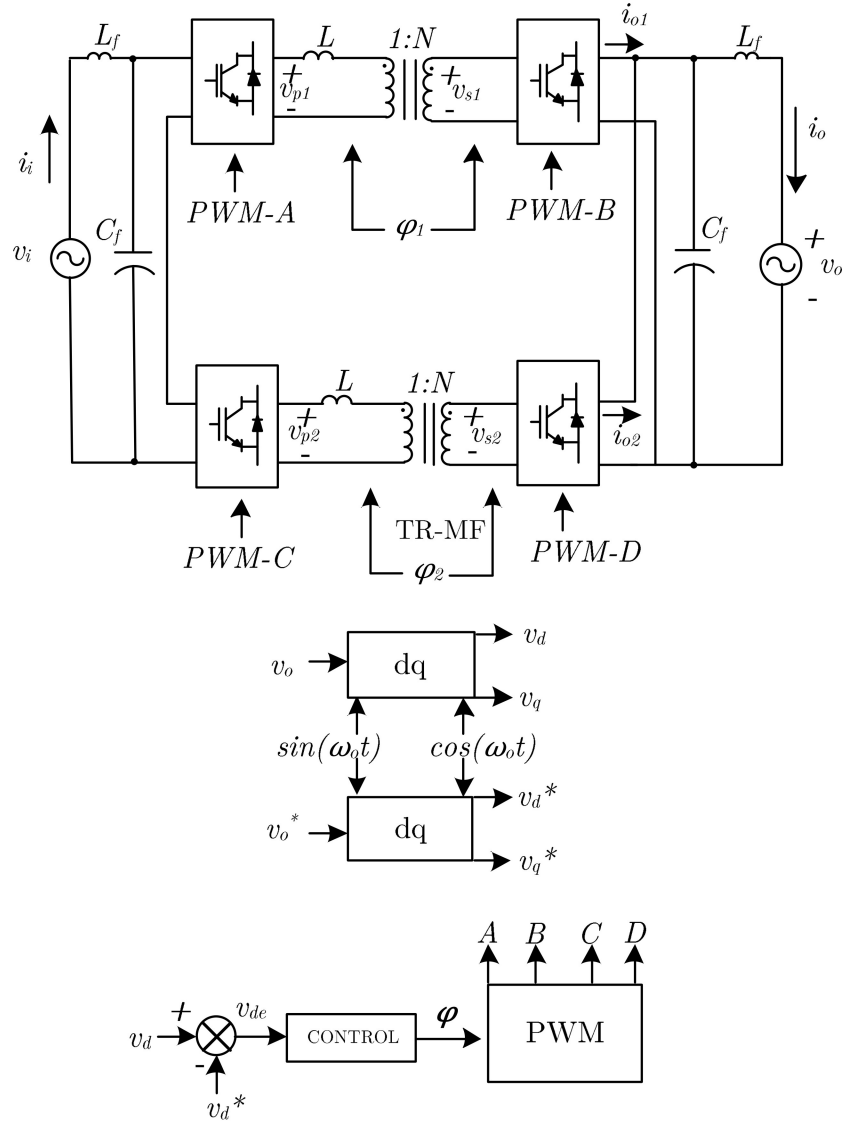


Figura I. 14: Sistema de control propuesto en el marco de referencia dq.

Capítulo II

Diseño y control del convertidor matricial multinivel con aislamiento en media frecuencia

En este capítulo muestra el diseño y dimensionamiento de un módulo del convertidor matricial multinivel, tomando en cuenta que la configuración multinivel está formada por n módulos iguales conectados en serie a la entrada y paralelo a la salida.

También se presenta el diseño del transformador de media frecuencia. Así mismo se expone el diseño de un inductor de dispersión externo que se agrega al lado primario del transformador con el fin de que la inductancia total (la suma de la inductancia del transformador más la inductancia externa) resulte en la inductancia requerida para la transferencia de potencia para una frecuencia de conmutación dada.

II.1 Dimensionamiento de elementos pasivos y selección de semiconductores

Para el diseño del convertidor CA-CA matricial monofásico se toman en cuenta los siguientes parámetros:

- Potencia (P)
- Tensión eficaz de entrada (v_{in})
- Tensión eficaz de salida (v_o)
- Número de módulos (n)
- Frecuencia de conmutación (f_s)

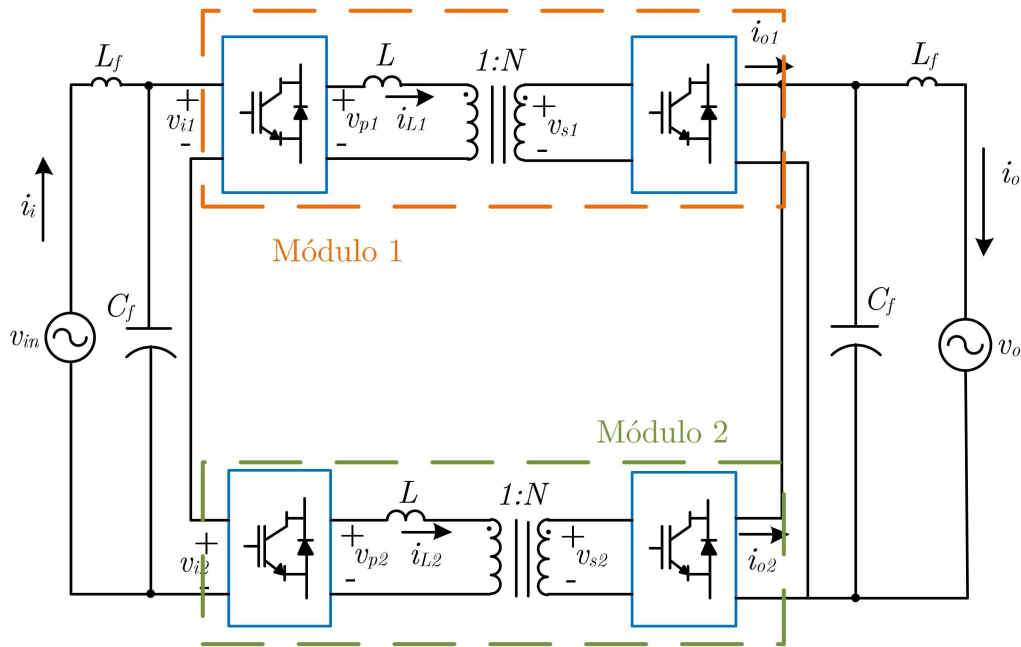


Figura II. 1: Esquemático modular del convertidor CA-CA.

Los parámetros nominales de diseño se muestran en la Tabla II. 1.

Tabla II. 1: Parámetros del convertidor CA-CA.

Parámetro	Variable	Valor
Potencia	P	1 kW
Tensión eficaz de entrada	v_{in}	254 V
Tensión eficaz de salida	v_o	127 V
Número de módulos	n	2
Frecuencia de conmutación	f_s	10 kHz

Cada módulo procesa una parte de la potencia; de esta forma:

$$P_m = \frac{P}{n} . \quad (\text{II. 1})$$

Además, se debe considerar la eficiencia esperada:

$$P_L = \frac{P_m}{\eta_{PC}}, \quad (\text{II. 2})$$

donde P_L es la potencia con la que se calcula el inductor de dispersión y η_{PC} es la eficiencia del puente completo que se asume de 0.90.

La relación de transformación está dada por la ecuación (II. 3)

$$N = \frac{v_{in}}{nv_o}. \quad (\text{II. 3})$$

Para calcular el valor del inductor de dispersión, se despeja la ecuación (I. 14) y se propone para diseño $\varphi = \pi/4$, para tener margen de variar la potencia.

$$L = \frac{2v_{in}v_oD(1-2D)}{nP_Lf_sN}. \quad (\text{II. 4})$$

Sustituyendo los parámetros de la Tabla II. 1 en las expresiones anteriores, se obtiene.

- $P_m = 500 \text{ W}$
- $P_L = 555.55 \text{ W}$
- $N = 1$
- $L = 275 \text{ } \mu\text{H}$

La tensión que deben bloquear los interruptores es igual a la máxima tensión en la entrada de cada módulo; se considera un factor de seguridad del 25 %.

$$V_{int} = \frac{1.25\sqrt{2}v_{in}}{n}. \quad (\text{II. 5})$$

La corriente (se puede observar i_L en la Figura I.11) que deben circular en interruptores es igual a la corriente máxima que circula por el inductor de dispersión. El rizo de corriente está dado por la integral de la tensión en el inductor en el instante donde las tensiones de entrada y salida de cada módulo son máximas o mínimas. Si la condición inicial en el inductor es cero, la máxima corriente en el interruptor es igual al ΔI_L y está dada por:

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \int_{\frac{1}{4f_s}}^{\frac{1}{4f_s} + T_I} v_L(t) dt. \quad (\text{II. 6})$$

Sustituyendo los valores en las expresiones anteriores, se obtiene:

- $V_{int}=225 \text{ V}$,
- $I_{int}=16.4 \text{ A}$.

Para el circuito propuesto $\Delta I_L=16.4 \text{ A}$. Para la corriente del inductor se propone un factor de seguridad del 50%.

El dimensionamiento del convertidor matricial CA-CA se resume en la Tabla II. 2.

Tabla II. 2: Parámetros para el dimensionamiento del convertidor matricial CA-CA.

Parámetro	Variable	Valor
Relación de transformación	N	1
Tensión mínima del interruptor	V_{int}	225 V
Corriente mínima del interruptor	I_{int}	25 A
MOSFET		IXYS IXTT69N30P
Diodo		VS-15ETH03SPBF

El MOSFET seleccionado es de la empresa IXYS, el tipo de montaje es SMD/SMT; tiene una resistencia drenaje fuente de $49 \text{ m}\Omega$, la tensión disruptiva entre drenaje y fuente es de 300 V , la corriente de drenaje continua es de 69 A , y la disipación de potencia (P_o) 500W .

El diodo seleccionado es del fabricante Vishay; el tipo de montaje es SMD/SMT y tiene una tensión inversa de 300 V con una corriente de 15 A con un tiempo de recuperación de 40ns .

II.2 Diseño del Transformador del DAB

El transformador de enlace se proyecta con una relación de conversión unitaria. Para el diseño del transformador se hace referencia al método presentado en [35], el cual está basado en la potencia construida del núcleo magnético. Los principales parámetros en este método son la potencia de salida (asociado a la energía procesada), la eficiencia mínima deseada en condiciones de operación nominal, así como el incremento de temperatura asociado a las pérdidas.

El primer paso en el diseño del transformador es la selección del material magnético del núcleo. Dentro de los materiales magnéticos se encuentran los que se muestran en la Tabla II. 3. Se selecciona ferrita de composición magnesio-zinc, ya que se encuentra en los rangos de operación, además tiene una permeabilidad mayor que la composición níquel-zinc. Se selecciona el material comercial N97 EPCOS/TDK, que cuenta con un factor de desempeño alto, presenta bajas pérdidas y sus principales aplicaciones son en transformadores y filtros chokes para media y alta frecuencia. El material amorfo presenta características deseadas, sin embargo, actualmente el costo inicial es superior a la ferrita MnZn. Además, debido a que es laminado, el flujo disperso es mayor que en la ferrita.

Tabla II. 3: Materiales magnéticos.

Nombre del Material	Composición	Permeabilidad μ_i	Densidad de flujo $B_s(T)$	Frecuencia de operación (Hz)
Silicon	3-97 SiFe	1500	1.5-1.8	50-2 k
Orthonol	50-50 NiFe	2000	1.42-1.58	50-2 k
Permalloy	80-20 NiFe	25000	0.66-0.82	1 k-25 k
Amorfo	2605SC	1500	1.5-1.6	250 k
Amorfo	2414A	20,000	0.5-6.5	250 k
Amorfo	Nanocristalino	30,000	1.0-1.2	250 k
Ferrita	MnZn	0.75-15 k	0.3-0.5	10 k-2 M
Ferrita	NiZn	0.20-1.5 k	0.3-0.4	0.2 M-100 M

El diseño del transformador involucra diferentes de constantes. Las principales se enlistan en la Tabla II. 4.

Tabla II. 4: Constantes del transformador.

Constante	Variable	Valor
Factor de forma	K_f	4
Factor de geometría	X	1.14
Densidad de Flujo	B_m	0.32 T
Factor de utilización	K_u	0.4
Factor de temperatura	K_j	590

Las ecuaciones para el diseño, potencia de salida (II. 7), potencia total construida (II. 8), producto de áreas mínimo (II. 10), se muestran a continuación:

$$P_O = V_O I_O, \quad (\text{II. 7})$$

$$P_T = P_{in} + P_O, \quad (\text{II. 8})$$

$$P_{in} = \frac{P_O}{\eta}, \quad (\text{II. 9})$$

$$A_P = \left(\frac{P_t 10^4}{K_f B_m f_s K_u K_j} \right)^X. \quad (\text{II. 10})$$

Los resultados de los cálculos se muestran la Tabla II. 6; dado el producto de áreas mínimo, se seleccionó en núcleo de ferrita con el número de parte ETD-59 que tiene un producto de áreas mayor al calculado, como se muestra en la Tabla II. 5.

Tabla II. 5: Datos de diseño para el núcleo ETD-59.

Constante	Variable	Valor
Sección eficaz del núcleo	A_C	3.677 cm ²
Área de ventana	W_a	5.186 cm ²
Producto de áreas	A_p	19.068 cm ⁴

A continuación, se calcula el número de vueltas (N_p), densidad flujo máximo (B_{MAX}), densidad de corriente (J) y calibre del conductor (AWG), tomando como tensión de entrada eficaz 127 V y una corriente eficaz de entrada de 4.38 A.

$$N_P = \frac{\sqrt{2}V_{in}10^4}{K_j B_m f_s A_c}, \quad (\text{II. 11})$$

$$B_{MAX} = \frac{\sqrt{2}V_{in}10^4}{K_j N_P f_s A_c}, \quad (\text{II. 12})$$

$$J = K_j A_P^y, \quad (\text{II. 13})$$

$$\text{Área}_{AWG} = \frac{I_i}{J}. \quad (\text{II. 14})$$

Sustituyendo las constantes y los valores de tensión, corriente y potencia, se resumen los parámetros de diseño en la Tabla II. 6:

Tabla II. 6: Parámetros del transformador construido.

Constante	Variable	Valor
Núcleo		Ferrita ETD 59 ungapped
Numero de vueltas del primario	N_P	40 vueltas
Inductancia de magnetización (medido)	L_m	10.345 mH
Inductor de dispersión (medido)	L_d	2.5 μ H
Potencia de salida	P_O	1000 VA
Potencia total construida	P_T	2100 VA
Potencia de entrada	P_{in}	1100 VA
Producto de áreas	A_P	9.11 cm ⁴
Densidad de flujo máximo	B_{MAX}	0.314 T
Densidad de corriente	J	A/cm ²
Calibre del conductor		16 AWG

La inductancia de dispersión propuesta para el convertidor matricial CA-CA, se construye con un inductor de dispersión externo que se coloca en el primario del transformador, con los parámetros mostrados en la Tabla II. 7.

Para el diseño del inductor las constantes son las mismas que en el diseño del transformador, y se considera el procedimiento de diseño basado en los requerimientos de potencia tomando en cuenta una corriente con componente de CD. La ecuación que determina la corriente de diseño se muestra en (II. 15), donde I_{CD} es la componente de corriente directa y ΔI es el rizo presente en la corriente.

$$I=I_{CD}+\frac{\Delta I}{2}, \quad (\text{II. 15})$$

$$E=\frac{LI^2}{2}, \quad (\text{II. 16})$$

$$A_P=\left(\frac{2E10^4}{B_m K_u K_j}\right)^X. \quad (\text{II. 17})$$

Se selecciona el núcleo considerando que el producto de áreas debe ser igual o mayor al calculado; el núcleo ETD-59 cumple con este requerimiento, con los parámetros de la Tabla II. 4 y Tabla II. 5.

El siguiente paso es calcular los devanados del inductor; para ello se determina la densidad de corriente (J), el calibre del conductor (AWG) y el número de vueltas inicial (N_I):

$$J=K_j A_P^y, \quad (\text{II. 18})$$

$$\text{Área}_{AWG}=\frac{I}{J}, \quad (\text{II. 19})$$

$$N_I=\frac{W_a}{2A_{WG}}. \quad (\text{II. 20})$$

Se propone un número de vueltas N_P tal que:

$$N_P \leq \frac{W_a V_{cm}^2}{2}, \quad (\text{II. 21})$$

donde V_{cm}^2 es el número de vueltas por centímetro cuadrado

$$l_g=\frac{0.4\pi N_P^2 A_C 10^{-8}}{L}, \quad (\text{II. 22})$$

$$l_{greal}=\frac{l_g}{2}. \quad (\text{II. 23})$$

Y se estima el factor de ajuste para compensar el flujo disperso en el entrehierro:

$$m=1+\frac{l_g}{\sqrt{A_C}} \ln\left(\frac{2G}{l_g}\right). \quad (\text{II. 24})$$

El número de vueltas final está dado por:

$$N_F=\sqrt{\frac{Ll_g}{0.4\pi A_C m 10^{-8}}}, \quad (\text{II. 25})$$

también se verifica la máxima densidad de flujo (B_{MAX}) en operación:

$$B_{MAX}=\frac{LI_P}{N_F A_C 10^{-4}}. \quad (\text{II. 26})$$

Tomando los parámetros del núcleo ETD-59 y de la Tabla II. 7 para construir el inductor y sustituyendo en las ecuaciones (II. 15) a (II. 26) se obtienen los valores de la Tabla II. 8.

Tabla II. 7: Parámetros de diseño del inductor de dispersión externo.

Núcleo	Ferrita ETD 59 ungapped
Corriente de diseño	19 A
Inductancia	272 μ H
Frecuencia de operación	10 kHz

Tabla II. 8: Resultados de diseño Inductor externo.

Constante	Variable	Valor
Producto de áreas	A_P	18.463 cm ⁴
Densidad de corriente	J	409.78 A/cm ²
Calibre de conductor	AWG	12 AWG
Entrehierro real	l_{greal}	0.093 cm
Número de vueltas final	N_F	31 vueltas
Densidad de flujo máximo	B_{MAX}	0.045 T

De los valores de la Tabla II. 8 se puede concluir que el producto de áreas (A_p) se encuentra dentro de las especificaciones del núcleo ETD-59.

II.3 Diseño del filtro de potencia

Debido a la conmutación en alta frecuencia de los puentes completos matriciales, las corrientes y tensiones de entrada-salida contienen componentes armónicas. Para atenuar los efectos de dichas componentes se colocan filtros LC en la entrada y salida del convertidor.

Existen distintas opciones para el diseño de filtros; para este trabajo se diseña el filtro con la respuesta en frecuencia del circuito LC. El esquema de un módulo se muestra en la Figura II. 2.

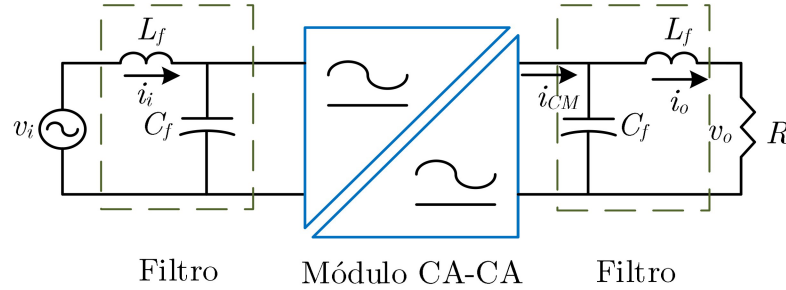


Figura II. 2: Módulo con Filtros LC de entra y salida.

Considerando la operación bidireccional del convertidor, los filtros de entrada y salida tienen los mismos parámetros, para lograr entregar corriente con el menor contenido armónico en cualquiera de los sentidos.

La función de transferencia del filtro es la relación entre la corriente de salida del módulo y la corriente del convertidor matricial:

$$\frac{I_o(s)}{I_{CM}(s)} = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (\text{II. 27})$$

Para el diseño de este filtro se toma un valor del factor de calidad Q ; este factor proporciona una medida de lo aguda que es la respuesta en la cercanía a la frecuencia de corte, y entre más grande sea, más amortiguado es el sistema ya que se relaciona directamente con el factor de amortiguamiento.

$$Q = \frac{1}{2\xi} \quad (\text{II. 28})$$

$$Q = \frac{1}{R} \left(\frac{L}{C} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{II. 29})$$

Para el diseño del filtro se considera por módulo los parámetros mostrados en la Tabla II. 9. La frecuencia de corte se propone en 1 kHz para estar una década antes de la frecuencia de conmutación, y atenuar en -40 dB la componente de conmutación.

En potencia nominal, la R equivalente de carga es:

$$R = \frac{127^2}{500} = 32.25 \, \Omega. \quad (\text{II. 30})$$

Se propone una respuesta subamortiguada en el filtro, con $Q=0.4$.

De esta forma:

$$\omega_c = 2\pi f_c = 6283.18 \, \text{rad/s}. \quad (\text{II. 31})$$

Evalutando L y C se encuentra

$$L = 2.05 \, \text{mH}, \quad (\text{II. 32})$$

$$C = 12.35 \, \mu\text{F}. \quad (\text{II. 33})$$

Los valores anteriores se aproximan a los reales disponibles para construir el prototipo, resultando en los datos de la Tabla II. 9.

Tabla II. 9: Parámetros del filtro pasa-bajas LC.

Parámetro	Valor
Tensión eficaz	127 V
Potencia nominal	500 W
Frecuencia de corte	1 kHz
Inductor	1.69 mH
Condensador	15 μF

En la Figura II. 3 se muestra el diagrama de Bode del filtro, donde se puede observar que la respuesta en frecuencia es subamortiguada.

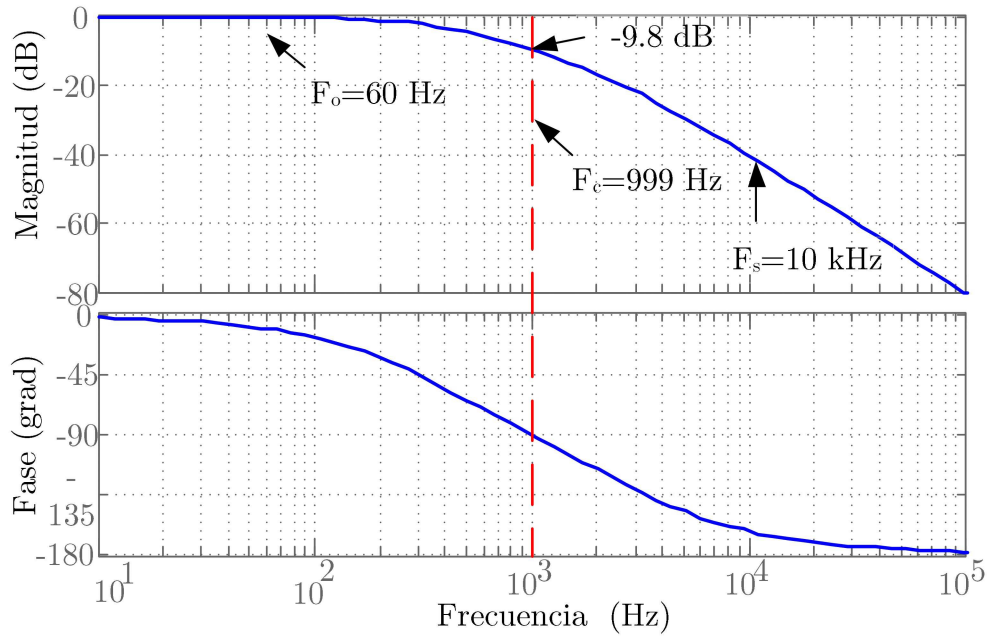


Figura II. 3: Diagrama de bode del filtro LC.

II.4 Consideraciones sobre las pérdidas en el convertidor matricial

En comparación con el transformador convencional el TES, tiene como una de las principales ventajas la reducción de dimensiones, volumen y peso. Dado que las nuevas tecnologías semiconductores presentan menores pérdidas y pueden conmutar en un amplio rango de frecuencia, se logra un incremento en la densidad de potencia. Esto también redundará en filtros con un tamaño reducido.

La principal ventaja de los semiconductores de nueva generación representa al mismo tiempo un reto, ya que, debido a las dimensiones reducidas de los encapsulados, es más complejo lograr altas tensiones de bloqueo y disipar adecuadamente el calor asociado a las pérdidas. Por lo anterior, es importante un análisis de pérdidas con el fin de conocer la cantidad de potencia disipada en los elementos de conmutación y saber si los elementos seleccionados serán capaces de disipar la potencia, o será necesario un elemento de ventilación forzada.

Los parámetros del dispositivo seleccionado se muestran en la Tabla II. 10.

Tabla II. 10: Parámetros del dispositivo MOSFET.

Marca	Modelo	Tensión	Corriente	Ron(mΩ)	Encapsulado
IXYS	IXTT69N30P	300 V	69 A	49	D3PAK

El MOSFET puede manejar una alta densidad de potencia con una baja resistencia de encendido; el costo en el mercado y disponibilidad es aceptable.

Las pérdidas en los dispositivos semiconductores se generan en buena medida por los esfuerzos en conducción, las que están relacionadas con la corriente eficaz que conduce el MOSFET. Las pérdidas por conmutación están relacionadas directamente con la frecuencia de conmutación. Lo anterior se evalúa con las siguientes expresiones:

$$P_{Mcond} = I_{FRMS}^2 R_{DSon} \quad (\text{II. 34})$$

$$P_{sw} = (E_{on} + E_{off}) f_{sw} \quad (\text{II. 35})$$

Donde:

R_{DSon} = Resistencia de conducción entre drenaje fuente en el MOSFET.

I_{FRMS} = Corriente a través de la fuente del MOSFET.

P_{Mcond} = Potencia debido a la conducción.

P_{sw} = Potencia debida a la conmutación.

E_{on} = Energía de encendido.

E_{off} = Energía de apagado.

f_{sw} = Frecuencia de conmutación.

Además, existen pérdidas relacionadas con la compuerta, a la salida del MOSFET y al diodo en antiparalelo (Figura II. 4). Las pérdidas en conmutación están asociadas a los tiempos de operación del MOSFET.

En la Figura II. 4 se muestra el diagrama de capacitancias que inciden en los tiempos de conmutación, y en las ecuaciones II. 36 a II. 41 se indican las ecuaciones relacionadas a las pérdidas.

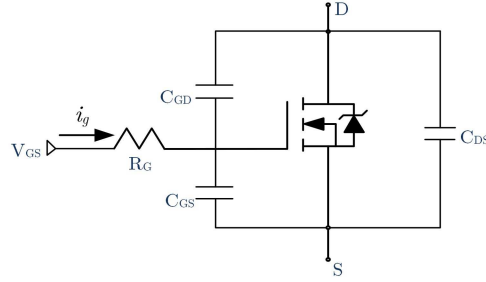


Figura II. 4: Diagrama equivalente de capacitancias asociadas al MOSFET [36].

Se presentan las ecuaciones para el MOSFET [37]. Pérdidas asociadas a la conmutación:

$$P_{Msw} = \frac{1}{2} V_{DS} I_{DS} (t_{ir} + t_{vf} + t_{if} + t_{vr}) f_{sw}, \quad (\text{II. 36})$$

pérdidas debidas a la conducción

$$P_{Mcond} = I_{FRMS}^2 R_{DSon}, \quad (\text{II. 37})$$

perdidas por compuerta

$$P_{Mg} = Q_g V_{GS} f_{sw}, \quad (\text{II. 38})$$

pérdidas asociadas a la salida

$$P_{Mout} = \frac{1}{2} C_{DS} V_{DS}^2 f_{sw}. \quad (\text{II. 39})$$

Ecuaciones para el Diodo, pérdidas por conmutación:

$$P_{Msw} = \frac{1}{4} Q_{RR} V_{DS} f_{sw}. \quad (\text{II. 40})$$

Pérdidas por conducción

$$P_{Dcond} = V_{TO} I_{Fav} + I_{FRMS}^2 R_{DT}. \quad (\text{II. 41})$$

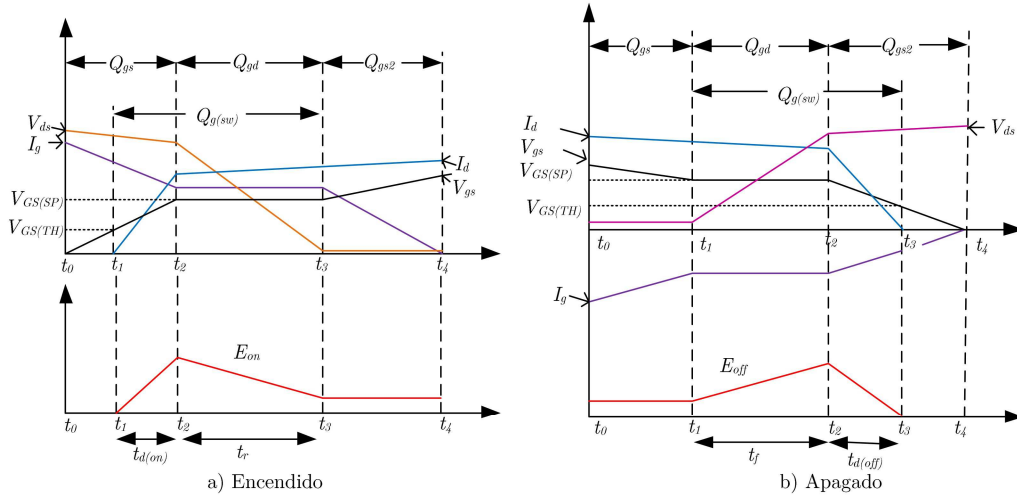


Figura II. 5: Formas de onda en el proceso de conmutación, con los tiempos de encendido característicos de un MOSFET [36].

A continuación, se definen las variables que se presentaron en las ecuaciones II. 31 a II.44 y en la Figura II. 5.

Q_{gs} = Carga compuerta a fuente ($t_0 \rightarrow t_2$).

Q_{gd} = Carga (Miller) compuerta a drenaje ($t_2 \rightarrow t_3$).

Q_{gs2} = Carga compuerta drenaje ($t_3 \rightarrow t_4$).

$Q_{g(sw)}$ = Carga de compuerta ($t_1 \rightarrow t_3$).

V_{GS} = Tensión de compuerta fuente.

De las pérdidas que existen en el MOSFET, las de conmutación son las más complejas de obtener con precisión; para determinarlas se consideran la nota de aplicación [37], en la Tabla II. 11 se presentan los tiempos de subida (t_r), bajada (t_f), tiempo de encendido ($t_{d(on)}$) y tiempo de apagado ($t_{d(off)}$).

Tabla II. 11: Tiempos de subida y bajada.

Parámetro	Vishay
Tiempo de encendido ($t_{d(on)}$)	18 ns
Tiempo de rizo (t_r)	58 ns
Carga compuerta drenaje ($t_{d(off)}$)	23 ns
Tiempo de caída (t_f)	70 ns

Se sustituyen los tiempos de subida y bajada en las ecuaciones II. 31 a II.41 con lo que se obtienen las pérdidas asociadas. Se estima que cada interruptor del convertidor matricial disipará 8.23 W.

Tabla II. 12: Tabla de pérdidas.

Parámetro	Valor
Pérdidas por conmutación	1 W
Pérdidas por conducción en el MOSFET	2.4 W
Pérdidas asociadas a la compuerta del MOSFET	0.01 W
Pérdidas asociadas a la salida del MOSFET	0.02 W
Pérdidas por conducción en el diodo en antiparalelo al MOSFET	4.8 W
Pérdidas por conmutación en el diodo en antiparalelo al MOSFET	0.3 W

II.5 Esquema de control PI

Se elige el control PI debido a que es uno de los más ampliamente reportados y usados en la industria por su fácil sintonización, implementación y desempeño. El controlador PI está constituido por dos modos (proporcional-integral). El modo proporcional (P) da una salida en el controlador proporcional al error, en cuyo caso el error es la diferencia entre el valor deseado y la salida de la planta (valor realimentado). El modo integral (I) produce una señal proporcional a la integral del error.

El controlador PI ideal de un proceso SISO expresado en el dominio de la frecuencia por:

$$u(s)=G(s)e(s), \quad (\text{II. 42})$$

$$G(s)=k_p\left(1+\frac{1}{\tau_i s}\right). \quad (\text{II. 43})$$

Donde k_p es la ganancia proporcional y τ_i es la constante de integración. En contraste con los procedimientos de sintonización cuantitativos, donde los valores numéricos para la configuración de ganancias PI del controlador se obtienen a través de la colección de datos y el análisis, un procedimiento de sintonización heurístico sigue reglas generales para obtener resultados aproximados o cualitativos.

En la literatura se pueden encontrar criterios de sintonización para controladores PID basados en las reglas de Ziegler-Nichols [38]. Dada la naturaleza del sistema en estudio, al ser un convertidor CA—CA la salida del sistema ante una entrada de control escalón es naturalmente oscilatoria. Para la sintonización del controlador mostrado en este trabajo se emplea el llamado *segundo método* o regla de sintonización basada en la ganancia crítica.

El método consiste en establecer τ_i en su máximo valor $\left(\frac{1}{\tau_i s}=0\right)$ y usando sólo la ganancia proporcional k_p incrementar su valor hasta que la salida exhiba oscilaciones sostenidas. Por medio de simulaciones (Figura III. 1), se determina que el valor de ganancia con que se logre esto se llama ganancia crítica k_{cr} (0.00364), que corresponde a un periodo crítico P_{cr} .

Tabla II. 13: Parametros del compensador PI.

k_p	τ_i
$0.45k_{cr}$	$\frac{1}{2}P_{cr}$

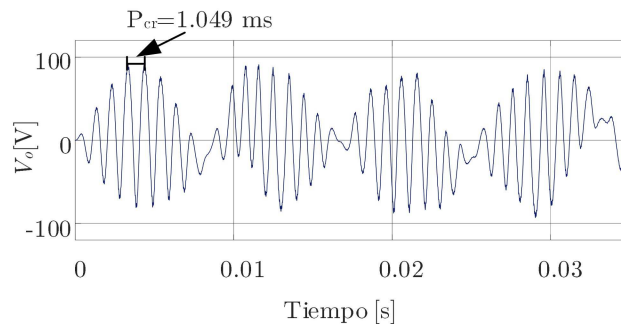


Figura II. 6: Oscilaciones sostenidas del convertidor matricial CA-CA.

Posteriormente, se ajusta $\tau_i = \frac{1}{2} P_{cr}$. De la figura, $P_{cr} = 1.049 \text{ ms}$ y $\tau_i = 0.524 \text{ ms}$.

II.6 Control predictivo DMC

El control predictivo es una estrategia de control moderno adecuada para controlar un proceso del que no se tiene el modelo matemático, a partir del modelo de su respuesta al escalón, siempre que el proceso sea asintóticamente estable.

Existe una amplia gama de esquemas de control predictivo; cada control está definido por los elementos que conforman el modelo de la predicción, la función objetivo y la obtención de la ley de control.

Dentro del control predictivo basado en modelo (MPC *por sus siglas en inglés*) se encuentra el control de predictivo de matriz dinámica (DMC *por sus siglas en inglés*) el que emplea métodos no paramétricos. Este control está basado en modelos de respuesta al escalón o al impulso [39].

Para este trabajo se considera el algoritmo DMC estándar de una entrada y una salida.

El modelo del proceso utilizado para el esquema DMC es el de “respuesta al escalón” del sistema, mientras que la perturbación se considera constante a lo largo del horizonte.

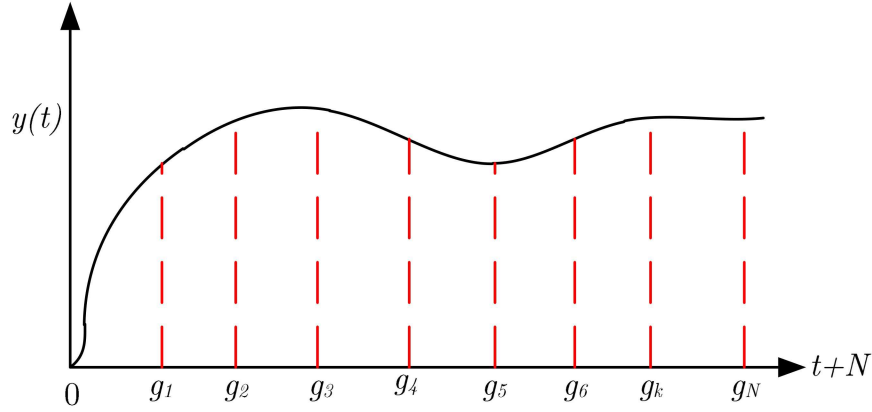


Figura II. 7: Respuesta al escalón.

De la Figura II. 7 se puede observar que la salida del sistema $y(t)$ es igual a la sumatoria de la salida muestreada g_j por los cambios en el control $\Delta u(t-j)$, más las perturbaciones se tiene:

$$y(t) = \sum_{j=1}^{\infty} g_j \Delta u(t-j) + n(t). \quad (\text{II. 44})$$

Por lo tanto, las salidas predichas $y(t+k \mid t)$ a lo largo del horizonte serán:

$$y(t+k \mid t) = \sum_{j=1}^{\infty} g_j \Delta u(t+k-j) + \hat{n}(t+k \mid t), \quad (\text{II. 45})$$

esta última expresión se puede reescribir como:

$$y(t+k \mid t) = \sum_{j=1}^k g_j \Delta u(t+k-j) + \sum_{j=k+1}^{\infty} g_j \Delta u(t+k-j) + \hat{n}(t+k \mid t). \quad (\text{II. 46})$$

En este caso, se considera $n(t) = y_m(t) - y(t)$ y puesto que se asume que la perturbación es constante a lo largo del horizonte de predicción se tiene:

$$\hat{n}(t+k \mid t) = \hat{n}(t \mid t) = y_m(t) - \sum_{j=1}^{\infty} g_j \Delta u(t-j). \quad (\text{II. 47})$$

En consecuencia, se obtiene las predicciones de la salida $y(t+k \mid t)$ en (II. 48), donde $y_m(t)$ es la salida medida del sistema:

$$\begin{aligned}
y(t+k \mid t) &= \sum_{j=1}^k g_j \Delta u(t+k-j) + \sum_{j=k+1}^{\infty} g_j \Delta u(t+k-j) + y_m(t) \\
- \sum_{j=1}^{\infty} g_j \Delta u(t-j) &= \sum_{j=1}^k g_j \Delta u(t+k-j) + y_m(t) - \sum_{j=1}^N (g_{k+j} - g_j) \Delta u(t-j).
\end{aligned} \tag{II. 48}$$

Dado que se asume que el proceso es asintóticamente estable, se tiene que g_j es constante para $j > N$, y por lo tanto, se tiene:

$$g_{k+j} - g_j = 0, \quad \forall j > N, \tag{II. 49}$$

y por lo tanto la k -ésima predicción estará dada como:

$$y(t+k \mid t) = \sum_{j=1}^k g_j \Delta u(t+k-j) + f(t+k), \tag{II. 50}$$

donde

$$f(t+k) = y_m(t) + \sum_{j=1}^N (g_{k+j} - g_j) \Delta u(t-j). \tag{II. 51}$$

Tomando en consideración un horizonte de predicción ($k = 0, 1, \dots, p$) y un horizonte de control m , se tiene:

$$\begin{aligned}
y(t+1 \mid t) &= g_1 \Delta u(t) + f(t+1), \\
y(t+2 \mid t) &= g_2 \Delta u(t) + g_1 \Delta u(t+1) + f(t+2), \\
&\vdots \\
y(t+p \mid t) &= \sum_{j=p-m+1}^p g_j \Delta u(t+p-j) + f(t+p).
\end{aligned} \tag{II. 52}$$

Lo anterior se puede expresar en forma vectorial como:

$$\begin{bmatrix} y(t+1 / t) \\ y(t+2 / t) \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ y(t+p / t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 & 0 & \cdots & 0 \\ g_2 & g_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ g_m & g_{m-1} & \cdots & g_1 \\ g_{m+1} & g_m & \cdots & g_2 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ g_p & g_{p-1} & \cdots & g_{p-m+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u(t) \\ \Delta u(t+1) \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \Delta u(t+p-i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f(t+1) \\ f(t+2) \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ f(t+p) \end{bmatrix}, \quad (\text{II. 53})$$

por lo tanto, las predicciones quedarán expresadas como:

$$\hat{y} = Gu + f. \quad (\text{II. 54})$$

II.6.1 Algoritmo de control MPC

El objetivo del control DMC es llevar al proceso tan cerca como sea posible de la trayectoria de referencia en el menor número de iteraciones. Para esto se propone una secuencia de control que minimice la siguiente función objetivo:

$$J = \sum_{j=1}^p [\hat{y}(t+j / t) - w(t+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^m \Delta u(t+j-1), \quad (\text{II. 55})$$

la cual puede expresarse como:

$$J = \|e\|^2 + \|u\|^2, \quad (\text{II. 56})$$

donde

$$e = y - w. \quad (\text{II. 57})$$

Dado que se requiere determinar u tal que J sea mínima, se requiere que la siguiente condición se cumpla:

$$\nabla_u J = 0, \quad (\text{II. 58})$$

se obtiene que:

$$u = (G^T G + \lambda I)^{-1} G^T (w - f). \quad (\text{II. 59})$$

Recordar que, al igual que en todas las estrategias de control predictivo, sólo el primer elemento de u se emplea en la planta.

El programa del control DMC que se implementa se muestra en el Anexo II.

Capítulo III

Resultados

Para validar el trabajo desarrollado en esta investigación, se muestran una serie de simulaciones y pruebas experimentales.

III.1 Resultados de simulación

Las simulaciones se realizan en el software PSIM[®], que provee una solución en simulación para las aplicaciones en el campo de la electrónica de potencia.

III.1.1 Validación general de uno y dos módulos CA-CA en lazo abierto

En la Figura III. 1 se muestra el esquema del circuito con un módulo; se ha omitido el filtro de salida para poder observar el espectro en frecuencia de la señal a la salida. En la Tabla III. 1 se muestran los parámetros de la simulación, es preciso recordar que una de las limitantes de la configuración es la incapacidad de transferir potencia en los cruces por

cero de la tensión de entrada, ya que no existen elementos adecuados para el almacenamiento de energía. La técnica modulación es por corrimiento de fase.

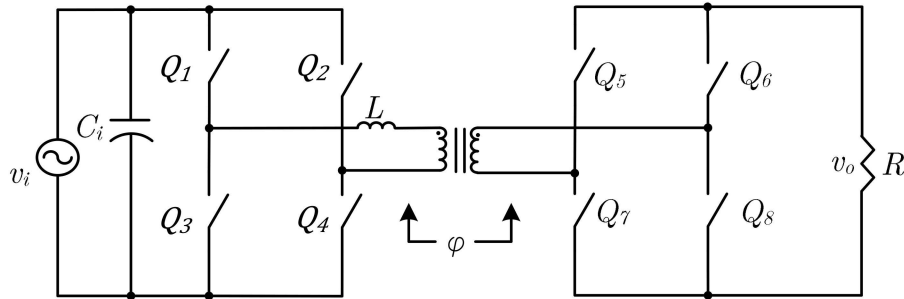


Figura III. 1: Esquema del convertidor, sin filtro de salida.

Tabla III. 1: Parámetros de simulación convertidor, sin filtro de salida.

Parámetro	Variable	Valor
Tensión eficaz de entrada	v_i	127 V
Potencia nominal	P	500 W
Frecuencia de conmutación	f_s	10 kHz
Inductor de dispersión	L	275 μ H
Ángulo de corrimiento de fase	φ	0.6807 rad
Resistencia de carga	R	32.4 Ω

En esta simulación las señales de interés son: la tensión de salida (v_o) y su espectro en frecuencia.

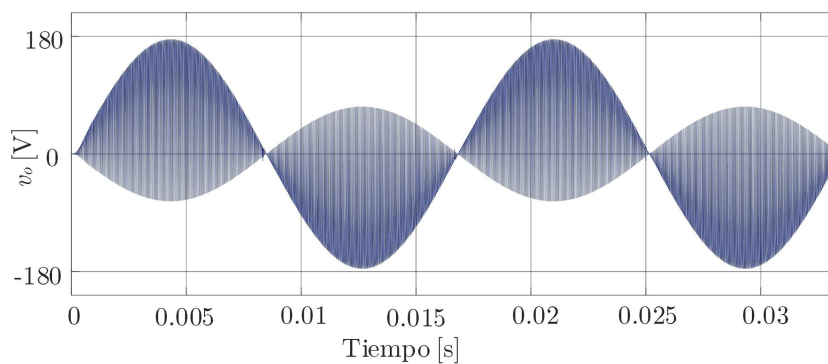


Figura III. 2: Tensión de salida del convertidor matricial sin filtro de salida.

En la Figura III. 2 se presenta la tensión de salida sin filtro; en la Figura III. 3 se muestra a detalle la evolución de la tensión en la proximidad del cruce por cero. En la Figura III. 4 se muestra el espectro en frecuencia de v_o , donde, los armónicos asociados a

la conmutación aparecen en 20 kHz ($2f_s$), lo que favorece el diseño del filtro el cual se traduce en elementos pasivos de menor tamaño.

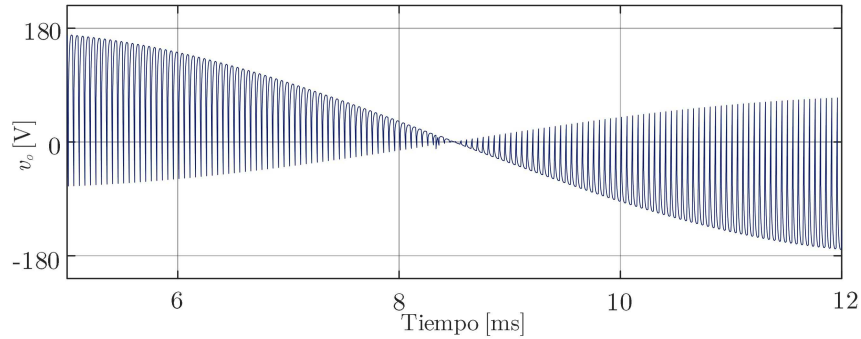


Figura III. 3: Detalle de la tensión de salida v_o en la proximidad del cruce por cero.

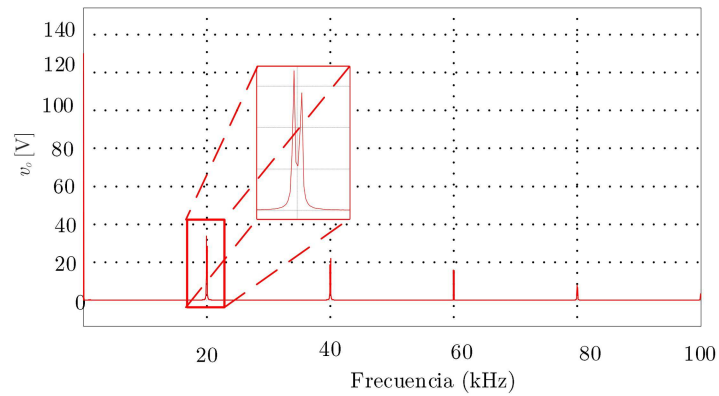


Figura III. 4: Espectro en frecuencia de la tensión de salida v_o .

La siguiente simulación muestra el funcionamiento con filtro de salida, los parámetros de la simulación se muestran en la Tabla III. 2; se presenta la frecuencia de corte del filtro en (III. 1).

Tabla III. 2: Parámetros de simulación convertidor, con filtro de salida.

Parámetro	Valor
Tensión eficaz de salida	127 V
Frecuencia de conmutación	10 kHz
Resistencia de carga	32.4 Ω
Capacitor del filtro	15 μF
Inductor del filtro	1.69 mH
Frecuencia de corte del filtro	999.61 kHz

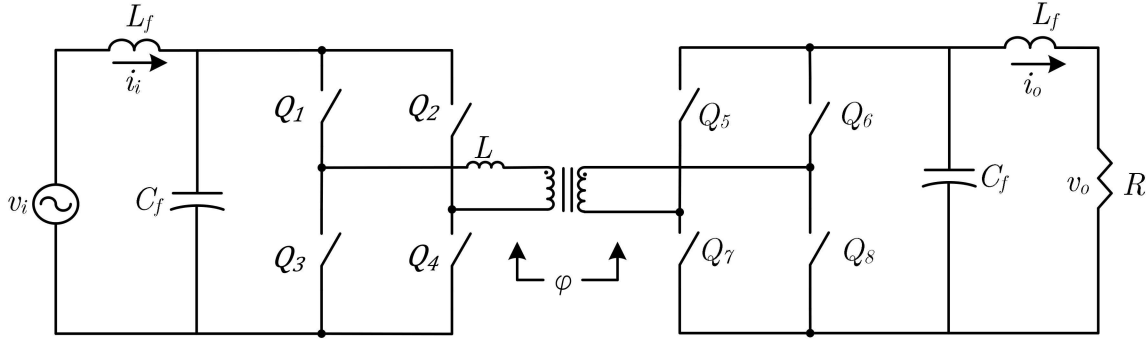


Figura III. 5: Esquema del convertidor matricial monofásico CA-CA, con filtro de salida.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} = 999.61 \text{ Hz} \quad (\text{III. 1})$$

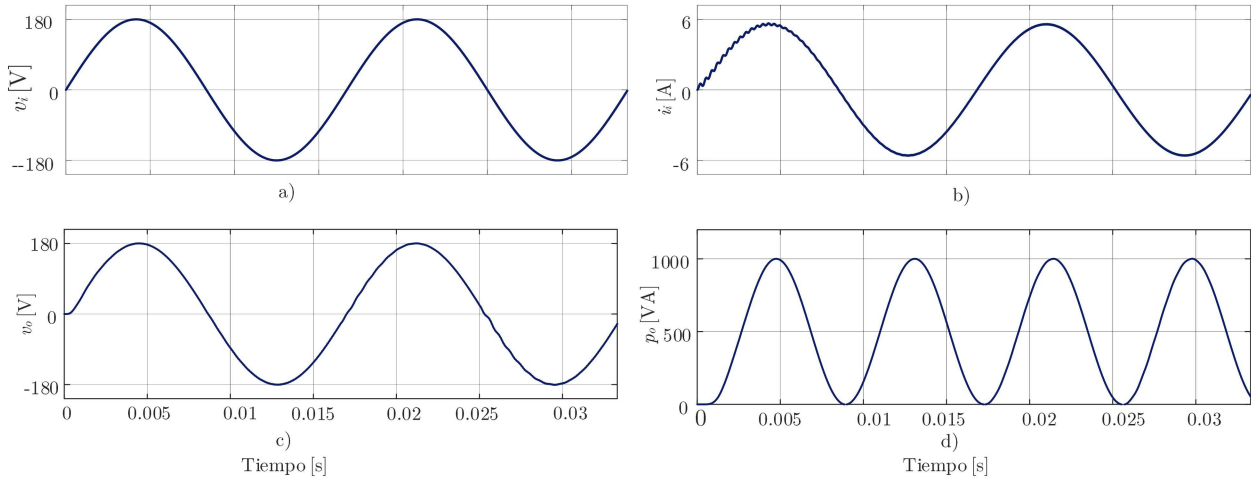


Figura III. 6: a) Tensión de entrada (v_i), b) corriente de entrada (i_i), c) tensión de salida (v_o), d) potencia de salida del convertidor (p), con filtro de salida.

En la Figura III. 6 se presenta la tensión de entrada (v_i); la corriente de entrada (i_i) muestra oscilaciones en el primer cuarto de ciclo debido a la dinámica de la respuesta natural del filtro de entrada. La tensión de salida (v_o) presenta un pequeño retraso ($<5^\circ$) resultado de la fase del filtro de salida. Además, se observa que no presenta armónicos significativos. Finalmente, la potencia de salida (p_o) del convertidor tiene un valor medio de 500 W con factor de potencia unitario e índice de distorsión armónica próximo a cero.

Ahora se presenta la validación de dos módulos en serie. El esquema del circuito que se simula en esta sección se muestra en la Figura III. 7; se puede observar que la conexión en

la entrada es serie. La configuración trabajará simétricamente en potencia y tensión, para asegurar que la tensión y corriente en cada uno de los puentes de entrada y salida sean iguales. De esta forma los esfuerzos en tensión y corriente en todos los dispositivos son iguales. El diseño se simplifica, ya que los puentes se dimensionan igual. La potencia y tensión que maneja el arreglo puede escalarse si se mantiene la condición de igualdad de potencia en cada módulo. Para ello el ángulo de corrimiento de fase que permite la transferencia de potencia en los módulos debe ser el mismo, $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi$.

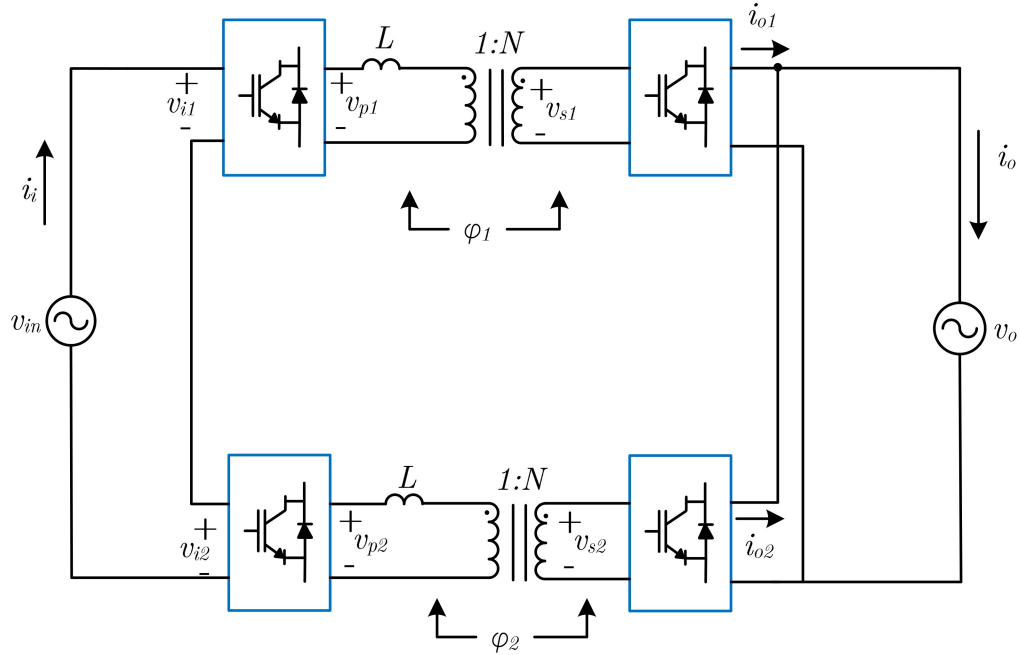


Figura III. 7: Esquema del convertidor matricial monofásico CA-CA con dos módulos, sin filtros.

Los parámetros del circuito se muestran a detalle en la siguiente tabla. Al ser multinivel esta configuración, el contenido armónico disminuye con respecto a la configuración con un solo módulo en conexión. La comparación entre la Figura III. 2 y la Figura III. 8 muestra diferentes formas de onda, y se muestra el espectro en frecuencia, donde se observa que los armónicos aparecen en $4f_s$ como se esperaba. El filtro de salida podría tener una frecuencia de corte más alta, reduciéndose favorablemente el tamaño de los elementos que lo conforman.

Tabla III. 3: Parámetros de simulación del convertidor, sin filtro de salida.

Parámetro	Valor
Tensión eficaz de entrada	254 V
Tensión eficaz de salida	127 V
Potencia nominal	1 kW
Frecuencia de conmutación	10 kHz
Inductor de dispersión	275 μ H
Ángulo de corrimiento de fase	0.6807 rad
Resistencia de carga	16.2 Ω
Número de módulos	2
Relación de transformación	1

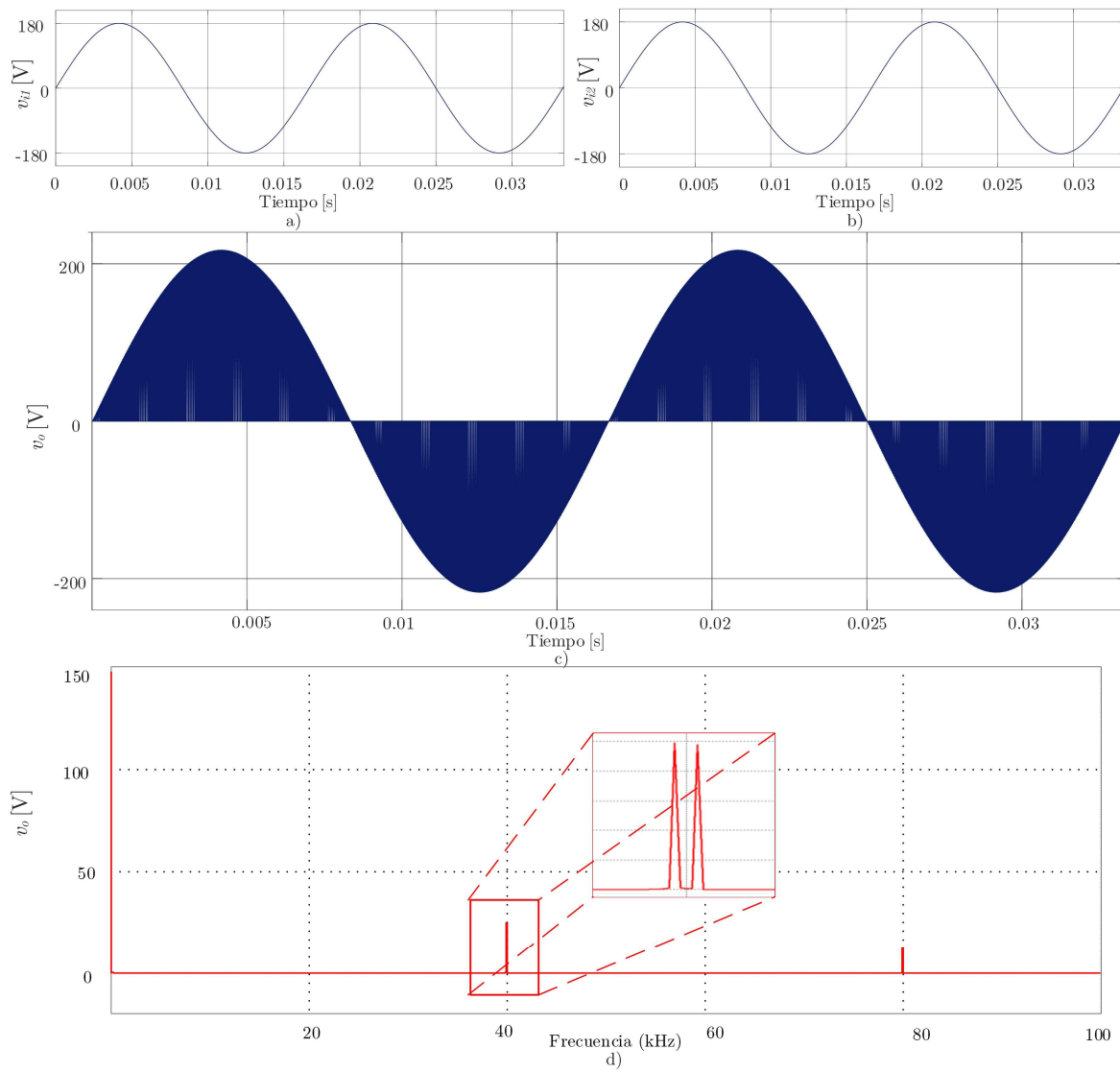


Figura III. 8: a) Tensión de entrada del módulo 1 (v_{i1}), b) tensión de entrada del módulo 2 (v_{i2}), c) tensión de salida del convertidor (v_o), d) Espectro en frecuencia de la tensión de salida.

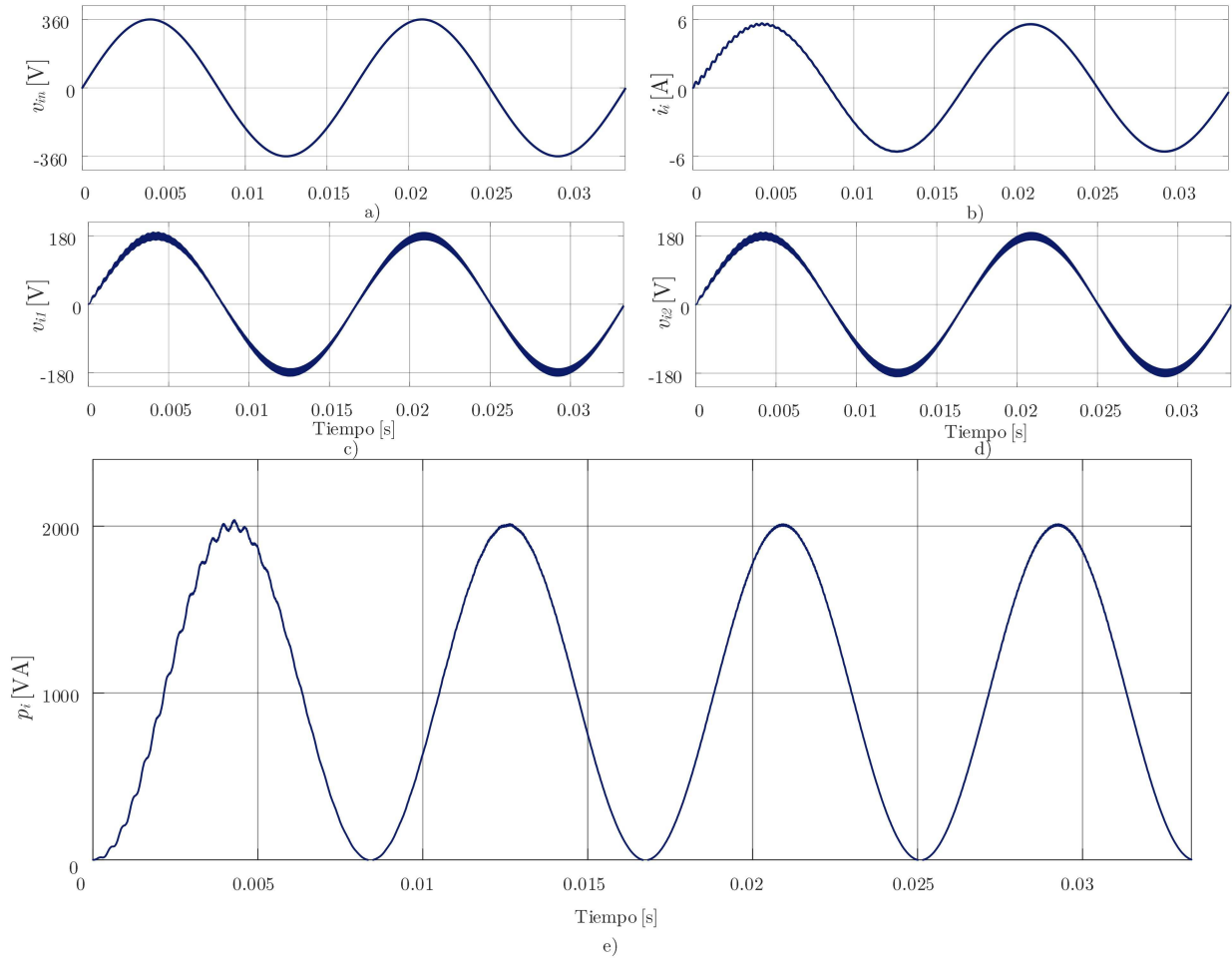


Figura III. 10: a) Tensión de entrada (v_{in}), b) corriente de entrada (i_i), c) tensión de entrada al primer módulo (v_{i1}), d) tensión de entrada al segundo módulo (v_{i2}) y e) potencia de entrada instantánea (p_o).

Se muestran todos los trazos de interés en la Figura III. 10. Se puede observar que la tensión aplicada a la entrada (v_{in}) es de 254 V_{RMS} y que además en cada módulo de la configuración se aplica la misma tensión 127 V_{RMS} (v_{i1} y v_{i2}). En la entrada del convertidor se tiene una potencia media de 1000 W.

En los trazos siguientes (Figura III. 11) se muestran sólo los que pertenecen al módulo 1 (superior), ya que son iguales a los del módulo inferior. Se presentan las tensiones que conmutan en alta frecuencia: tensión del primario (v_{p1}), en el secundario (v_{s1}), tensión en el inductor de dispersión (v_L), corriente que circula en el inductor de dispersión (i_L). Un acercamiento muestra el funcionamiento en estado estable el cual se puede comparar con la Figura I.11, en la que se muestran las formas de onda del DAB CD-CD. En las imágenes mencionadas se presentan la tensión del primario, secundario y la tensión del inductor de dispersión (v_L). Además, el último trazo muestra la corriente que circula por el inductor

dispersión (i_L) escalada 10 veces con el fin de comparar directamente con las formas de onda de las tensiones del primario y secundario.

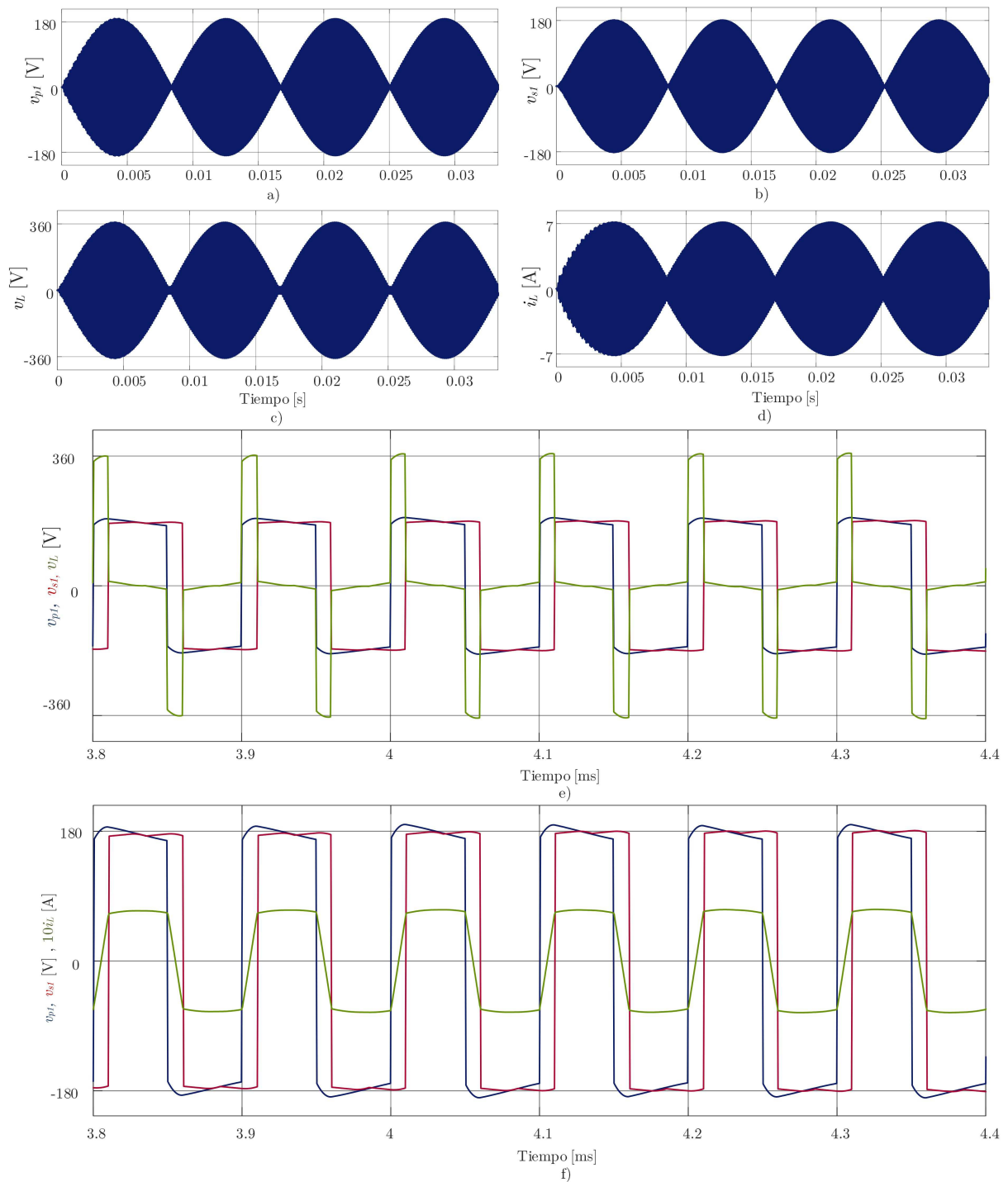


Figura III. 11: a) Tensión del primario (v_{pI}), b) tensión del secundario (v_{sI}), c) tensión en el inductor de dispersión (v_L), d) corriente en el inductor de dispersión (i_L), e) acercamiento en tensión de primario (v_{pI}), secundario (v_{sI}) y del inductor de dispersión (v_L), f) acercamiento tensión de primario (v_{pI}), tensión en el secundario (v_{sI}) y corriente en el inductor multiplicada por 10 ($10i_L$).

La Figura III. 12 presenta las corrientes de los módulos a la salida (i_{o1} e i_{o2}), la tensión de salida (v_o), la corriente de salida (i_o) y la potencia de salida (p_o) que tiene factor de potencia unitario y valor promedio igual a 1 kW. Las corrientes que salen de cada uno de los módulos (i_{o1} e i_{o2}) son conmutadas, al llegar a la conexión paralelo se suman y pasan por el filtro de salida, posteriormente se presenta i_o que muestra una baja distorsión armónica (THD=0.09%).

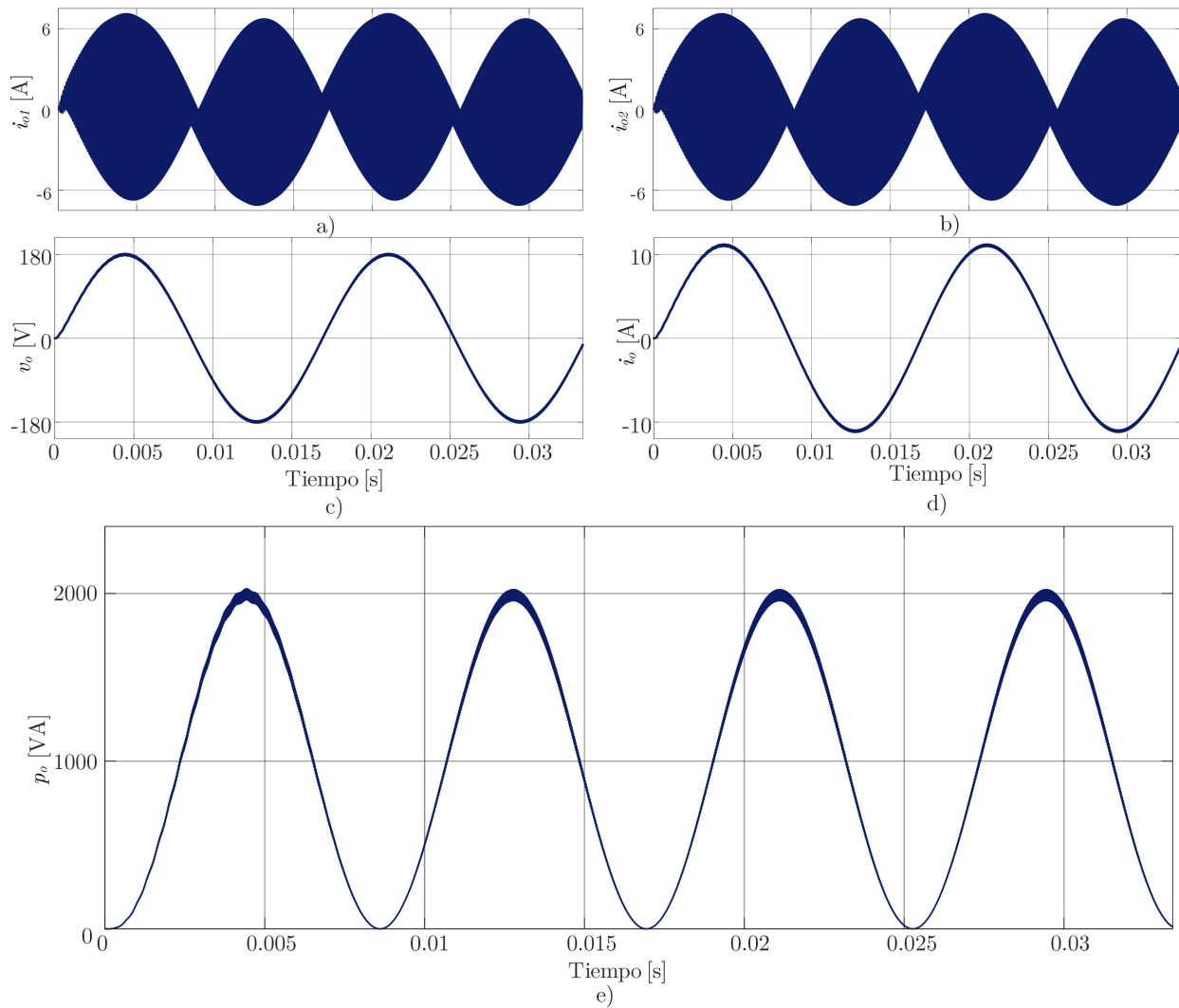


Figura III. 12: a) corriente de salida del módulo 1 (i_{o1}), b) corriente de salida del módulo 2 (i_{o2}), c) Tensión de salida (v_o), d) corriente de salida (i_o), e) potencia de salida (p).

nor proporción debido a que los cambios más importantes se tienen en la tensión de salida, puesto que la tensión de salida se desea regular es necesario implementar el sistema de control adecuado.

El THD en estado estable con una potencia de 500W es del 0.09%.

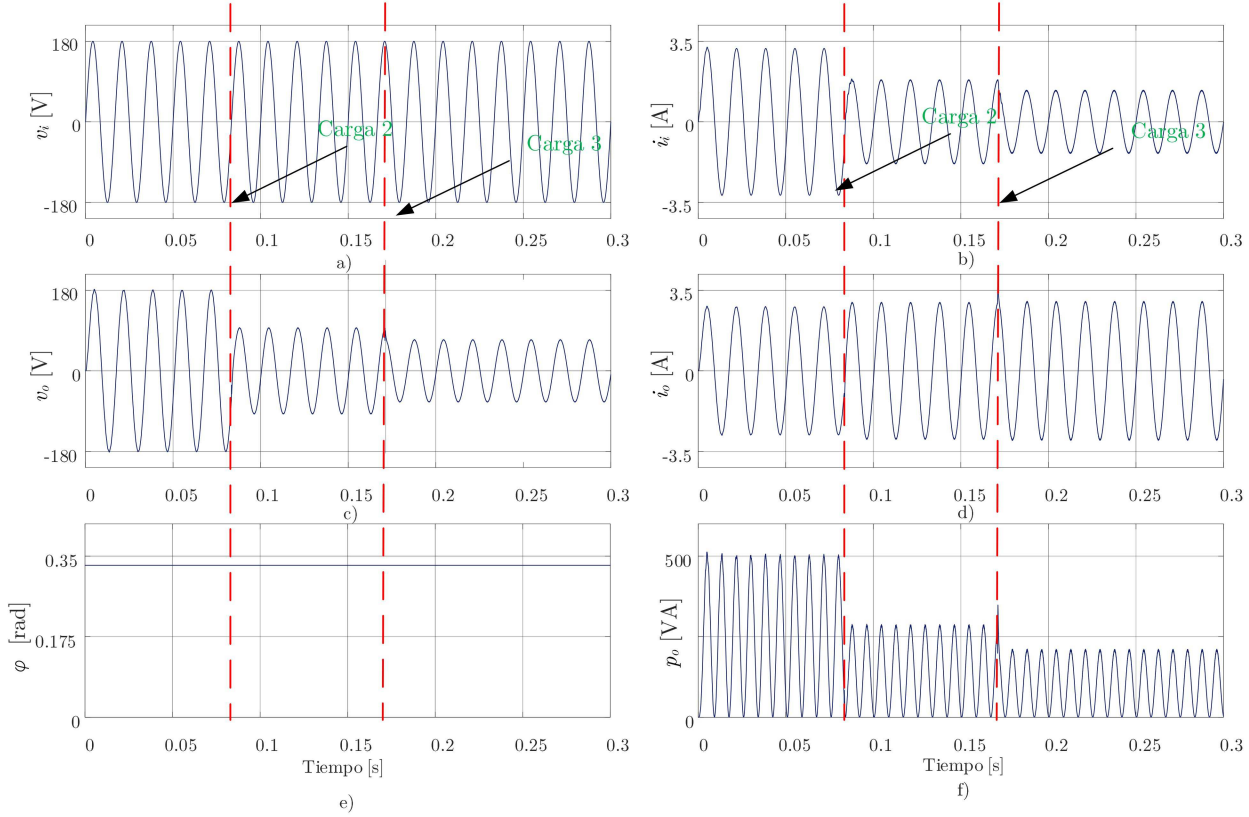


Figura III. 14: Señales del convertidor en lazo abierto con variaciones de carga: a) tensión de entrada (v_i), b) corriente de entrada (i_i), c) tensión de salida (v_o), d) corriente de salida (i_o), e) señal de control (ϕ) y potencia de salida (p_o).

III.1.3 Simulación en lazo cerrado de un módulo con compensador PI

El objetivo de control es mantener la tensión de salida regulada; la variable de control es el ángulo de corrimiento de fase ϕ , la transformación dq monofásica se utiliza para convertir el problema de seguimiento a regulación y el control se realiza sobre la componente d de la tensión de salida.

Para comprobar el funcionamiento del controlador se consideró una simulación (Figura III. 15) con variaciones de carga que se observan en la Tabla III. 5. La simulación se realizó de la siguiente manera: en $t=0$ s con la carga R_1 (250 W); en $t=83.33$ ms se

activa la carga R_2 (500 W) y en $t=170.83$ ms se activa la carga R_3 (700 W). Cabe recordar que el diseño del convertidor se hizo para 500 W promedio de salida cuando $\varphi = \pi/4$, lo cual da la libertad de entregar una mayor potencia en caso de ser necesario; la potencia máxima que puede entregar el convertidor es de 750 W cuando $\varphi = \pi/2$. También se realiza una segunda prueba con perturbaciones en la tensión de entrada; primero un *sag* del 10% en $t=83.33$ ms hasta $t=133.33$ ms, Figura III. 17, y después un *swell* (Figura III. 18) del 10% en $t=83.33$ ms hasta $t=133.33$ ms. La potencia nominal por transferir es de 500 W.

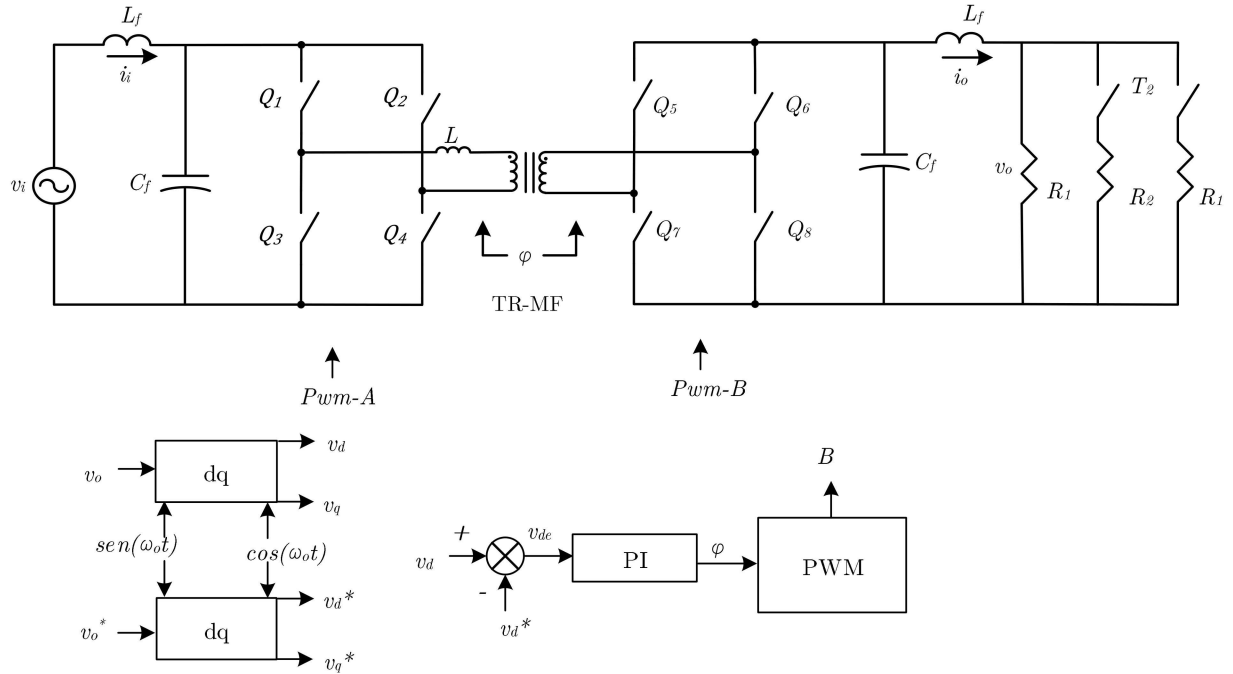


Figura III. 15: Esquema de control PI.

De la Figura III. 16, III. 17 y III. 18 se puede observar que el control puede regular la tensión de salida ante las variaciones de carga con buenos resultados; el tiempo de respuesta del sistema es de medio ciclo (0.0083 s), no presenta sobretiro en los esfuerzos de control, y el error en estado estable es cero. En los escalones de carga el tiempo de estabilización se mantiene en medio ciclo de red además el sistema es robusto ante *sag* y *swell* del 10%.

El THD en estado estable con una potencia de 250 W es de 2.4%, para 500 W es de 0.8% y finalmente para 700 W es de 0.6%.

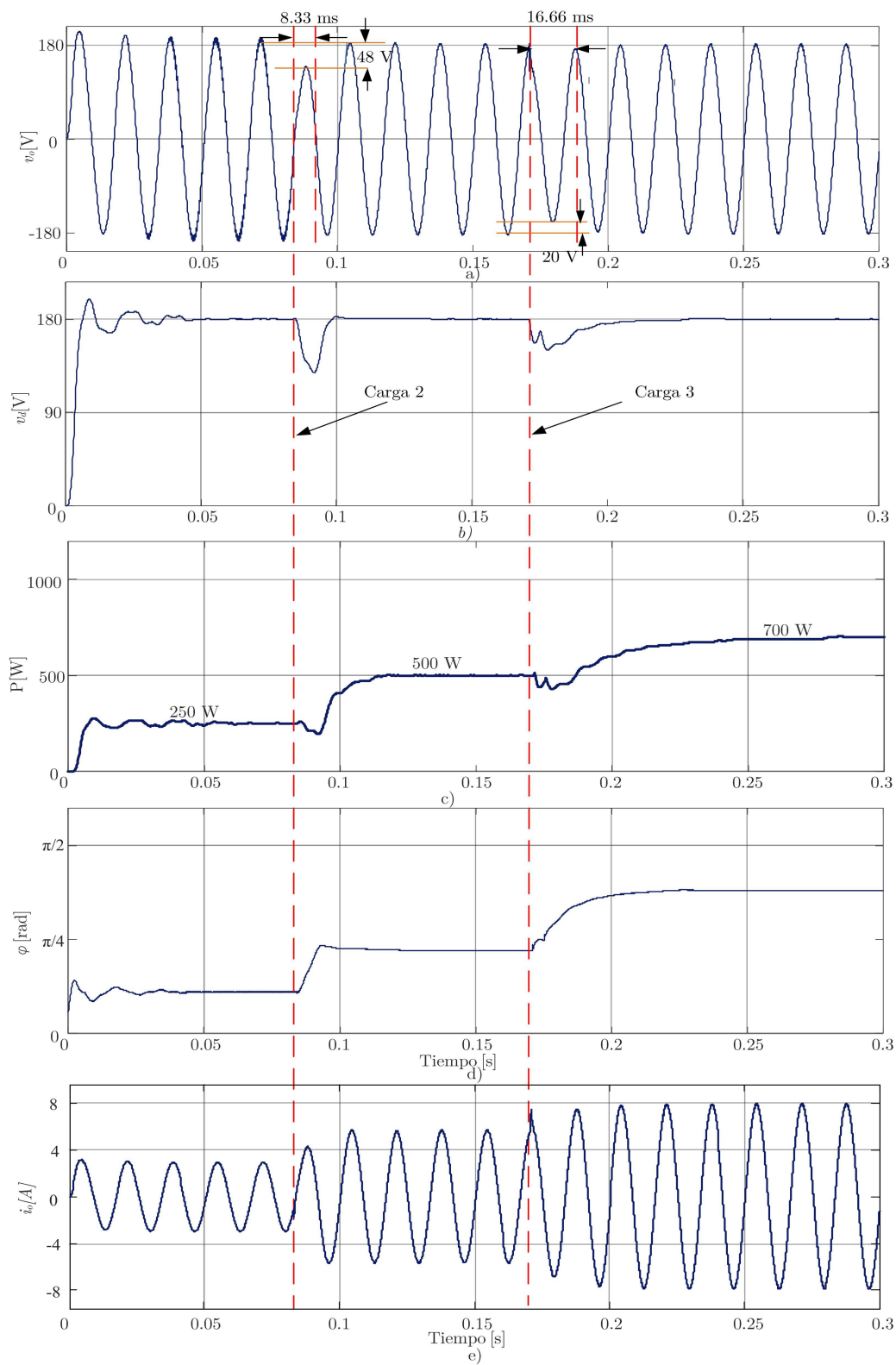


Figura III. 16: Señales con control PI y dos variaciones de carga: a) tensión de salida (v_o), b) componente d de la tensión de salida (v_o), c) potencia media de salida (P), d) señal de control (φ) y e) corriente de salida (i_o).

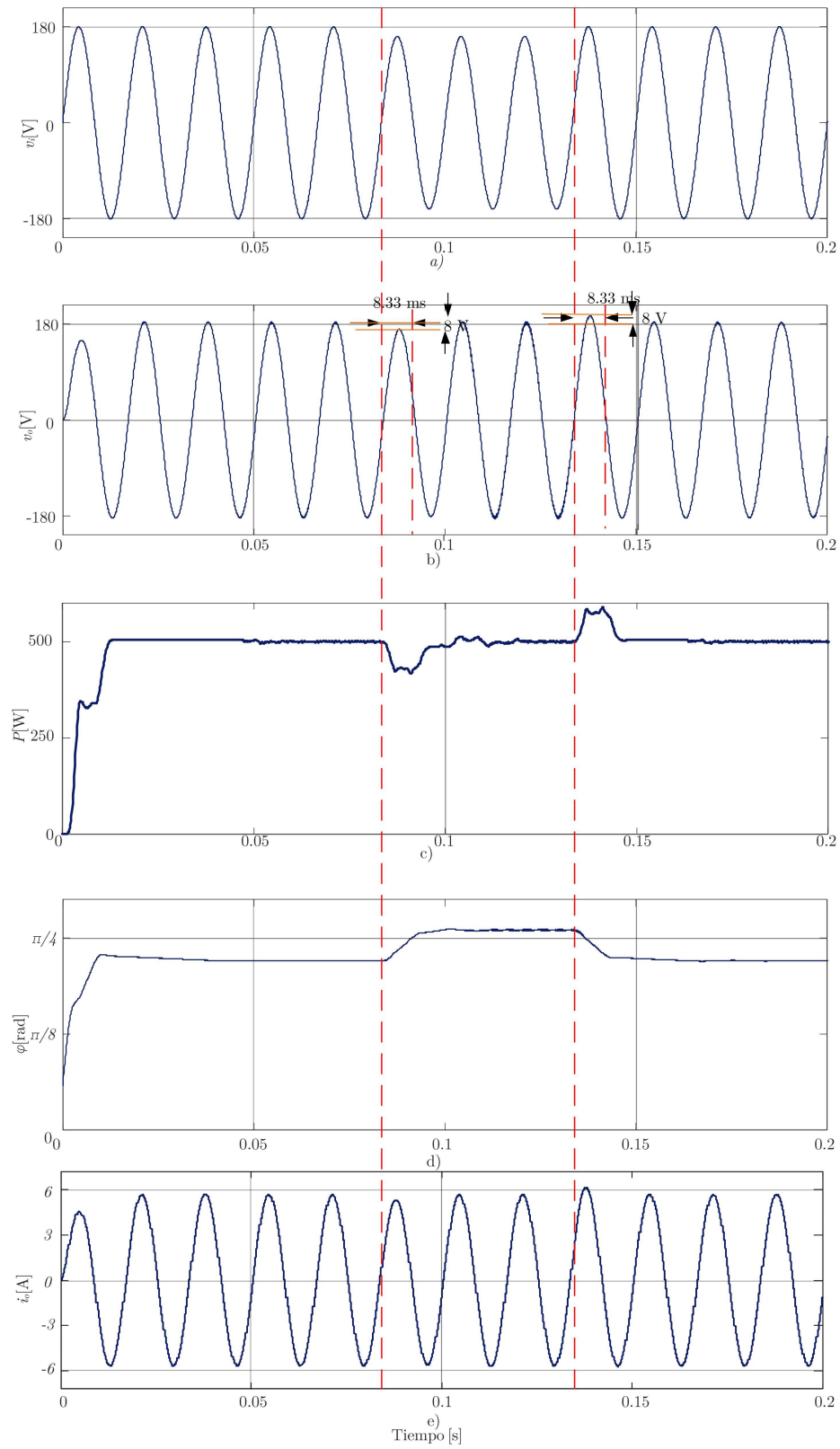


Figura III. 17: Señales del convertidor con variaciones en la tensión de entrada (*sag*): a) tensión de entrada (v_i), b) tensión de salida (v_o), c) potencia de salida (P), d) señal de control (ϕ) y e) corriente de salida (i_o).

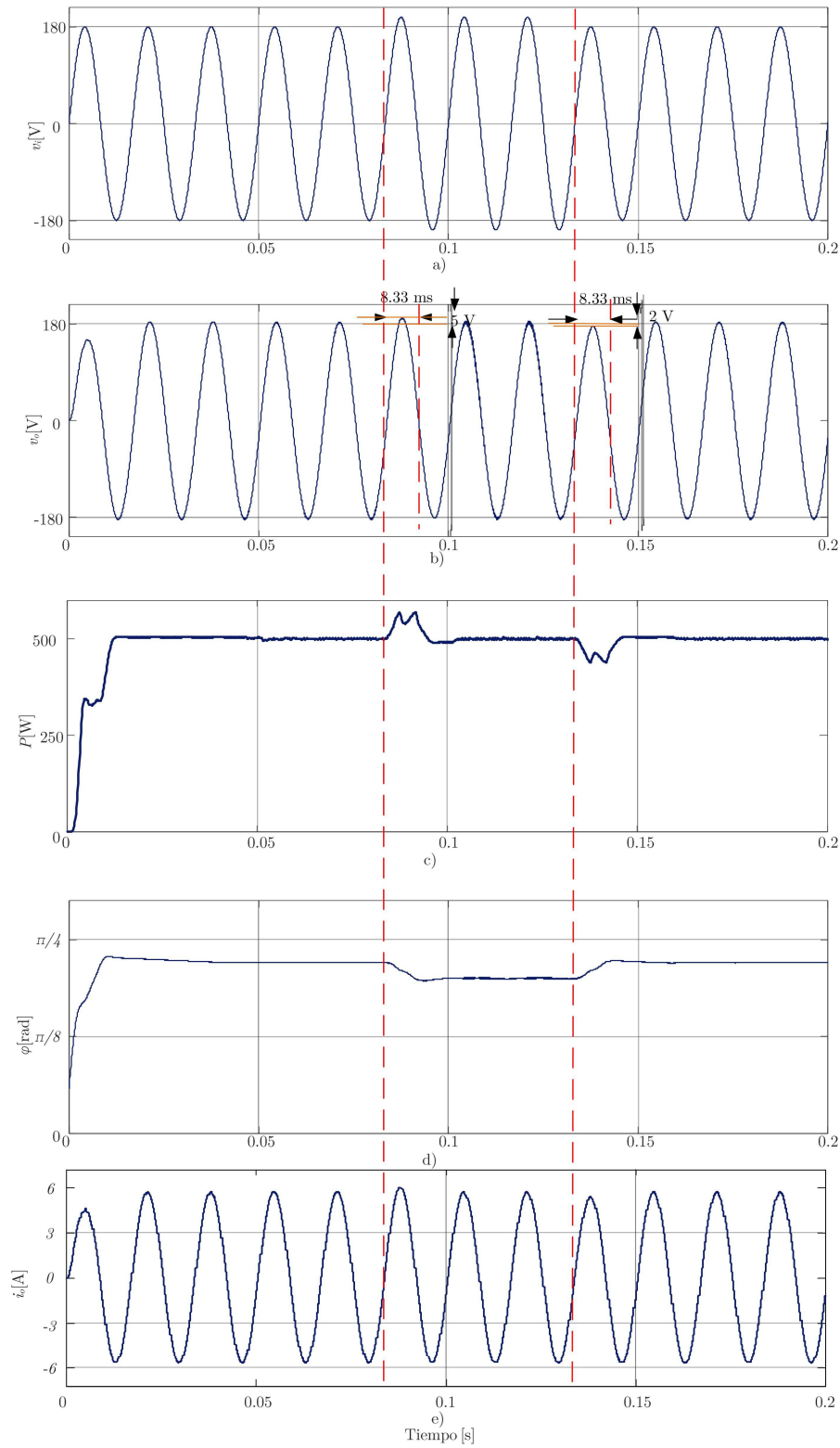


Figura III. 18: Señales del convertidor con variaciones en la tensión de entrada (*swell*): a) tensión de entrada (v_i), b) Tensión de salida (v_o), c) Potencia de salida (P), d) señal de control (φ) y e) corriente de salida (i_o).

III.1.4 Simulación en lazo cerrado de un módulo con control DMC

En la Figura III. 19 se presenta el esquema de control DMC, el algoritmo de control se programa en el lenguaje C (Anexo II) con el que se genera una biblioteca de enlace dinámico (DLL, *por sus siglas en inglés*), que posteriormente se enlaza con el programa de simulación PSIM. Los parámetros de la simulación y del control se muestran en la Tabla III. 6.

Tabla III. 6: Parámetros de simulación convertidor, con control DMC.

Parámetro	Valor
Tensión eficaz de entrada	127 V
Tensión eficaz de salida	127 V
Frecuencia de conmutación	10 kHz
Inductor de dispersión	275 μ H
Resistencia de carga 1	68.4 Ω (250 W)
Resistencia de carga 2	68.4 Ω (500 W)
Resistencia de carga 3	80.842 Ω (700 W)
Horizonte de predicción	5
Horizonte de control	2
Valor de pesos λ	130

Para poder tener una comparación válida se replican las simulaciones realizadas con el esquema de control PI: para comprobar el funcionamiento del controlador se consideró una simulación con variaciones de carga que se observan en la Tabla III. 6 (Figura III. 20). La simulación se realizó de la siguiente manera: inicialmente opera la carga R_1 (250 W); en $t=83.33$ ms se activa la carga R_2 (500 W) y en $t=170.83$ ms se activa la carga R_3 (700 W). Se continúa con dos pruebas más: un *sag* del 10% en $t=83.33$ ms hasta $t=133.33$ ms (Figura III. 21) y de la misma manera un *swell* del 10% en $t=83.33$ ms hasta $t=133.33$ ms (Figura III. 22) entregando una potencia de 500 W.

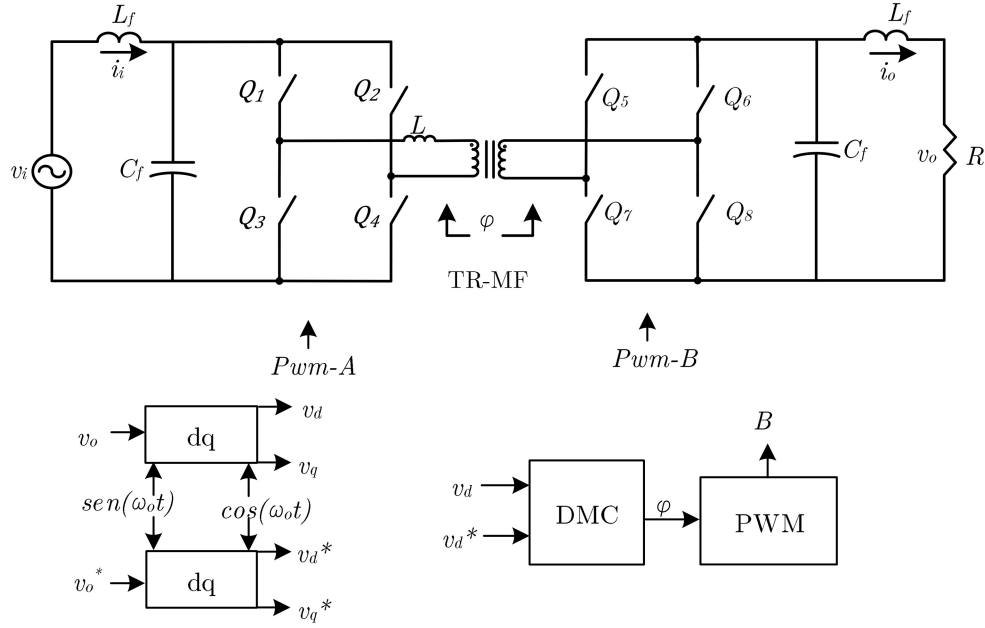


Figura III. 19: Esquema de control DMC.

De la Figura III. 20, III. 21 y III. 22 se puede observar que el control puede regular la tensión de salida ante las variaciones de carga; sin embargo, al inicio se observa un pequeño ruido debido a que el control es discreto y no controla en todos los intervalos de tiempo. Bajo variaciones de carga se obtuvieron buenos resultados el tiempo de respuesta del sistema es de medio ciclo de red, no presenta sobretiro y el error en estado estable es cero, en los escalones de carga el tiempo de estabilización se mantiene en medio ciclo de red, además el sistema es robusto ante *sag* y *swell* del 10%.

El THD en estado estable con una potencia de 250 W es de 0.1%, para 500 W es de 1.9% y finalmente para 700 W es de 0.3%.

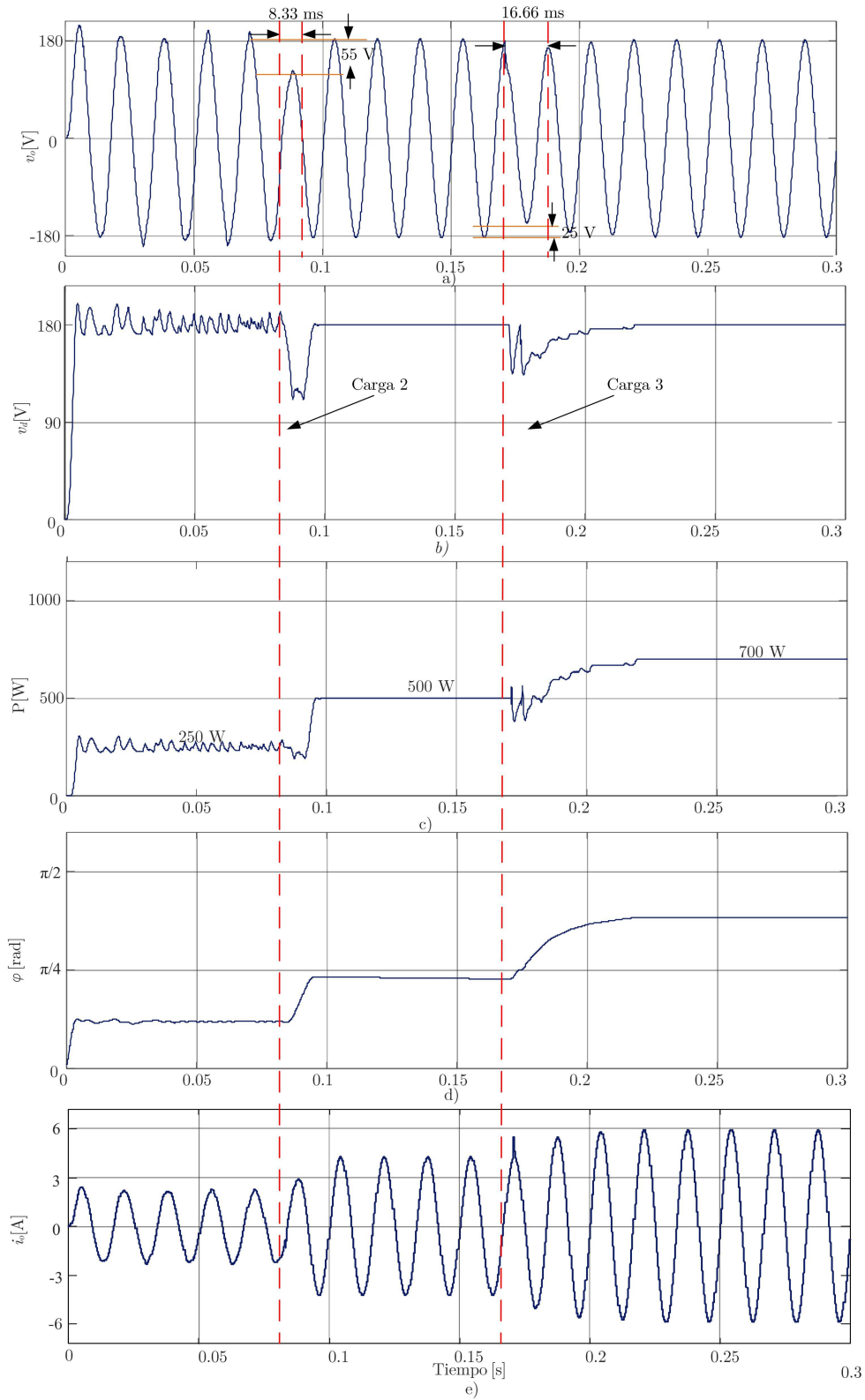


Figura III. 20: Señales con control DMC y dos variaciones de carga: a) tensión de salida (v_o), b) componente d de la tensión de salida (v_o), c) potencia media de salida (P), d) señal de control (φ) y corriente de salida (i_o).

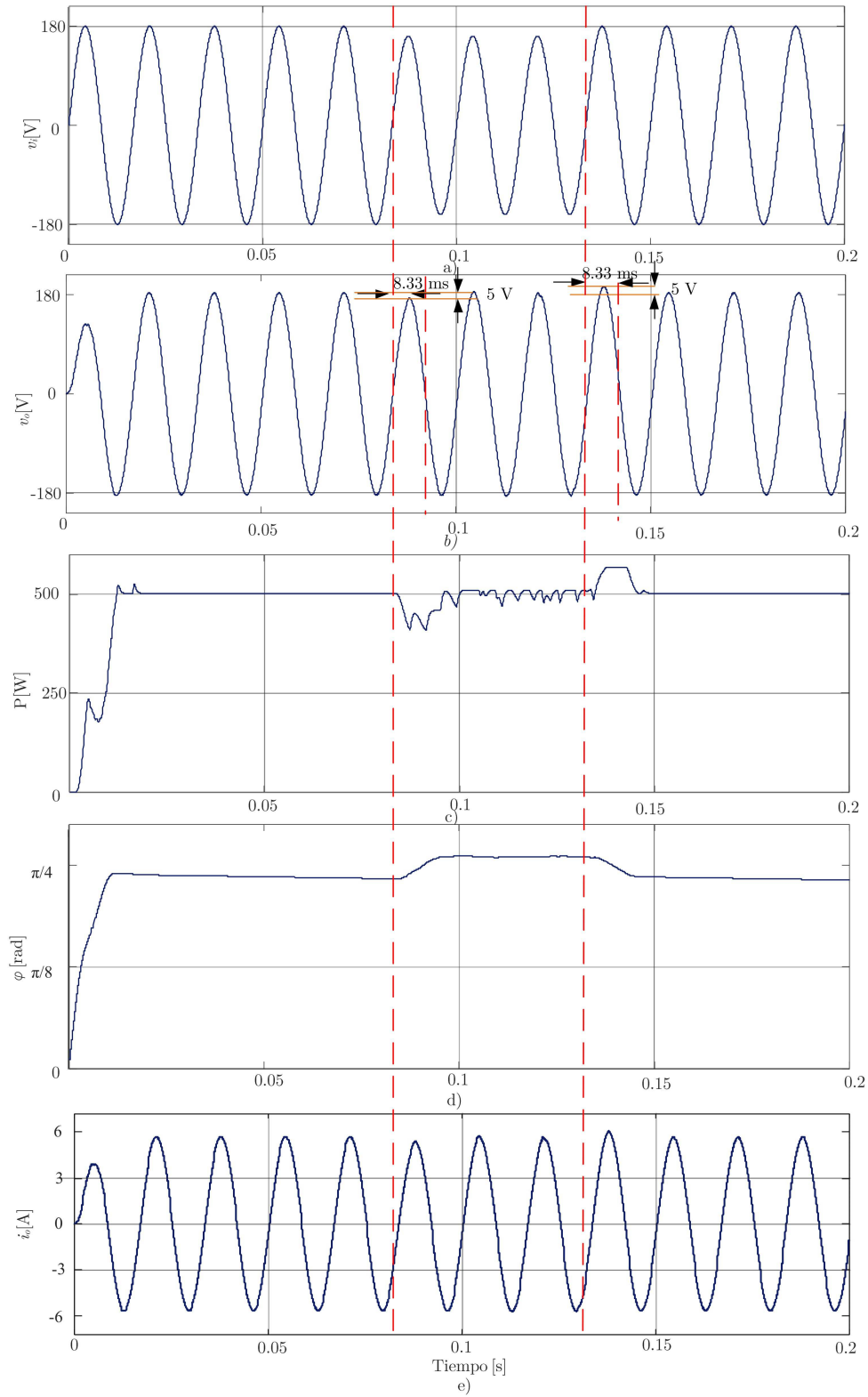


Figura III. 21: Señales del convertidor con control DMC y variaciones en la tensión de entrada (*sag*): a) tensión de entrada (v_i), b) tensión de salida (v_o), c) potencia de salida (P), d) señal de control (φ) y e) corriente de salida (i_o).

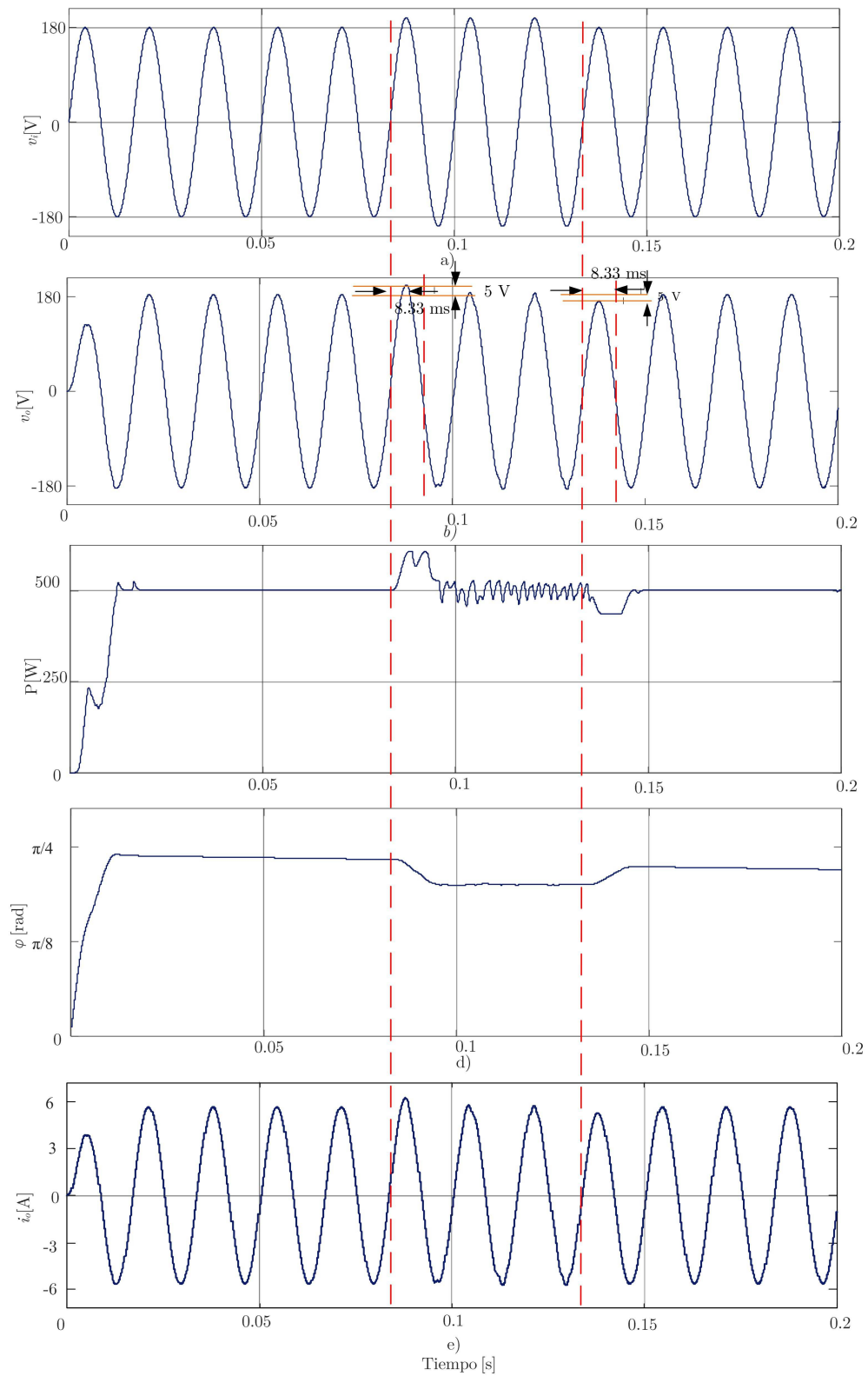


Figura III. 22: Señales del convertidor con control DMC y variaciones en la tensión de entrada (*swell*): a) tensión de entrada (v_i), b) Tensión de salida (v_o), c) Potencia de salida (P), d) señal de control (φ) y e) corriente de salida (i_o).

III.1.5 Resultados experimentales de un módulo CA-CA en lazo abierto

Se realizaron pruebas experimentales en lazo abierto para validar la teoría y simulaciones presentadas en este trabajo. El esquema empleado se muestra en la Figura III. 23, se realizó una prueba inicial a una potencia máxima de 10 W; los parámetros de esta prueba se muestran en la Tabla III. 7. En la implementación se debe tomar en cuenta la caída en tensión total de los interruptores que conducen simultáneamente en conexión serie es de 12 V. Los instrumentos de medición son los siguientes:

- Osciloscopio digital Tektronix® TDS3034B.
- Puntas de tensión diferenciales P5205.
- Amplificador para punta de corriente AM503B (el osciloscopio debe configurarse a 10 mV/división).
- Punta de corriente Tektronix® A6302.

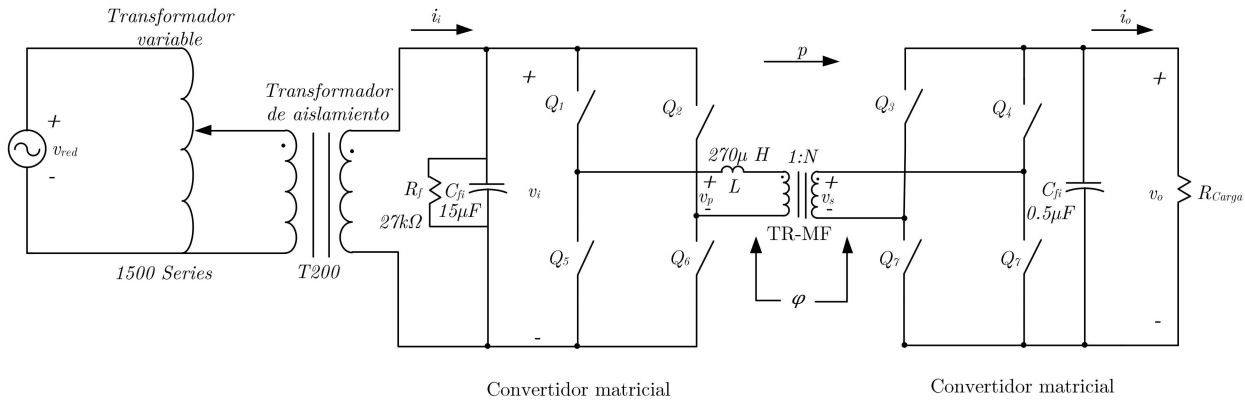


Figura III. 23: Esquema del circuito para pruebas experimentales.

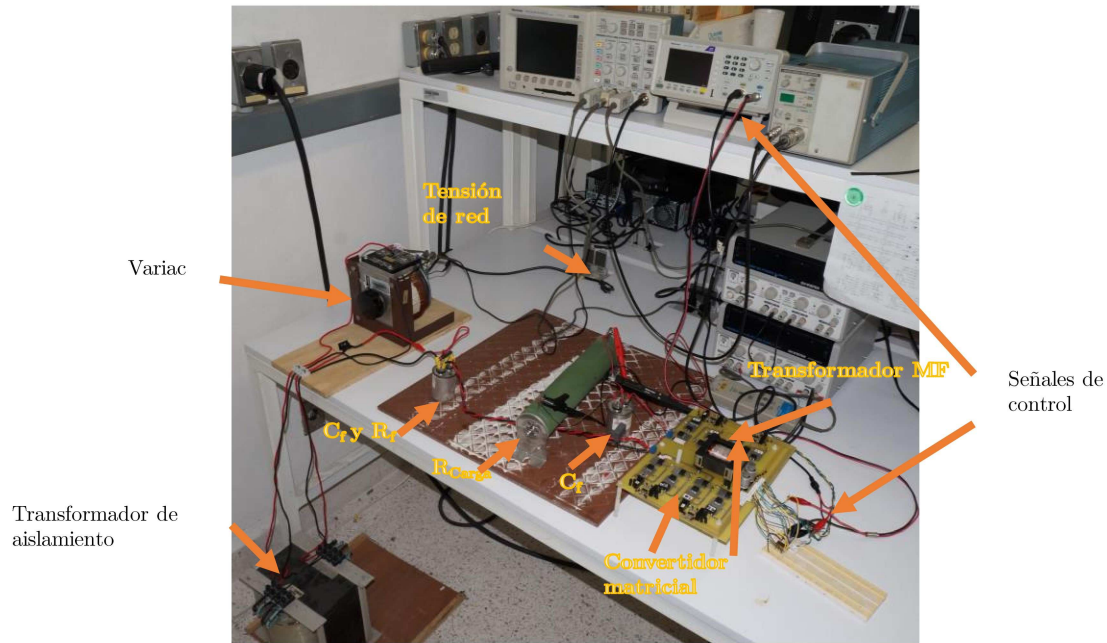


Figura III. 24: Plataforma para pruebas experimentales.

Tabla III. 7: Parámetros de implementación.

Parámetro	Valor
Tensión eficaz de entrada	55 V
Tensión eficaz de salida	49 V
Frecuencia de conmutación	10 kHz
Inductor de dispersión	270 μH
Resistencia de carga	470 Ω
Condensador de salida	0.5 μF

La Figura III. 25 muestra las señales medidas en el circuito de prueba. En esta ilustración se puede apreciar la tensión de entrada (v_i), la tensión de salida (v_o) y la potencia de salida (p_o). Adicionalmente, en esta figura se puede observar que la corriente de salida (i_o) se encuentra en fase con la tensión de salida (v_o), además de la caída de tensión debida a los interruptores. En la Figura III. 26 se presenta la tensión de entrada (v_i) y las señales de tensión conmutada en el primario (v_p) y en el secundario (v_s), así como la corriente en el inductor de dispersión (i_L).

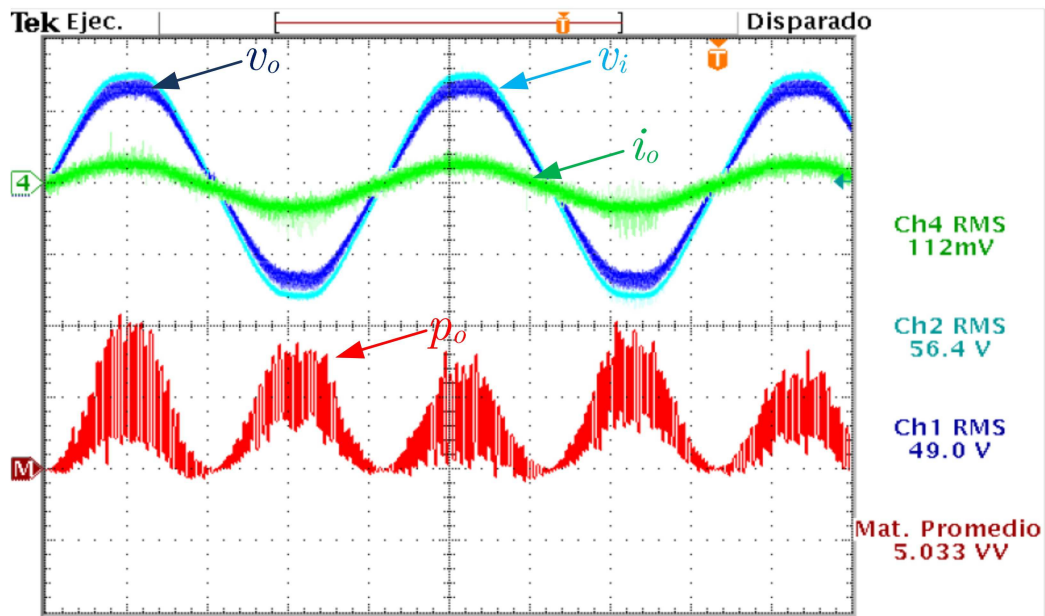


Figura III. 25: Señales medidas en el circuito de prueba: ch1 tensión de salida, (ch2) tensión de entrada, (ch4) (mA) corriente de salida, (ch mat) potencia de salida.

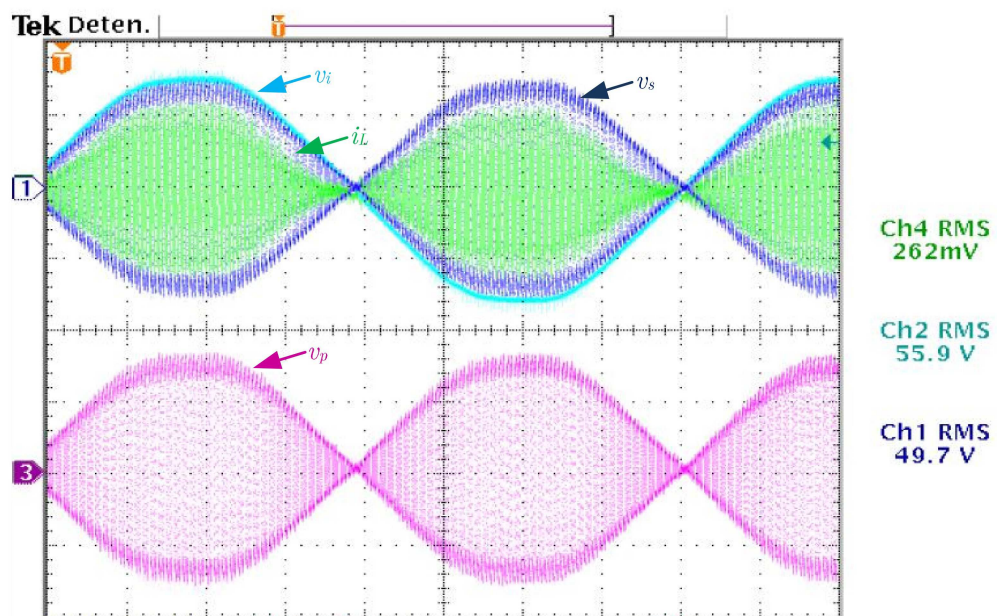


Figura III. 26: ch1 tensión del secundario, (ch2) tensión de entrada, (ch3) tensión en el primario y (ch4) (mA) corriente en el inductor de dispersión.

En una segunda etapa, se incrementó la carga a una potencia máxima de 40 W con los parámetros mostrados en la Tabla III. 8.

Tabla III. 8: Parámetros de implementación a 40 W.

Parámetro	Valor
Tensión eficaz de entrada	123 V
Tensión eficaz de salida	116 V
Frecuencia de conmutación	10 kHz
Inductor de dispersión	270 μ H
Resistencia de carga	800 Ω
Condensador de salida	0.5 μ F

Los resultados se resumen en la Figura III. 27, Figura III. 28; se puede apreciar que el trazo de corriente no está centrado en cero (falta de ajuste). Lo anterior se refleja en una aparente variación de potencia, no obstante, la potencia no tiene esos cambios tal y como se puede ver en la tensión y corriente de salida.

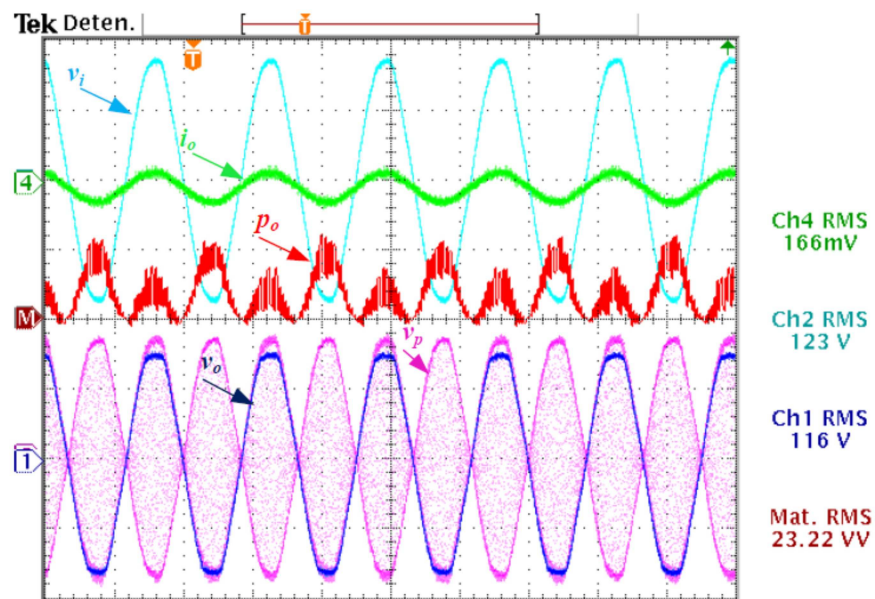


Figura III. 27: ch1 tensión de salida, (ch2) tensión de entrada, (ch3) tensión en el primario y (ch4) (mA) corriente de salida.

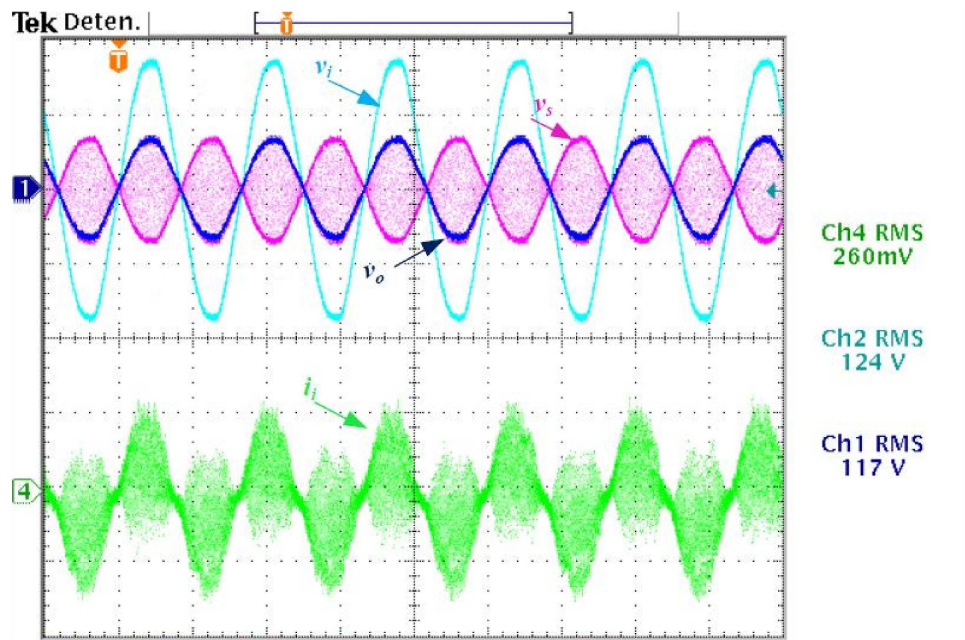


Figura III. 28: ch1 tensión de salida, (ch2) tensión de entrada, (ch3) tensión en el primario y (ch4) (mA) corriente a la entrada del convertidor sin filtro.

Tabla III. 9: Parámetros de desempeño.

Variación de carga (W)	Tiempo de estabilización ΔT (ms)		Variación de tensión ΔT (V)	
	PI	DMC	PI	DMC
250→500	8.33	8.33	48	55
500→700	16.66	16.66	20	25

Conclusiones

En el trabajo se presenta una topología con un número reducido de interruptores para conformar estructuras en TES con aislamiento en media frecuencia, con la limitante de no poder transmitir potencia en los cruces por cero de la tensión de entrada.

A partir de los datos reportados en este trabajo de tesis se pueden concluir los siguientes puntos:

- Los módulos del convertidor deben distribuir de manera equitativa la potencia para evitar que los esfuerzos en los interruptores difieran, lo que se logra al controlar las tensiones que entrega cada módulo.
- El convertidor matricial multinivel puede procesar a la entrada tensión de CD o CA y obtener a la salida tensión de CA.
- No es posible tener una entrada en CA y obtener una salida en CD.
- La conversión CA-CA se restringe a que la tensión de salida sea de igual frecuencia o una frecuencia mayor divisible por la tensión de entrada.
- Con la técnica de modulación por corrimiento de fase es posible controlar el flujo de potencia activa y su dirección, con la restricción de no poder transmitir potencia en los cruces por cero de la tensión de entrada.
- Con los resultados del control: tiempo de respuesta, variación en la tensión de salida y distorsión armónica total; se puede decir que los dos controles tienen un buen desempeño. Sin embargo, el DMC al ser un control discreto muestra oscilaciones debidas a la frecuencia de muestreo.

Para dar continuidad a esta investigación, se proponen las siguientes líneas de desarrollo para trabajo futuro:

- Llevar a cabo pruebas a mayores niveles de potencia.
- Implementar las estrategias de control en una plataforma digital (DSP, FPGA) y validar los modelos matemáticos del convertidor propuesto.

- Examinar estrategias para lograr almacenamiento de energía y transmitir potencia en los cruces por cero de la tensión de entrada.
- Evaluar experimentalmente el convertidor en aplicaciones de Sistemas Fotovoltaicos Interconectados.
- Consideración una conexión modular en cascada, explorar algoritmos de diagnóstico de fallas.

Publicaciones generadas

La siguiente publicación se generó a partir de los resultados de investigación:

- R. de la Torre, V. Cárdenas, C. Méndez, M. Barrios, “Convertidor Matricial Multinivel con Aislamiento en Media Frecuencia para Aplicación en TES y Sistemas Fotovoltaicos”, 2017 Congreso Nacional de Control Automático (CNCA 2017), Nuevo León, México, Octubre 2017.

Anexo I

Modelo del convertidor DAB CA-CA

Para el desarrollo del modelo matemático se asume que la corriente de magnetización del transformador es insignificante, la caída de tensión a través de los interruptores puede despreciarse, los transitorios de conmutación son despreciables, y se asume que las tensiones v_i y v_o son sinusoidales de baja frecuencia y que coinciden sus cruces por cero (en fase):

$$v_i = v_{pi} \sin(\omega_i t) \quad (\text{A. I. 1})$$

$$v_o = v_{po} \sin(\omega_o t) \quad (\text{A. I. 2})$$

La frecuencia de conmutación es mucho mayor que las frecuencias de las tensiones de entrada y salida, haciendo factible aplicar un análisis en estado cuasi-estable [40]. En configuración multinivel se tiene como restricción que los módulos entreguen niveles de potencia iguales, con el fin de mantener iguales las tensiones de entrada y las corrientes de salida de cada uno de los módulos.

Para este análisis se utiliza el circuito simplificado que se muestra a continuación, con carga resistiva.

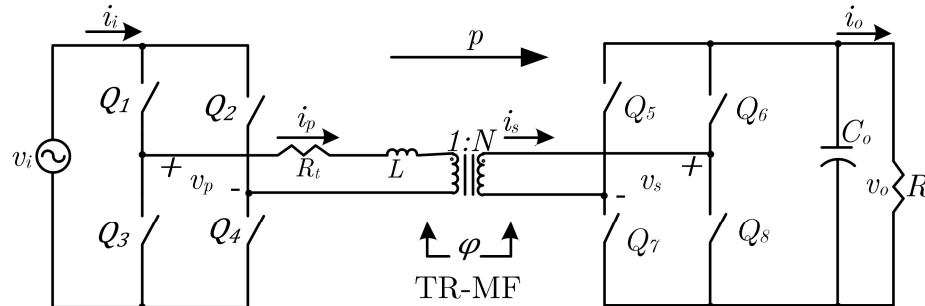


Figura A. I. 1: Circuito simplificado del convertidor DAB.

La capacitancia de la entrada es usualmente grande. Por lo tanto, la dinámica del condensador de entrada no se considera para el modelado de alta frecuencia. El flujo de potencia puede ser bidireccional por lo que la polaridad de las corrientes puede ser en ambas direcciones. La relación entre la tensión del primario y la tensión del secundario está dada por $v_p = \frac{v_s}{N}$, la inductancia de dispersión en ambos devanados es referida al primario con una inductancia equivalente L ; la resistencia asociada a los devanados del transformador está representada por la resistencia equivalente R_t (Figura A. I. 1). Al usar la modulación por corrimiento de fase, la tensión en el primario v_p del transformador puede solamente tener dos valores (en cada instante de conmutación):

1. $+v_i$ cuando los transistores Q_1 y Q_2 están encendidos.
2. $-v_i$ cuando los transistores Q_3 y Q_4 están encendidos.

De esta manera,

$$v_p(t) = s_1(t)v_i(t), \quad (\text{A. I. 3})$$

donde la función de conmutación en el puente de entrada $s_1(t)$, anteriormente denominada u , pero para efectos del modelo se cambia la variable por s .

$$s_1(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < \frac{T}{2} \\ -1, & \frac{T}{2} \leq t < T, \end{cases} \quad (\text{A. I. 4})$$

donde $T = \frac{1}{f_s}$. Tomando un razonamiento similar para el puente de salida,

$$v_s(t) = s_2(t)v_o(t), \quad (\text{A. I. 5})$$

y la función moduladora en el puente de salida, $s_2(t)$, es

$$s_2(t) = \begin{cases} 1, & \frac{DT}{2} \leq t < \frac{DT}{2} \\ -1, & 0 \leq t < \frac{DT}{2}, \text{ o } \frac{T}{2} + \frac{DT}{2} \leq t < T. \end{cases} \quad (\text{A. I. 6})$$

Si se seleccionan la corriente del transformador i_p , y la tensión en el condensador de salida v_o , como variables de estado, entonces las ecuaciones de estado del DAB son las siguientes:

$$\frac{di_t(t)}{dt} = -\frac{R_t}{L_t} i_t(t) + \frac{s_1(t)}{L_t} v_i(t) - \frac{s_2(t)}{L_t} v_o(t), \quad (\text{A. I. 7})$$

y

$$\frac{dv_o(t)}{dt} = -\frac{1}{RC_o} v_o(t) + \frac{s_2(t)}{C_o} i_t(t). \quad (\text{A. I. } 8)$$

Las ecuaciones (A. I. 7) y (A. I. 8) son variantes en el tiempo y además no lineales. Algunas técnicas de control se basan en la respuesta del sistema no requieren de un modelo matemático como es el caso del control DMC (*control de matriz dinámica, por sus siglas en inglés*) basado en la respuesta del sistema.

Anexo II

Programa DMC

```
//include "dll.h"
#include <windows.h>
#include <math.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
//definicion de constantes
#define pasos 277 //es el número de pasos, equivale a una muestra de 60 veces en un ciclo de red en un Tm=1E-6
#define N 60 //Número de muestras de la respuesta natural
#define Hp 5 //Horizonte de predicción
#define Hm 2 //Horizonte de control
DLLIMPORT void simuser (double t,double delt,double *in,double *out)
{
//Longitud de los vectores a utilizar
int LonDU=N;
int LonW=Hp;
int LonU=Hm;
int LonY=Hm;

//Variables que se deben poner en cero cada vez que entra el bloque de control.
double Elem_Sum=0.0;
double Elem_Mul=0.0;
double Uactual=0.0;
double DeUactual=0.0;

//Vectores de datos
```

```
static double Vc_wf[Hp];    //Vector que se genera al restar W y F.
static double Gsis[N+Hp+Hm];    //Vector que guarda la respuesta natural del sistema.
static double K_tilde[Hp]; //Vector que guarda los parámetros del controlador.
```

```
//Vectores de datos persistentes
```

```
static double Vc_DU[N]; //Vector de "DELTA-U" el cual tiene una longitud de "N+1".
static double Vc_W[Hp]; //Vector de "W" señal de referencia, con longitud "Lonw+1".
static double Vc_U[Hm]; //Vector de "U" de control, con longitud "LonW+1".
static double Vc_Y[Hm]; //Vector de "Y" salidas medidas, con longitud "LonY+1".
```

```
//Variables bandera
```

```
static double Reset;
```

```
Reset=in[0];
```

```
//Muestreo a baja velocidad
```

```
static int cuenta=0; //poner cuenta en cero para que entre la primera vez
```

```
static double val_muestra=0.0;
```

```
//Apuntadores para las diferentes operaciones
```

```
int i;
```

```
int j;
```

```
// cuenta para el muestreo de la señal
```

```
if(cuenta==0)
```

```
{
```

```
    // *Inicializacion de vectores
```

```
    if(Reset==1)
```

```
    {
```

```
        for(i=0;i<=LonDU;i++)
```

```
        {
```

```
            Vc_DU[i]=0.0; //Inicializa el vector delta-U en ceros
```

```
        }
```

```
        for(i=0;i<=LonW;i++)
```

```
        {
```

```
            Vc_W[i]=0.0; //Inicializa el vector de W referencia en ceros
```

```
        }
```

```
        for(i=0;i<=LonU;i++)
```

```

        {
            Vc_U[i]=0.0; //Inicializa el vector de W referencia en ceros
        }
        for(i=0; i>=LonY; i++)
        {
            Vc_Y[i]=0.0; //Inicializa el vector de salidas en cero
        }
        for(i=0; i<=Hp; i++)
        {
            Vc_wf[i]=0.0; //Inicializa el vector de wf salidas en ceros
        }

    } //Termina el IF del estado inicial
    Vc_W[0]=in[1]; //Valor de referencia medido
    Vc_Y[0]=in[2]; //Valor de salida medido
    //se considera que los valores de referencia futura son iguales a los actuales
    for(i=1; i<=LonW; i++)
    {
        Vc_W[i]=Vc_W[0];
    }
    ///Vectores G y vectores K
    Gsis[0]=-4.1555555555555558e-13; Gsis[1]=2.3996000000000003e-04;
    Gsis[2]=2.2431166666666666e-03; Gsis[3]=7.5436111111111112e-03;
    Gsis[4]=1.6948999999999999e-02; Gsis[5]=3.1040888888888892e-02;
    Gsis[6]=5.0283555555555556e-02; Gsis[7]=7.4655555555555558e-02;
    Gsis[8]=1.0378888888888887e-01; Gsis[9]=1.3699166666666668e-01;
    Gsis[10]=1.7425333333333334e-01; Gsis[11]=2.1599222222222222e-01;
    Gsis[12]=2.6125444444444440e-01; Gsis[13]=3.0894611111111114e-01;
    Gsis[14]=3.5804277777777777e-01; Gsis[15]=4.0944666666666668e-01;
    Gsis[16]=4.6252944444444449e-01; Gsis[17]=5.1656500000000005e-01;
    Gsis[18]=5.6897222222222221e-01; Gsis[19]=6.2000555555555559e-01;
    Gsis[20]=6.7115555555555556e-01; Gsis[21]=7.2133888888888897e-01;
    Gsis[22]=7.6902222222222227e-01; Gsis[23]=8.1140555555555549e-01;
    Gsis[24]=8.5124444444444436e-01; Gsis[25]=8.8837222222222223e-01;
    Gsis[26]=9.2260555555555546e-01; Gsis[27]=9.4952777777777775e-01;

```



```
Gsis[28]=9.710666666666663e-01; Gsis[29]=9.8857777777777767e-01;
Gsis[30]=1.0022166666666668e+00; Gsis[31]=1.0109777777777778e+00;
Gsis[32]=1.0125499999999998e+00; Gsis[33]=1.0125388888888889e+00;
Gsis[34]=1.0123888888888888e+00; Gsis[35]=1.0133555555555556e+00;
Gsis[36]=1.0118055555555556e+00; Gsis[37]=1.0091722222222224e+00;
Gsis[38]=1.0074611111111111e+00; Gsis[39]=1.0068999999999999e+00;
Gsis[40]=1.0073944444444445e+00; Gsis[41]=1.0054555555555555e+00;
Gsis[42]=1.0041777777777778e+00; Gsis[43]=1.0036333333333334e+00;
Gsis[44]=1.0039055555555556e+00; Gsis[45]=1.0034833333333333e+00;
Gsis[46]=1.0027222222222223e+00; Gsis[47]=1.0029222222222223e+00;
Gsis[48]=1.0023833333333334e+00; Gsis[49]=1.0024666666666666e+00;
Gsis[50]=1.0019444444444443e+00; Gsis[51]=1.0023055555555556e+00;
Gsis[52]=1.0029777777777777e+00; Gsis[53]=1.0019444444444443e+00;
Gsis[54]=1.0013944444444445e+00; Gsis[55]=1.0016611111111111e+00;
Gsis[56]=1.0033722222222221e+00; Gsis[57]=1.0025222222222223e+00;
Gsis[58]=1.0012888888888889e+00; Gsis[59]=1.0009777777777777e+00;
Gsis[60]=1.0021666666666667e+00; Gsis[61]=1.0038111111111112e+00;
Gsis[62]=1.0020277777777777e+00; Gsis[63]=1.0008388888888891e+00;
Gsis[64]=1.0011777777777777e+00; Gsis[65]=1.0035833333333335e+00;
Gsis[66]=1.0031222222222222e+00;
\\ vector de ganancias K
K_tilde[0]=-4.0027018273697663e-13; K_tilde[1]=2.3113355547783477e-04;
K_tilde[2]=2.1542751463129945e-03; K_tilde[3]=7.2069344977655292e-03;
K_tilde[4]=1.6126475044734082e-02; K_tilde[5]=2.9451796206120488e-02;
//Vector de restas (w-f)
for(i=0;i<=Hp;i++)
{
    for(j=0;j<=N;j++)
    {
        Elem_Sum=Elem_Sum+(Gsis[i+j]-Gsis[j])*Vc_DU[j];
    }
    Vc_wf[i]=Vc_W[i]-(Elem_Sum+Vc_Y[0]);
}
//Valor de Delta U
for(i=0;i<=Hp;i++)
```

```

{
    Elem_Mul=Elem_Mul+K_tilde[i]*Vc_wf[i];
}
DeUactual=Elem_Mul;
Uactual=DeUactual+Vc_U[0];
//Corrimiento de los vectores
for(i=LonY;i>=1;i--)
{
    Vc_Y[i]=Vc_Y[i-1];
}
for(i=LonU;i>=1;i--)
{
    Vc_U[i]=Vc_U[i-1];
}
for(i=LonDU;i>=1;i--)
{
    Vc_DU[i]=Vc_DU[i-1];
}
//Generacion de valores presentes
//Se calcula el valor actual de U apartir de Delta-U
Vc_U[0]=Uactual;
Vc_DU[0]=Vc_U[0]-Vc_U[1];
val_muestra=Uactual;
cuenta=pasos-1;
}
else
{
    cuenta=cuenta-1;
}
out[0]=val_muestra;
}
BOOL WINAPI DllMain(HINSTANCE hinstDLL,DWORD fdwReason,LPVOID
lpvReserved)
{
    switch(fdwReason)

```

```
{
    case DLL_PROCESS_ATTACH:
    {
        break;
    }
    case DLL_PROCESS_DETACH:
    {
        break;
    }
    case DLL_THREAD_ATTACH:
    {
        break;
    }
    case DLL_THREAD_DETACH:
    {
        break;
    }
}

/* Return TRUE on success, FALSE on failure */
return TRUE;
}
```

Anexo III

Diseño del módulo del convertidor matricial monofásico en tarjeta de circuito impreso

Para validar resultados se realizó un prototipo experimental con el software *Altium®* (Figura A. III. 1). Se propone que el tamaño de la tarjeta impresa tenga como restricción las dimensiones de una hoja tamaño carta ($216\text{ mm} \times 279\text{ mm}$), ya que esto facilita realizar el circuito impreso por serigrafía, además de aumentar la densidad de potencia. El diseño es a dos caras.

La distribución de los componentes se hace de forma que los puentes completos queden en acomodo espejo, con los impulsores a los extremos de la tarjeta y al centro del impreso el transformador de media frecuencia como se muestra en la Figura A. III. 2. El arreglo interruptor-puente de diodos se distribuye con: un par de diodos en la cara superior y el otro par en la cara inferior.

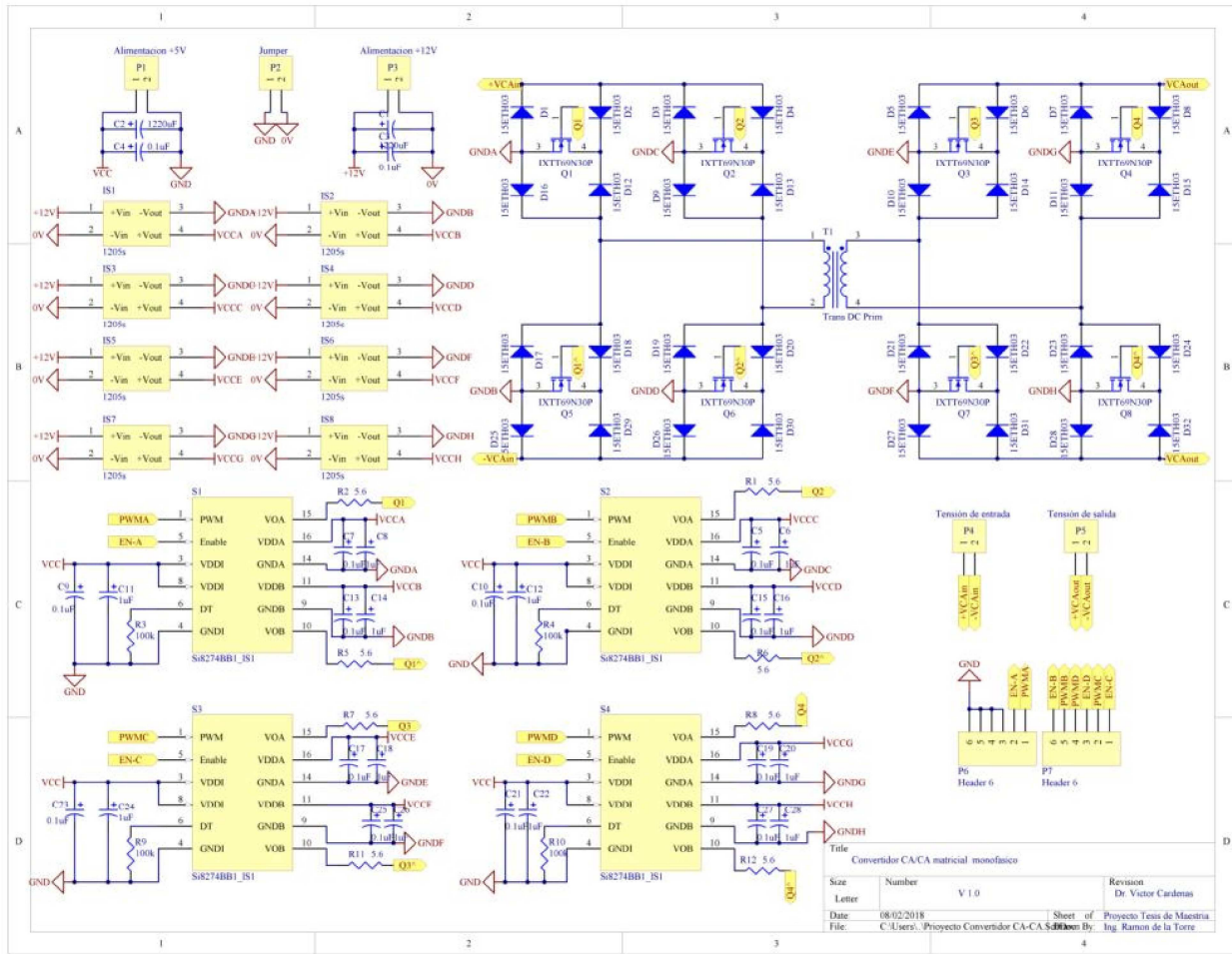


Figura A. III. 1. Esquemático del convertidor matricial multinivel CA-CA.

Otro punto importante en el diseño es la distancia entre la salida de los impulsores y la compuerta de los MOSFET; ya que cada impulsor enciende un par de MOSFET, que la distancia sea simétrica para que en lo posible las reactancias sean iguales.

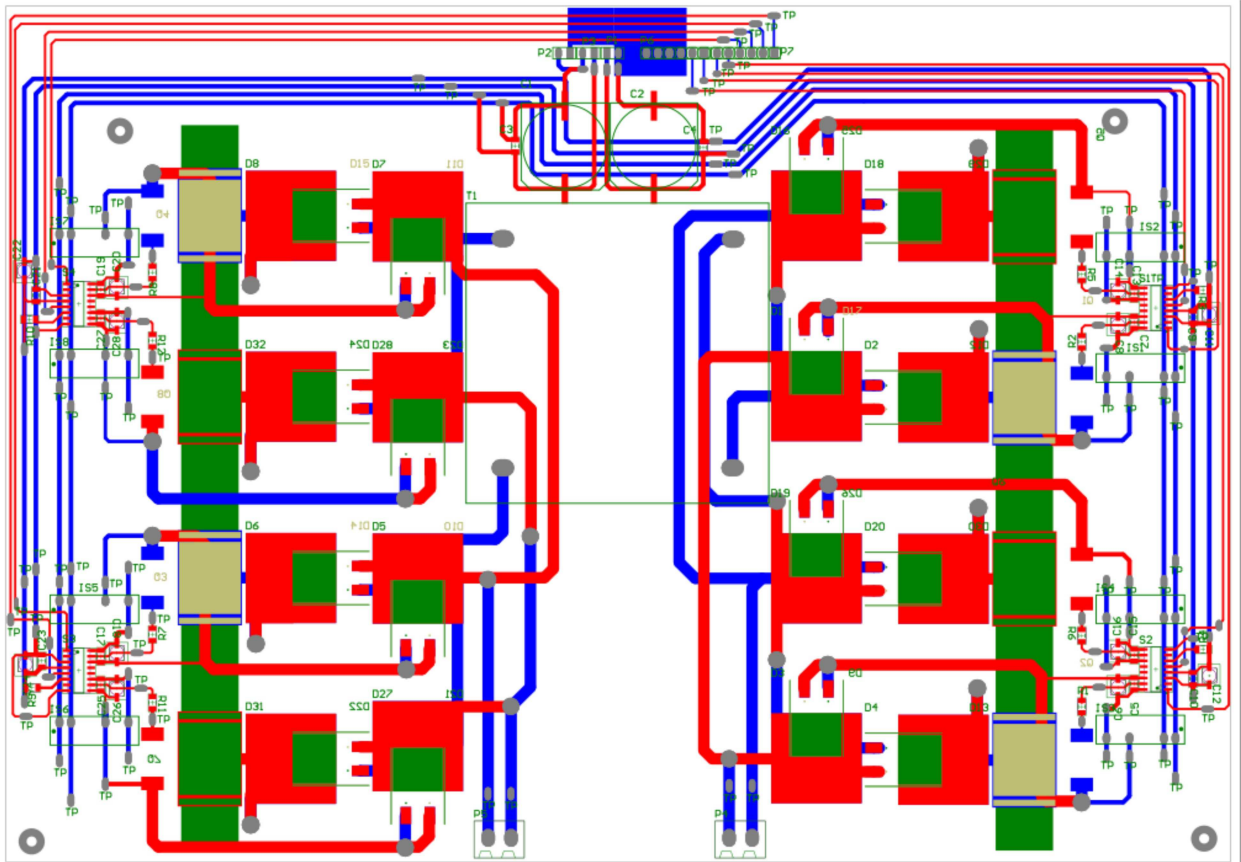


Figura A. III. 2. Esquema PCB del convertidor matricial multinivel CA-CA.

Las pistas externas son para las señales de disparo y alimentación de los impulsores (5 V y 12 V). Por las pistas centrales de la tarjeta se encuentran las tensiones y corrientes de potencia del convertidor.

En la Figura A. III. 3 se muestra el convertidor construido, se divide en las diferentes secciones: impulsores, puentes completos, transformador e inductor, entradas digitales, entrada y salida de tensiones y corrientes de CA.

El impulsor empleado es el SI827BB1-IS1 que es un controlador de dos compuertas que cuenta con una corriente de salida de 4 A, además de proporcionar aislamiento (2.5 kV) entre las señales del lado de control.

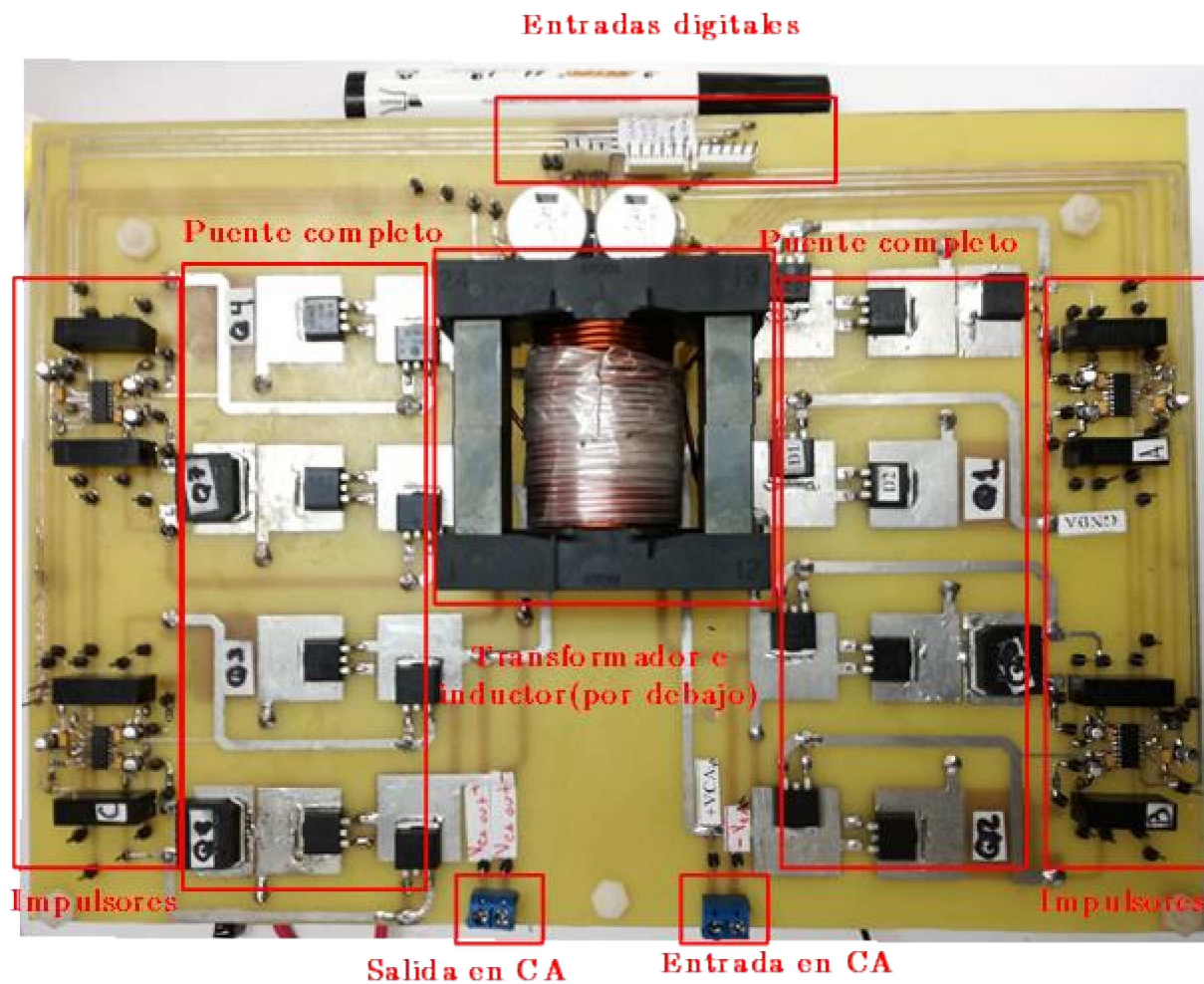


Figura A. III. 3. PCB del convertidor matricial monofásico.

Referencias

- [1] M. A. F. Barrios, “Desarrollo de un Convertidor CD / CA / CA con Aislamiento en Media Frecuencia para Conexión de Sistemas Fotovoltaicos en Media Tensión,” *Tesis Maest. Univ. Autónoma San luis Potosí*, 2017.
- [2] P. Rana, “Wireless Communication Application in Smart Grid: An Overview,” *Int. Conf. Innov. Appl. Comput. Intell. Power*, pp. 310–314, 2014.
- [3] M. D. Manjrekar, R. Kieferndorf, and G. Venkataramanan, “Power electronic transformers for utility applications,” *Conf. Rec. - IAS Annu. Meet. (IEEE Ind. Appl. Soc.)*, vol. 4, pp. 2496–2502, 2000.
- [4] P. D. Muhammad H. Rashid, *Power electronics handbook devices, circuits, and applications*, Third edit. Elsevier, 2011.
- [5] P. P. Parikh, M. G. Kanabar, and T. S. Sidhu, “Opportunities and challenges of wireless communication technologies for smart grid applications,” *IEEE PES Gen. Meet.*, no. Cc, pp. 1–7, 2010.
- [6] P. Khemmook and S. Khomfoi, “Solid State Transformer using a Modular Multilevel Inverter for PV Farm Applications,” *2015 18th Int. Conf. Electr. Mach. Syst.*, pp. 0–3, 2015.
- [7] W. Liu, K. Wang, H. S. H. Chung, and S. T. H. Chuang, “Modeling and design of series voltage compensator for reduction of DC-link capacitance in grid-tie solar inverter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 5, pp. 2534–2548, 2015.
- [8] N. C. Foureaux, L. Adolpho, S. M. Silva, J. A. D. S. Brito, and B. D. J. Cardoso Filho, “Application of solid state transformers in utility scale solar power plants,” *2014 IEEE 40th Photovolt. Spec. Conf. PVSC 2014*, vol. 2, pp. 3695–3700, 2014.
- [9] E. R. Ronan, S. D. Sudhoff, S. F. Glover, and D. L. Galloway, “A power electronic-based distribution transformer,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 17, no. 2, pp. 537–543, 2002.
- [10] Hengsi Qin and J. W. Kimball, “Ac-ac dual active bridge converter for solid state transformer,” *2009 IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, vol. 1, pp. 3039–3044, 2009.
- [11] K. Bimal, “Power Electronics and Renewable Energy Systems,” *Proc. IEEE*, vol. 326, no. 11, pp. 2011–2018, 2015.

- [12] B. K. Bose, "Power Electronics And Motor Drives Recent Progress and Perspective," *Power Electron. Mot. Drives*, vol. 56, no. 2, pp. 649–729, 2006.
- [13] M. Apap and M. Bland, "Matrix converters," *IEE Semin. Matrix Convert. (Digest No. 2003/10100)*, vol. 44, no. 0, 2003.
- [14] M. Venturini, "A new sine wave in sine wave out , conversion technique which eliminates reactive elements," *POWERCON 7*, p. E3_1-E3_15, 1980.
- [15] M. Venturini and A. Alesina, "The generalised transformer: A new bidirectional, sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 242–252, 1980.
- [16] J. Rodriguez, "A New Control Technique for AC-AC Converters," *IFAC Control Power Electron. Electr. Drives*, vol. 16, no. 16, pp. 203–208, 1983.
- [17] P. D. Ziogas, S. I. Khan, and M. H. Rashid, "Analysis and Design of Forced Commutated Cycloconverter Structures with Improved Transfer Characteristics," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. IE-33, no. 3, pp. 271–280, 1986.
- [18] M. Braun and K. Hasse, "A direct frequency changer with control of input reactive power," *Proc. IFAC Control Power Electron. Electr. Drives Conf.*, vol. 16, no. 16, pp. 187–194, 1983.
- [19] L. Huber, D. Borojevic, and N. Burany, "Voltage space vector based PWM control of forced commutated cycloconverters," *15th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 106–111, 1989.
- [20] L. Huber and D. Borojevic, "Space Vector Modulator for Forced Commutated Cycloconverters," *IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet.*, pp. 871–876, 1989.
- [21] D. Borojević and L. Huber, "Space Vector Modulated Three-Phase to Three-Phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 6, pp. 1234–1246, 1995.
- [22] C. D. Schauder, "Theory and Design of a 30-hp Matrix Converter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 3, pp. 546–551, 1992.
- [23] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, "A Three-Phase Soft-Switched High-Power-Density DC/DC Converter for High-Power Applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 1, pp. 63–73, 1991.
- [24] D. M. Divan, "Pseudo-resonant Full Bridge DC/DC converter," *1987 IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 424–430, 1987.
- [25] S. L. Kuo, "Half-Bridge Transistor Inverter for DC Power Conversion," *IEEE Trans. Ind. Electron. Control Instrum.*, vol. I, no. 4, 1974.
- [26] M. Kang, P. N. Enjeti, and I. J. Pitel, "Analysis and design of electronic transformers for electric power distribution system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 6, pp. 1133–1141, 1999.
- [27] H. Qin and J. W. Kimball, "A comparative efficiency study of silicon-based solid

-
- state transformers,” *2010 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2010 - Proc.*, pp. 1458–1463, 2010.
- [28] H. Qin, “Dual active bridge converters in solid state transformers,” *PHD Thesis, Missouri Univ. Sci. Technol.*, 2012.
 - [29] C. T. Rim, D. Y. Hu, and G. H. Cho, “Transformers as Equivalent Circuits for Switches: General Proofs and D-Q Transformation-Based Analyses,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 26, no. 4, pp. 777–785, 1990.
 - [30] M. A. González, “DQ Transformation Study for the Calculus of Active and Reactive Powers in Current Active Filters for Harmonic Cancellation,” *Tesis Maest. Univ. Autónoma San luis Potosí*, 2004.
 - [31] M. Gonzalez, V. Cárdenas, and F. Pazos, “DQ transformation development for single-phase systems to compensate harmonic distortion and reactive power,” *9th IEEE Int. Power Electron. Congr. 2004. CIEP 2004*, vol. 0, pp. 177–182, 2004.
 - [32] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodriguez, “Predictive Control in Power Electronics and Drives,” *Ind. Electron. IEEE Trans.*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, 2008.
 - [33] A. Bouafia, J. P. Gaubert, and F. Krim, “Predictive Direct Power Control of Three-Phase Pulsewidth Modulation (PWM) Rectifier Using Space-Vector Modulation (SVM),” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 1, pp. 228–236, 2010.
 - [34] A. Isidori, *Nonlinear Control Systems*. Springer, 1995.
 - [35] C. W. T. McLyman, “Transformer and inductor desing handbook.” CRC Press, 2004.
 - [36] W. Zhihong, S. Xiezu, and Z. Yuan, “Power-Loss Estimation for Low-Voltage Automotive PMSM Inverter,” *Proc. SAE-China Congr.*, pp. 569–586, 2015.
 - [37] Vishay, “Power MOSFET Basics: Understanding Gate Charge and Using it to Assess Switching Performance,” 2016.
 - [38] K. Ogata, *Ingeniería de control moderna*, 3rd ed. Pearson, 2010.
 - [39] E. F. Camacho, C. B. Alba, and C. Bordons, *Model Predictive control*. Springer, 2007.
 - [40] H. Qin and J. W. Kimball, “Solid-state transformer architecture using AC-AC dual-active-bridge converter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 9, pp. 3720–3730, 2013.