



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ

CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y ESTUDIOS DE
POSGRADO
FACULTAD DE INGENIERÍA

SISTEMA FOTOVOLTAICO MULTINIVEL CON ENLACE
MAGNÉTICO MULTIPUERTO BASADO EN
CONVERTIDORES Z ALIMENTADOS EN CORRIENTE

T E S I S

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

P R E S E N T A:

M.C. JOSÉ MANUEL SANDOVAL CANCINO

A S E S O R:

DR. VÍCTOR MANUEL CÁRDENAS GALINDO

SAN LUIS POTOSÍ, S.L.P.

FEBRERO DE 2020



Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ingeniería



Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

Doctorado en Ingeniería Eléctrica

Opción: Control Automático

*“Sistema Fotovoltaico Multinivel con Enlace Magnético
Multipuerto Basado en Convertidores Z Alimentados en
Corriente”*

Presenta:

M.C. José Manuel Sandoval Cancino

Sinodales:

Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo
(Asesor de Tesis)

Dr. Mario Arturo González García

Dr. Homero Miranda Vidales

Dra. Elvia Ruth Palacios Hernández

Dr. Jaime E. Arau Roffiel



UASLP
Universidad Autónoma
de San Luis Potosí



FACULTAD DE
INGENIERÍA

24 de septiembre de 2019

M.C. JOSÉ MANUEL SANDOVAL CANCINO
P R E S E N T E.

En atención a su solicitud de Temario, presentada por el **Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo**, Asesor de la Tesis que desarrollará Usted con el objeto de obtener el Grado de **Doctor en Ingeniería Eléctrica**, me es grato comunicarle que en la Sesión del H. Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 24 de septiembre del presente año, fue aprobado el Temario propuesto:

TEMARIO:

“Sistema Fotovoltaico Multinivel con Enlace Magnético Multipuerto Basado en Convertidores Z Alimentados en Corriente”

Introducción.

1. Sistema fotovoltaico multinivel con aislamiento en media frecuencia.
2. Análisis de transferencia de potencia en enlace magnético común en media frecuencia
3. Resultados
Conclusiones.
Referencias.
Anexos.

“MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO”

A T E N T A M E N T E

M. I. JORGE ALBERTO PÉREZ GONZÁLEZ
DIRECTOR.

SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE INGENIERÍA
DIRECCION

www.uaslp.mx

Copia. Archivo.
*etn.

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

“2019, aniversario 160 de la fundación del Instituto Científico y Literario de San Luis Potosí”



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE INGENIERÍA

Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

Posgrado en Ingeniería Eléctrica

El firmante, Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo profesor-investigador de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

HACE CONSTAR

Que la tesis que tiene por título:

Sistema Fotovoltaico Multinivel con Enlace Magnético Multipuerto Basado en Convertidores Z Alimentados en Corriente

Presentada por el Sr:

M.C. José Manuel Sandoval Cancino

Para optar por el grado de:

Doctor en Ingeniería Eléctrica

Ha sido realizada bajo su dirección.

San Luis Potosí, S.L.P., enero de 2020.

Rúbricas:

Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE INGENIERÍA
Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

Aclaración

El presente trabajo que lleva por título:

***Sistema Fotovoltaico Multinivel con Enlace Magnético Multipuerto Basado
en Convertidores Z Alimentados en Corriente***

Se realizó entre Septiembre de 2015 y Enero de 2020 bajo la dirección científica del Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo.

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 Universidad Autónoma de San Luis Potosí 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.

Sí se autoriza a la Universidad Autónoma de San Luis Potosí para que divulgue este documento de tesis para fines académicos.

M.C. José Manuel Sandoval Cancino

A mi familia ... que siempre me impulsa a volar mas alto.

Agradecimientos

A mi hermana, que siempre ha estado a mi lado con su cariño y apoyo incondicional desde el primer día.

A mi hijo, que sin saberlo, me ha dado más fuerza y aliento que nadie.

A mi esposa, por su amor, por luchar a mi lado y darme fuerza día a día.

A mi padre, que es mi guía, mi apoyo y mi mejor amigo.

A mi madre, cuyo amor incondicional siempre ha estado presente durante mi camino.

A mis colegas y amigos del LABCEEEM Manuel Barrios, Alejandro Aganza, Daniel Sting Martínez, Agustín Tobias, Sanjosé de la Rosa, Rafael Hernandez, Juan Alejandro, Fernando Quiroz, Isaac Gonzales, Yuniel y Rosa, Jorge Almaguer, Janeth Alcalá, por su compañía y buenos momentos.

A mis colegas Claudia Rivera, Eugenio Camargo y Dante Mora .

A mi asesor Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo, por todo su apoyo durante este proceso, por su guía y por transmitir su amplia experiencia inspirándome a ser mejor.

A los profesores, Dr. Mario Gonzalez, Dr. Homero Miranda y Dr. Ricardo Alvarez, por su apoyo y consejos en este recorrido.

A Ana Cecilia Rivera Rivera por el apoyo brindado y lograr que el laboratorio funcione día y noche.

Y por último a la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología y al LICORE, por el apoyo para realizar mis estudios de posgrado.

ÍNDICE GENERAL

Índice general	XIII
Índice de tablas	XV
Índice de figuras	XVII
Lista de acrónimos y abreviaturas	XXI
Lista de símbolos	XXIII
Resumen	XXVII
Introducción	1
1. Panorama energético	1
2. Estructura convencional de las plantas fotovoltaicas	2
3. Revisión del estado del arte	4
4. Justificación	19
5. Objetivos de la tesis	19
6. Hipótesis	20
7. Alcance y enfoque de la investigación	20
8. Organización del documento de tesis	20
1 Sistema fotovoltaico multinivel con aislamiento en media frecuencia	23
1.1. Descripción del sistema	23
1.2. Etapa de procesamiento de potencia en baja tensión	24
1.3. Etapa de salida multinivel en media tensión	33
2 Análisis de transferencia de potencia en enlace magnético común en media frecuencia	39
2.1. Descripción del enlace magnético común multipuerto	39
2.2. Cálculos de potencia en los puertos del EMMF	40
2.3. Operación del EMMF bajo condiciones desbalanceadas de potencia	44
3 Resultados	51
3.1. Resultados de Simulación	51
3.2. Resultados Experimentales	68
Conclusiones	83
3. Conclusiones del Trabajo de Investigación	83

4.	Aportaciones	84
5.	Problemas Abiertos	85
6.	Publicaciones Generadas	85
Referencias		87
Anexos		
A	Cálculo de Pérdidas	93
B	Diseño de los Elementos Magnéticos	99
B.1.	Diseño Magnético de los Inductores	99
B.2.	Diseño Magnético del EMMF	101
C	Algoritmos para las Señales de Disparo del Prototipo Experimental	105
C.1.	Generación de las Señales de Disparo del Convertidor Z alimentado en corriente.	105
C.2.	Generación de las Señales de Disparo del Convertidor Multinivel	109

ÍNDICE DE TABLAS

3.	Comparación cualitativa de pérdidas en las etapas CD-CA consideradas.	17
3.1.	Parámetros de simulación de una celda CZSI.	52
3.2.	Parámetros de simulación en operación multipuerto.	56
3.3.	Parámetros de simulación en operación multipuerto desbalanceada.	59
3.4.	Parámetros de simulación del convertidor multinivel.	63
3.5.	Parámetros para las pruebas experimentales.	70
6.	Dimensionamiento del sistema PV a 3.6 kW	94
7.	Resumen de pérdidas (W).	98
8.	Parámetros para el diseño de los inductores en el CZSI.	99
9.	Parámetros del núcleo de ferrita E-80.	100
10.	Parámetros para el diseño del EMMF.	102

ÍNDICE DE FIGURAS

1.	Distribuciones para plantas fotovoltaicas más comunes.	4
2.	Estructura multinivel de puentes en cascada conectada a la red eléctrica.	5
3.	Estructura multinivel en cascada conectada a la red eléctrica reportada en [4].	6
4.	Esquema del enlace magnético común en media frecuencia reportado por Islam <i>et al</i> [19]. . .	9
5.	Esquema de conversión en una sola etapa reportado por Keyhani <i>et al</i> [20].	9
6.	Esquema del convertidor Delta reportado en [21].	10
7.	Esquema con doble puente activo reportado en [22].	10
8.	Esquema del enlace magnético común en media frecuencia desacoplado reportado en [23]. . .	11
9.	Topologías de inversores multinivel más comunes.	12
10.	Esquema del convertidor push-pull alimentado en corriente.	13
11.	Esquema del convertidor tipo L en medio puente alimentado en corriente.	14
12.	Esquema original del convertidor con fuente de impedancia Z.	15
13.	Circuitos equivalentes del convertidor fuente de impedancia Z.	16
14.	Esquema original del convertidor con fuente de impedancia quasi-Z.	16
15.	Convertidores considerados para la etapa CD-CA.	17
16.	Sistema completo propuesto para el trabajo de investigación.	18
1.1.	Sistema fotovoltaico multipuerto basado en convertidores Z y convertidores multinivel con celdas en cascada.	24
1.2.	Esquema del inversor Z alimentado en corriente (CZSI).	25
1.3.	Formas de onda principales del Inversor Z alimentado en corriente. De arriba hacia abajo: corriente en el inductor L_1 , corriente en los inductores L_2 y L_3 , tensión en los condensadores, tensión de salida del inversor, corriente de salida del inversor, y corriente en los interruptores.	26
1.4.	Etapas de conmutación del CZSI.	27
1.5.	Circuito equivalente del CZSI en modo de conducción.	27
1.6.	CZSI en modo traslape durante $t[0 \quad D_z T/2]$	28
1.7.	Inversor Z alimentado en corriente considerando la inductancia de dispersión del EMMF. . .	32
1.8.	Circuito equivalente en modo traslape considerando la inductancia de dispersión.	32
1.9.	Inversor Z alimentado en corriente considerando la inductancia de dispersión en modo conducción.	33
1.10.	Estructura de la etapa de salida multinivel en media tensión de izquierda a derecha: EMMF, rectificador de diodos de onda completa, condensador de desacoplo, e inversor multinivel con celdas en cascada.	34
1.11.	Forma de onda de la salida PWM del inversor multinivel con celdas en cascada.	35
1.12.	Generación del patrón PWM a partir de una señal portadora y una moduladora.	36
1.13.	Circuito del filtro LCL.	38

2.1.	Enlace magnético común en media frecuencia en configuración multipuerto.	40
2.2.	Formas de onda de la corriente i_{oczsi} y la tensión v_{oczsi} considerando la pendiente de la señal.	41
2.3.	Forma de onda de la potencia en los puertos primarios.	43
2.4.	Enlace magnético multipuerto en media frecuencia con sus propiedades magnéticas.	45
2.5.	Esquema multipuerto del EMMF con x puertos de entrada y uno de salida.	48
2.6.	Esquema del EMMF multipuerto monofásico en x puertos de entrada y y de salida.	50
3.1.	Diagrama del circuito simulado.	51
3.2.	Simulación de un módulo de CZSI: Corriente iL_1 e iL_2 en una celda CZSI, tensión v_{oczsi} , corriente i_{oczsi} y corriente i_{Sw}	54
3.3.	Esquema del EMMF multipuerto simulado.	55
3.4.	Corriente en los puertos primarios (i_{oczsi_1} , i_{oczsi_2} y i_{oczsi_3}) y en el puerto secundario (i_{sec}).	56
3.5.	Tensión en los puertos primarios (v_{oczsi_1} , v_{oczsi_2} y v_{oczsi_3}) y en el puerto secundario (v_{sec}).	57
3.6.	Potencia en los puertos primarios (p_{oczsi_1} , p_{oczsi_2} y p_{oczsi_3}).	57
3.7.	Corriente en los puertos primarios (i_{oczsi_1} , i_{oczsi_2} y i_{oczsi_3}) y en el puerto secundario (i_{sec}).	59
3.8.	Tensión en los puertos primarios (v_{oczsi_1} , v_{oczsi_2} y v_{oczsi_3}) y en el puerto secundario (v_{sec}).	60
3.9.	Potencia en los puertos primarios (p_{oczsi_1} , p_{oczsi_2} y p_{oczsi_3}).	60
3.10.	Esquema del sistema PV en configuración multipuerto, multinivel y trifásico.	62
3.11.	Salida trifásica en tensión del sistema PV, PWM y filtrada.	63
3.12.	Salida trifásica en corriente del sistema PV.	64
3.13.	Espectro en frecuencia de la tensión de fase v_{oa} y corriente i_{oa}	64
3.14.	Tensión en los interruptores de las celdas en cascada.	64
3.15.	Corriente en los interruptores de las celdas en cascada.	65
3.16.	Potencias en las fases de los convertidores multinivel.	65
3.17.	Diagrama de flujo del algoritmo MPPT P&O.	66
3.18.	Circuito equivalente del EMMF multipuerto.	66
3.19.	Formas de onda del EMMF con variación del ciclo de traslape D_z	67
3.20.	Seguimiento del máximo punto de potencia: Celdas CZSI operando a diferentes niveles potencia con variaciones de irradiancia, y el efecto que tiene D_z en la potencia.	68
3.21.	Prototipo de laboratorio del sistema PV con EMMF basado en celdas CZSI.	69
3.22.	Esquema del sistema PV con EMMF basado en celdas CZSI.	69
3.23.	Prueba experimental a 800 W. Ch1 (10 A/div): corriente i_{oczsi} , Ch3 (250 V/div): tensión v_{oczsi} y ChMat (5 kW/div): potencia de salida del CZSI.	70
3.24.	Prueba experimental a 800 W. Ch1 (10 A/div): corriente i_{Sw1} , Ch3 (250 V/div): tensión v_{Sw1} en el interruptor 1.	71
3.25.	Prueba experimental a 800 W. Ch1 (10 A/div): corriente i_{PV} , Ch3 (250 v/div): tensión en el interruptor v_{Sw1}	72
3.26.	Prueba experimental en configuración multipuerto a 1.2 kW. Ch1 (500 V/div): tensión v_{Sec1} , Ch2 (500 V/div): tensión v_{Sec2} , Ch3 (10 A/div): corriente i_{PV}	73
3.27.	Prueba experimental en configuración multipuerto a 1.2 kW. Ch1 (100 V/div): tensión v_{Sw1} , Ch2 (500 V/div): tensión v_{Sec2} , Ch1 (10 A/div): corriente i_{Sw1}	73

3.28. Prueba experimental en configuración multinivel a 1.2 kW. Ch1 (20 A/div): corriente en la fuente i_{PV} , Ch2 (500 V/div): tensión en los interruptores del convertidor multinivel, Ch4 (1 kV/div): Tensión conmutada v_{oPWM} , Ch3 (10 A/div): corriente conmutada i_{oPWM} , ChMat (10 kW/div): potencia de salida.	74
3.29. Prueba experimental en configuración multinivel a 1.2 kW. Ch1 (10 mA/div=20 A/div): Corriente i_{Sw1} , Ch2 (500 V/div): tensión v_{Sw1} , Ch4 (1 kV/div): Tensión conmutada v_{oPWM} , Ch3 (10 A/div): corriente conmutada i_{oPWM}	75
3.30. Pruebas experimentales en conexión al sistema PV balanceado. Ch1 (2 A/div): corriente i_{L1} en la celda 1, Ch2 (10 mV/div=2 A/div): corriente i_{L2} en la celda 2, Ch3 (10 V/div): tensión v_{C1} , Ch4 (100 V/div): tensión v_{oczi}	76
3.31. Pruebas experimentales en conexión al sistema PV balanceado. Ch4 (100 V/div): tensión v_{sec1} , Ch3 (1 A/div): corriente i_{sec1} , Ch1 (10 mv/div = 5 A/div): corriente i_{Sw1} , Ch2 (100 V/div): tensión v_{oczi1} , ChMat (500 W/div) potencia p_{sec1}	77
3.32. Pruebas experimentales en conexión al sistema PV balanceado. Ch1 (10 mV/div=5 A/div): corriente i_{oczi1} , Ch3 (5 A/div): corriente i_{oczi2} , Ch2 (100 V/div): tensión v_{oczi1} , Ch4 (100 V/div): tensión v_{oczi2}	77
3.33. Pruebas experimentales en conexión al sistema PV balanceado. Ch1 (10 mV/div=5 A/div): corriente i_{Sw1} , Ch3 (5 A/div): corriente i_{Sw2} , Ch2 (100 V/div): tensión v_{oczi1} , Ch4 (100 V/div): tensión v_{oczi2}	78
3.34. Pruebas experimentales en conexión al sistema PV desbalanceado. Ch2 (50 V/div): tensión v_{PV1} , Ch4 (10 A/div): corriente i_{PV1} , Ch1 (100 V/div): tensión v_{PV1} , Ch3 (5 A/div): corriente i_{PV1}	78
3.35. Pruebas experimentales en conexión al sistema PV desbalanceado. Ch1 (10 mV/div=5 A/div): corriente i_{oczi1} , Ch3 (5 A/div): corriente i_{oczi2} , Ch2 (100 V/div): tensión v_{oczi1} , Ch4 (100 V/div): tensión v_{oczi2}	79
3.36. Pruebas experimentales en conexión al sistema PV desbalanceado. Ch1 (10 mV/div=5 A/div): corriente i_{Sw1} , Ch3 (5 A/div): corriente i_{Sw2} , Ch2 (100 V/div): tensión v_{oczi1} , Ch4 (100 V/div): tensión v_{oczi2}	80
3.37. Pruebas experimentales en conexión al sistema PV desbalanceado. Ch2 (1 kV/div): tensión v_{oPWM} , Ch4 (1 A/div): corriente i_{oPWM} , Ch2 (50 A/div): corriente i_{PV1} , Ch3 (5 A/div) corriente i_{PV2}	80
3.38. Pruebas experimentales en conexión al sistema PV desbalanceado. Ch3 (500 V/div): tensión v_{oPWM} , ChMat (5 kHz/div): transformada rápida de Fourier de la señal conmutada v_{oPWM}	81
3.39. Pruebas experimentales en conexión al sistema PV desbalanceado. potencia p_{sec1} (ref1), potencia p_{sec2} (ref2), potencia p_{oczi1} (ref3) y potencia p_{oczi2} (ref4).	81
A.1. Curva de características V_f vs I_f	96

LISTA DE ACRÓNIMOS Y ABREVIATURAS

Nomenclatura	Significado en español	Significado en inglés
<i>PV</i>	Fotovoltaicos	Photovoltaic
<i>MPPT</i>	Seguimiento del Máximo Punto de Potencia	Maximum Power Point Tracking
<i>MPP</i>	Máximo Punto de potencia	Maximum Power Point.
<i>CD</i>	Corriente Directa	Direct Current
<i>CA</i>	Corriente alterna	Alternating current
<i>MF</i>	Media Frecuencia	Medium Frequency
<i>CZSI</i>	Convertidor Z alimentado en corriente	Current-Fed Z-Source Inverter
<i>EMMF</i>	Enlace Magnético Común Multipuerto en Media Frecuencia	Multiport Common Medium-Frequency link
<i>Mtoe</i>	Millones de toneladas equivalentes de petróleo	Million tons of oil equivalent
<i>ASOLMEX</i>	Asociación Mexicana de Energía Solar	Mexican Association of Solar Energy
<i>PET</i>	Transformador de Electrónica de Potencia	Power Electronics Transformer
<i>PWM</i>	Modulación por a Ancho de Pulso	Pulse Width Modulation
<i>DAB</i>	Doble Puente Activo	Dual Active Bridge
<i>THD</i>	Distorsión armónica Total	Total Harmonic Distortion
<i>FC</i>	Convertidor de Condensadores Flotantes	Flying Capacitor Converter
<i>NPC</i>	Convertidor con diodos de enclavamiento	Neutral Point Clamping Converter
<i>FPGA</i>	Matriz de puertas programables.	Field-programmable gate array.
<i>IGBT</i>	Transistor bipolar de puerta aislada.	Insulated gate bipolar transistor.

Nomenclatura	Significado en español	Significado en inglés
<i>MOSFET</i>	Transistor de Óxido-Metal Semiconductor de Efecto de Campo	Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor
<i>IEA</i>	Agencia internacional de energía.	International energy agency.
<i>LVK</i>	Ley de voltajes de kirchhoff.	Kirchhoff’s Voltage Law.
<i>HB</i>	Puente H	H-Bridge
<i>L</i>	Inductor	Inductor
<i>C</i>	Condensador	Capacitor
<i>T</i>	Periodo de conmutación	Switching Period
<i>p.u.</i>	Por Unidad	Per Unit

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Significado
L	Inductor
C	Condensador
x	Número de puertos primarios
y	Número de puertos secundarios
V_L	Tensión promedio en el inductor
V_C	Tensión promedio en el Condensador
v_L	Tensión en el inductor
v_C	Tensión en el Condensador
I_C	Corriente promedio en el Condensador
I_L	Corriente promedio en el Inductor
i_C	Corriente en el Condensador
i_L	Corriente en el Inductor
Δv_C	Rizo de tensión en el condensador
Δi_L	Rizo de corriente en el inductor
V_{PV}	Tensión en el panel PV
i_{PV}	Corriente en el panel PV
I_{PV}	Corriente promedio en el panel PV
P_{PV}	Potencia promedio en el panel PV
p_{PV}	Potencia en el panel PV
$V_{oczi_{RMS}}$	Tensión eficaz a la salida del CZSI
v_{oczi}	Tensión a la salida del CZSI
$I_{oczi_{RMS}}$	Corriente eficaz a la salida del CZSI
i_{oczi}	corriente a la salida del CZSI
R_{eq}	Resistencia equivalente
D_z	Ciclo de trabajo en traslape

Símbolo	Significado
T	Periodo de conmutación
Δt	Diferencial de tiempo
f	Frecuencia de conmutación
v_{ozp}	Valor pico de la tensión de salida CZSI
i_2	Corriente a la entrada del puente H en el CZSI
$i_{2_{max}}$	Corriente máxima a la entrada del puente H en el CZSI
$I_{Sw_{selec}}$	Corriente para seleccionar el interruptor
$V_{Sw_{selec}}$	Tensión para seleccionar el interruptor
L_p	Inductancia de dispersión
i_{L_p}	Corriente a través de la Inductancia de dispersión
E_{L_p}	Energía en la Inductancia de dispersión
v_{sec}	Tensión en el devanado secundario
n	Relación de transformación del EMMF
V_{CD}	Tensión en el Bus de de CD del rectificador en el lado secundario
$C_{V_{CD}}$	Condensador del Bus de de CD del rectificador en el lado secundario
ΔE_C	Variación de la energía que procesa $C_{V_{CD}}$
i_{oPWM}	Corriente conmutada entregada por el convertidor multinivel
v_{oPWM}	Tensión conmutada entregada por el convertidor multinivel
I_o	Corriente eficaz de fase
V_o	Tensión eficaz de fase
P_o	Tensión eficaz de fase
i_S	Corriente en un interruptor del convertidor multinivel
v_S	Tensión en un interruptor del convertidor multinivel
$v_o(t)$	Tensión de salida del convertidor multinivel en función del tiempo
M	Índice de modulación
m	Componente armónica de la señal fundamental
n'	Componente armónica de la señal portadora
ω_0	Frecuencia angular de la señal fundamental
ω_c	Frecuencia angular de la señal portadora

Símbolo	Significado
f_{eq}	Frecuencia equivalente de la salida conmutada
f_{Swmc}	Frecuencia de conmutación del convertidor multinivel
$L_{i_{filtro}}$	Inductor de entrada del filtro LCL
$L_{g_{filtro}}$	Inductor de lado de la red del filtro LCL
C_{filtro}	Condensador del filtro LCL
f_{res}	Frecuencia de resonancia del filtro LCL
m_v	pendiente de la tensión en el puerto primario.
m_i	pendiente de la corriente en el puerto primario
V_A	Valor máximo de la pendiente m_v
V_B	Valor mínimo de la pendiente m_v
I_A	Valor máximo de la pendiente m_i
I_B	Valor mínimo de la pendiente m_i
i_{Lp}	Corriente a travez de la inductancia de dispersión.
L_p	Inductancia de dispersión del EMMF
R_p	Resistencia parásita del EMMF
Z_p	Impedancia parásita del EMMF
I_{secRMS}	Corriente eficaz en el devanado secundario del EMMF
V_{secRMS}	Tensión eficaz en el devanado secundario del EMMF
$P_{oczsi_{av}}$	Potencia de salida promedio del CZSI
S	Potencia aparente en los devanados del EMMF
Q	Potencia reactiva en los devanados del EMMF
V_x	Tensión eficaz en el devanado x para fines de análisis
I_x	Corriente eficaz en el devanado x para fines de análisis
P_x	Potencia aparente en el devanado x para fines de análisis
R_x	Resistencia del devanado x para fines de análisis

RESUMEN

El auge en el uso de las fuentes de energía alternativas en las últimas décadas, ha impulsado significativamente el desarrollo tecnológico para su aprovechamiento. Entre las diferentes fuentes alternas de energía, la fotovoltaica es aquella con mayor crecimiento tanto a nivel global como nacional. Debido a lo anterior, el desarrollo de sistemas fotovoltaicos a gran escala es necesario para aprovechar el recurso energético de forma más eficiente, al mismo tiempo que se mejora la confiabilidad y calidad de la energía suministrada.

Para realizar la transferencia de energía desde los sistemas fotovoltaicos (PV) a la red eléctrica, generalmente se utiliza un esquema formado por la conexión de un convertidor elevador, un convertidor CD-CA, y un transformador a frecuencia de línea para proporcionar el aislamiento galvánico requerido por la norma. Este esquema es sencillo y relativamente eficiente, sin embargo los transformadores que operan en alta potencia a frecuencia de línea son pesados y voluminosos. Para reducir el tamaño del transformador se ha propuesto en la literatura el uso de transformadores operados en media frecuencia (MF). Una alternativa en el uso de transformadores de MF consiste en integrar los módulos mediante un enlace magnético común, lo que permite un balance natural de los puertos de salida conectados a la red; sin embargo este esquema puede tener un elevado número de etapas de conversión.

En el presente trabajo de investigación, se propone un sistema PV basado en convertidores Z alimentados en corriente (CZSI), un enlace magnético común multipuerto en MF (EMMF) y un convertidor multinivel de celdas en cascada a la salida. Mediante los convertidores Z el sistema permite reducir las etapas de potencia y aumentar la confiabilidad. El convertidor Z permite elevar o reducir la tensión de entrada y la conversión CD-CA en una sola etapa mediante la implementación de una red de impedancia "Z". El enlace multipuerto consiste en x devanados primarios que permiten manejar diferentes niveles de potencia y y devanados secundarios, que al estar magnéticamente acoplados, ofrecen fuentes aisladas y balanceadas para las celdas del convertidor en cascada multinivel. El Inversor multinivel en cascada acoplado a los puertos

de salida ofrece una salida conmutada en media frecuencia que permite reducir el tamaño de los filtros pasivos de salida comparados a los que serían necesarios a frecuencia de línea.

La investigación desarrollada presenta el principio de operación del CZSI y se obtienen las ecuaciones para el diseño de los componentes pasivos y para la selección de componentes semiconductores. Además se realiza el análisis del sistema PV en configuración con una entrada y una salida para mostrar el efecto de los elementos parásitos del EMMF sobre la corriente de los módulos CZSI. Posteriormente se presenta el análisis de transferencia de potencia para el caso multipuerto de x entradas y y salidas. El análisis y las ecuaciones de diseño se validaron mediante simulaciones para un sistema trifásico con tres entradas y dos salidas para obtener 0.33 MW por fase, y posteriormente, se presentan los resultados de un prototipo de laboratorio escalado de dos entradas y dos salidas de 1 kW cada una, para validar el concepto de forma experimental.

El documento de Tesis está organizado en una introducción, tres capítulos centrales, conclusiones del trabajo de investigación y finalmente algunos anexos. La Introducción ofrece un breve antecedente de la situación energética global y a nivel nacional, seguida del estado del arte con respecto a convertidores de electrónica de potencia aplicados a sistemas PV con aislamiento magnético, continúa con los convertidores Z y sus variantes reportadas, y concluye con la justificación del trabajo y sus objetivos. El Capítulo 1 presenta la descripción del sistema PV a estudiar, continúa con el principio de operación del CZSI y la obtención de sus ecuaciones de diseño. El Capítulo 2 presenta el análisis del flujo de potencia en el EMMF, primero en configuración una entrada y una salida, para posteriormente ser escalado al caso multipuerto. El Capítulo 3, incluye los resultados obtenidos mediante simulaciones para validar el análisis de los dos capítulos anteriores, seguido por los resultados obtenidos mediante las pruebas experimentales. Finalmente se presentan las conclusiones del trabajo, y una sección de anexos.

INTRODUCCIÓN

1. Panorama energético

El suministro de energía es un pilar para el desarrollo de cualquier sociedad, por ello, este debe ser garantizado. El uso masivo de energéticos puede remontarse a la revolución industrial, donde los avances en la ingeniería permitieron la explotación de la energía proveniente del carbón. A partir de ese momento, la demanda energética creció de forma exponencial y no ha dejado de hacerlo. Con los desarrollos en ingeniería eléctrica, la producción de energía se ha realizado fundamentalmente a partir de fuentes fósiles de energía, llámese petróleo y carbón. Estas fuentes resultaron ser accesibles, abundantes y relativamente confiables lo que las hace muy atractivas. Sin embargo, los combustibles fósiles son altamente contaminante tanto en su producción y refinación como en su uso, además de ser no renovables.

Eventualmente la matriz energética de una nación no puede estar sólo basada en fuentes no renovables; de aquí que la mayor parte de los países han volteado a ver las fuentes renovables de energía. Actualmente, las fuentes renovables de energía más populares son la energía eólica, hidráulica, biocombustibles, tecnologías basadas en hidrógeno y solar. Las ventajas de las fuentes renovables de energía son ampliamente conocidas: limpias, sustentables, abundantes y variadas. Sin embargo estas fuentes de energía son en su mayoría intermitentes; además, la tecnología disponible tiene una capacidad de conversión que como máximo ronda el 30 %.

1.1. Panorama energético global

Hasta el año 2017 la producción de energía a nivel global fue de 14035 *Mtoe* (Millones de toneladas equivalentes de petróleo), aproximadamente 163 *PWh* por todas las fuentes de energía, lo que representa el 2.2 % de crecimiento con respecto al año anterior [1]. Con respecto a las fuentes renovables de energía, del año 2016 al 2017 presentaron un crecimiento que va desde 0.7 % para las fuentes hidroeléctricas, hasta 35 % para las fuentes fotovoltaicas.

En la última década, los sistemas fotovoltaicos son los que han tenido un mayor crecimiento comparado con las otras fuentes renovables de energía: la capacidad instalada de sistemas fotovoltaicos ha pasado de 22.6 *GW* a 480.36 *GW* entre 2009 y 2018 [2]. Lo anterior se traduce en una producción que pasó de 20.1 *TWh* a 425.8 *TWh* a nivel mundial en la última década.

Se puede apreciar que los sistemas fotovoltaicos han tenido un crecimiento más importante, por lo que se considera como una de las tecnologías limpias con mayor desarrollo junto con los sistemas eólicos e hidráulicos.

1.2. Panorama energético en México

En México la producción de energía primaria en el 2018 alcanzó los 167.89 *TWh* de los cuales 40.5 *TWh* fueron por fuentes renovables.

En los años anteriores a la escritura del presente documento de tesis, la generación de energía mediante fuentes renovables ha tomado mucho interés, y si bien el porcentaje de energía generada por dichas fuentes aún se encuentran cercano al 18 %, esta generación se ha ido incrementando.

Dentro de las fuentes renovables de energía, la fotovoltaica es la que ha tenido un mayor crecimiento con un 257.28 % al año 2018 con respecto al 2017 [3].

De acuerdo con la asociación mexicana de energía solar (ASOLMEX), se estima que para agosto del 2019 México contaba con 50 plantas fotovoltaicas en operación.

El crecimiento acelerado de instalaciones fotovoltaicas requiere que la energía recolectada sea transmitida de manera eficiente a la red de distribución. Lo anterior indica que se requieren convertidores de electrónica de potencia que sean capaces de transmitir la energía de forma eficiente y con la calidad requerida por las normas aplicables, considerando parámetros como factor de potencia, distorsión armónica, etc.

2. Estructura convencional de las plantas fotovoltaicas

Las plantas PV a media y gran escala consisten principalmente en la sección de generación, sección de acondicionamiento de potencia, y subestación para la posterior alimentación a la red eléctrica y cubrir la demanda energética. En la parte de generación se tienen los arreglos de paneles fotovoltaicos, que dependiendo del diseño de la planta, pueden estar en serie y/o en paralelo. Una vez recolectada la energía en los paneles, se procede al acondicionamiento de potencia que consiste en un sistema inversor y filtro de potencia para lograr la calidad de la energía necesaria en términos de distorsión armónica

de corriente. Cuando se obtiene la corriente alterna con la frecuencia requerida, pasa a la subestación de potencia; esta incorpora protecciones de sincronización para evitar desfaseamiento y variaciones en la frecuencia, así como protecciones de sobre tensión, baja tensión y de corriente. En la subestación la energía entregada por los inversores, pasa por transformadores que elevan la tensión en función de la relación de transformación que presenten.

Los transformadores tradicionales son relativamente de bajo costo y eficientes, pero son pesados, voluminosos y presentan variaciones de tensión al aplicar carga [4], además de requerir protecciones contra corto circuito.

Con el fin de ofrecer alternativas respecto a los transformadores tradicionales, se han propuesto esquemas basados en convertidores de electrónica de potencia [5–8]; estos trabajos proponen aumentar la frecuencia de operación a media y alta frecuencia reduciendo así el volumen y peso del sistema de transformación. Así mismo, a diferencia de un transformador tradicional, se pueden agregar funciones de extracción de máxima potencia, balance de los niveles de potencia, funciones de calidad de energía, aplicaciones multinivel entre otros.

En el presente trabajo de tesis se investiga y analiza el reemplazar el transformador de baja frecuencia por una topología de electrónica de potencia con aislamiento en media frecuencia con estructura multinivel, y operar en el punto máximo de potencia; con ello se pretende mantener la calidad de la energía, aprovechar al máximo el arreglo PV y reducir el tamaño del sistema de acondicionamiento de potencia haciendo el proceso más directo.

Los sistemas PV presentan diferentes arreglos, estructuras y controles que han sido estudiados ampliamente en la literatura especializada [9–11]. Las estructuras en media tensión más comunes son: distribución central, inversores por cadenas e inversores de cadenas múltiples (Figura 1).

Anteriormente, los sistemas PV a gran escala presentaban una distribución centralizada (Figura 1 (a)) la cual consiste en la conexión en serie de los paneles solares para elevar los valores de tensión; esta conexión se denomina arreglos de paneles en cadena o *strings*. A su vez, estas cadenas de paneles se conectan en paralelo con otras para elevar la potencia del sistema fotovoltaico. Esta distribución presenta una estructura simple ya que todas las cadenas convergen en un solo inversor. El esquema de distribución de energía requiere conductores de alto calibre y el uso de diodos de protección que limitan la flexibilidad de diseño a gran escala. Finalmente, la distribución centralizada muestra un desbalance en los arreglos fotovoltaicos, lo que ocasiona pérdidas de potencia debido al uso de solo un controlador MPPT (siglas en inglés para seguimiento del punto de máxima potencia).

Otra distribución es el sistema de inversores por cadenas, la cual se muestra en la

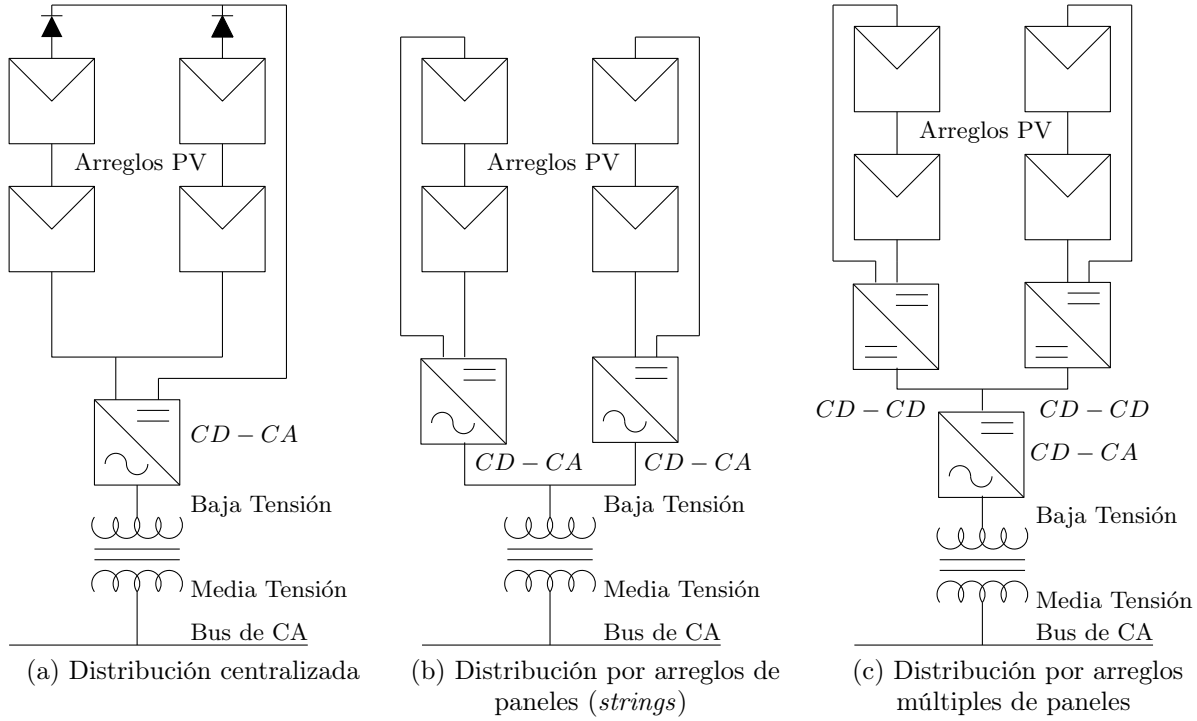


Figura 1. Distribuciones para plantas fotovoltaicas más comunes.

Figura 1 (b). Este arreglo consiste principalmente en el uso de inversores de potencia para cada una de las cadenas, que son posteriormente conectados directamente a la línea de distribución. Aplicar lo anterior permite mejorar la eficiencia global del sistema y la flexibilidad de diseño debido a la facilidad de escalamiento comparando con la estructura de distribución central.

La distribución mostrada en la Figura 1 (c) es una derivación del uso de inversores por cadenas. En este caso se amplifica la tensión de cada *string* por medio de convertidores CD-CD, posteriormente, se envía la tensión a un inversor común para finalmente inyectar la energía en la línea de distribución. Esta estructura, permite un control MPPT en cada una de las cadenas de paneles y con ello, se mejora el balance entre las cadenas PV. Como en el caso anterior, este arreglo se puede escalar fácilmente, simplifica las tareas de mantenimiento, y permite la operación *conectar y ejecutar* por lo que no requiere personal especializado para operar la planta PV.

3. Revisión del estado del arte

En esta sección se exponen las principales líneas de investigación en el área de sistemas PV a gran escala en media tensión.

3.1. Distribuciones en alta y media frecuencia

En la última década, se han efectuado diversos trabajos alrededor de los sistemas PV con objetivo de mejorar la estructura de transformación. El aislamiento en media frecuencia, permite resolver problemas de fuentes de CD desbalanceadas y mejorar la calidad de la energía inyectada a la red eléctrica.

En el 2009, Samir Kouro *et al* [12] y Villanueva *et al* [13], proponen el uso de inversores puente H directamente, conectando un inversor por cada agrupación de paneles PV (Figura 2). Mediante esta estrategia, los autores pretenden controlar de manera individual cada conjunto de paneles PV obteniendo así el máximo seguimiento de potencia. La topología reportada consiste en y inversores puente H, cada uno alimentado por una cadena de paneles PV y considerando que cada puente tiene la misma tensión, se produce una señal de salida con n niveles. Para el control, se propone un esquema clásico para convertidores puente H con capacidad para operar con tensiones desbalanceadas. A ese control los autores agregan un controlador MPPT para la tensión de referencia de cada celda. Mediante este arreglo se podrían obtener eficiencias altas debido a la ausencia de elementos magnéticos ya que sólo existe una etapa de potencia. Así mismo la topología es altamente modular al poder disponer de n módulos en cascada. Sin embargo la capacidad de elevar la tensión en la fuente a media tensión está comprometida, además de no contemplar aislamiento magnético necesario para la conexión a la red eléctrica.

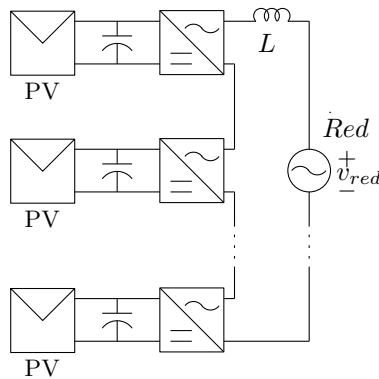


Figura 2. Estructura multinivel de puentes en cascada conectada a la red eléctrica.

Brando *et al* [4] presentan un transformador de electrónica de potencia (PET por sus siglas en inglés) en el 2010. El PET consiste principalmente en un inversor multinivel en baja tensión, un transformador de media frecuencia y un inversor multinivel en el lado de media tensión unidos por un transformador de enlace (Figura 3). Mediante esta topología, Los autores buscan reducir el peso y el tamaño del sistema de transformación de energía, y utilizan la topología puente H para cada agrupación PV con el fin de balancear la tensión en

el lado de baja tensión. Para el lado de media tensión, se propone un inversor tipo NPC de 3 niveles en media frecuencia (1-2 kHz). Con respecto a la estrategia de control, la tensión de los inversores de baja tensión es regulada por medio de los algoritmos MPPT para cada sistema PV. El trabajo concluye que el PET cuenta con una salida balanceada a la red, incluso con fuentes PV desbalanceadas, lo que lo hace ideal en condiciones desbalanceadas de generación. Sin embargo la salida multinivel del lado primario tendría una componente fundamental de baja frecuencia por lo que para operar el transformador de enlace en media frecuencia, la frecuencia de conmutación de los interruptores del multinivel deberá ser mayor a la componente fundamental, lo que incrementa las pérdidas por conmutación. A su vez la estructura de celdas en cascada puede comprometer la confiabilidad del sistema al contar con un gran número de componentes, y al estar todos los módulos conectados en serie, si falla una celda, deja de operar todo el sistema.

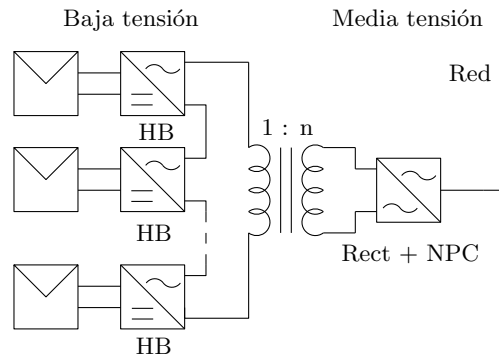


Figura 3. Estructura multinivel en cascada conectada a la red eléctrica reportada en [4].

Por su parte, Ahmadi *et al* [14] en el 2011 proponen una topología para sistemas PV a gran escala con la finalidad de conseguir el máximo seguimiento de potencia distribuida (DMPPT). Con la distribución propuesta, los autores tienen como objetivo contrarrestar el desbalance en los paneles PV y situaciones de sombreado parcial. Los autores proponen la integración de un convertidor CD-CD en cada una de las cadenas de paneles PV con la finalidad de mejorar el manejo de potencia en la estructura. La topología con un convertidor por arreglo logra generar el doble de potencia que la topología sin convertidores. Sin embargo, la topología con un convertidor en cada cadena PV muestra una salida de potencia máxima muy similar a la topología con un convertidor, pero manteniendo esta potencia estable a lo largo del tiempo. Los autores concluyen que la topología incrementa su desempeño considerablemente cuando se agrega un convertidor para cada rama; por lo que utilizar un convertidor por arreglo en una estructura multipuerto sugiere un mejor desempeño.

Zhao *et al* [15] comparan dos sistemas PV basados en el inversor puente H multinivel en cascada; se consideraron dos convertidores CD-CD para alimentar al inversor multinivel: el medio puente elevador, y el flyback debido a su capacidad de aislamiento eléctrico y su capacidad de mantener el MPPT. Un lazo trifásico de fase fija efectúa la sincronización del inversor con la red eléctrica, y se conecta a la red mediante un inductor. La topología de medio puente elevador consiste en un troceador, un circuito inversor de medio puente, un transformador de alta frecuencia y un circuito rectificador de tensión. Este convertidor permite reducir el tamaño de los filtros debido a su conmutación alternada, además la configuración por celdas, tiene un buen desempeño para alta tensión. Con respecto al flyback, tiene mejor desempeño en baja tensión y la relación de vueltas y la tensión de salida depende de la frecuencia de conmutación. Los autores determinan que en operación estable, el flyback tiene un rizo de tensión y de corriente mayor al del medio puente elevador. A su vez el flyback presenta mayor corriente en el inductor, lo que sugiere la necesidad de conductores mas grandes. En general el medio puente elevador presenta mejor eficiencia en el sistema con el único inconveniente de una mayor cantidad de componentes.

En el 2013, Perez *et al* [16] proponen la aplicación de un convertidor multinivel modular en plantas de generación PV. Sugieren el uso de tensiones superiores a las estandarizadas para plantas PV con el fin de reducir pérdidas internas. La topología propuesta por los autores consiste en tres fases compuestas por dos ramas de convertidores en serie, posteriormente se agregan los elementos de almacenamiento en la parte superior e inferior de las fases para desacoplar la fuente, éstos pueden ser condensadores electroquímicos, o baterías. Los autores concluyen que el convertidor propuesto mantiene la corriente de salida, carga los elementos de almacenamiento y mantiene la tensión de CD dentro de las referencias establecidas. La topología mantiene pocas etapas de procesamiento de potencia lo que la hace muy eficiente, lo cual es relevante en sistemas a gran escala. Así mismo, el almacenamiento interno de energía lo hace menos vulnerable a variaciones en la producción PV. Sin embargo, requiere de convertidores CD-CD de alta ganancia de tensión, o una tensión alta en las terminales de los paneles para operar en media tensión, y también carece de aislamiento en media frecuencia.

Rivera *et al* [17], presenta un convertidor modular multinivel para sistemas de cadenas PV múltiples a gran escala. La topología propuesta consiste en celdas de convertidores de puente H multinivel, incluyendo un MPPT para cada cadena de paneles mejorando la calidad de la energía y mejorando la eficiencia del sistema. Cada fase de la configuración propuesta se compone de dos ramificaciones (compuestas a su vez de n celdas de puente H en serie), una positiva, y otra negativa. La red eléctrica se conecta en la unión de la ramificación positiva y la negativa. Con fines de simplificar el sistema, en el convertidor

de CD se considera la topología flyback. Los autores proponen el control de MPPT por perturbación y observación para cada una de las celdas, y se plantea un control orientado a tensión para el manejo de la celdas acopladas a la red. Para el balance del sistema, los autores lo resuelven de dos formas: primero balanceando las fases, lo cual logran compensando la potencia en las celdas, lo que anula el desbalance. En segundo lugar se puede compensar el desbalance en las celdas, regulando las tensiones de cada celda ajustando la modulación del PWM. Los autores concluyen que su estructura puede manejar una planta PV de gran escala, con buena calidad de la energía resultante, y tamaño reducido de los filtros. Sin embargo el aislamiento lo hacen utilizando convertidores CD-CD aislados lo que puede añadir pérdidas y efectos no deseados por los elementos parásitos en arreglos con numerosos elementos.

En 2013, Xiao *et al* [18] proponen un convertidor modular multinivel para sistemas trifásicos de cadenas PV múltiples a gran escala, similar a la estructura mostrada en la Figura 2. De la misma manera que en [17], se presenta un control MPPT individual para cada cadena de paneles PV. Sin embargo, los autores proponen la conexión de los arreglos PV mediante inversores directamente a la red de distribución. Para el desbalance en la tensión resultante de cada MPPT, los autores proponen un control por compensación de la modulación. Los autores concluyeron que la distribución propuesta mostró una mayor extracción del recurso PV y por lo tanto, se incrementó en la eficiencia de la planta.

En el 2014, Islam *et al* [19] presentan un inversor multinivel en media tensión para conexión en plantas PV sin necesidad de transformador elevador. Islam propone el diseño para sistemas de 11kV y 33kV. Para tratar de contrarrestar el desbalance de las cadenas PV se propone un control MPPT de rango amplio. Para el sistema PV se considera aislamiento mediante un enlace de media frecuencia con n devanados secundarios que funcionan como fuentes aisladas para los inversores multinivel, como se muestra en la Figura 4. Los autores obtienen que los devanados adicionales en enlace de media frecuencia aumentan las pérdidas totales del sistema y reducen la eficiencia general del sistema. Sin embargo, la eliminación del transformador elevador permite una reducción importante del costo de instalación y mantenimiento, así como el volumen del sistema en general. Lo anterior puede mitigarse mediante el uso de materiales magnéticos de alta eficiencia y técnicas de construcción para mitigar los elementos parásitos de los devanados.

Keyhani *et al* [20], plantean una topología de conversión en una sola etapa con un enlace de media frecuencia como se muestra en la Figura 5. El enlace se compone de un inductor resonante y un condensador pequeño que contribuye a la conmutación suave en el sistema reduciendo el tamaño de los interruptores. Para la conversión de CD a CA consideran un inversor trifásico con un filtro de salida CL. Los autores, proponen una variante con

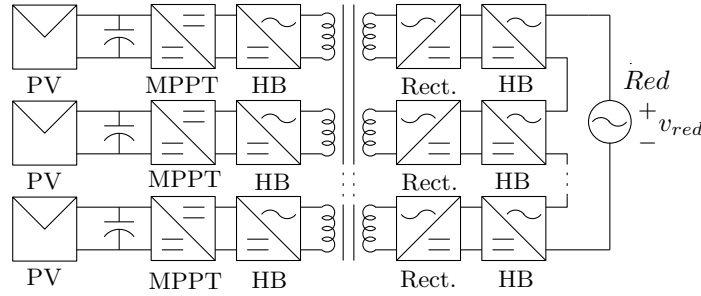


Figura 4. Esquema del enlace magnético común en media frecuencia reportado por Islam *et al* [19].

aislamiento galvánico sustituyendo el inductor, por un transformador de núcleo de aire de alta frecuencia ubicado justo después del arreglo PV. Keyhani y su equipo reportan una eficiencia de 95 % y un factor de potencia de 0.97 de su convertidor, además de una THD en corriente de 1.5 %. Sin embargo, la topología contempla un sólo interruptor en la entrada similar a un flyback, lo que la limita a aplicaciones de baja potencia. Además, el convertidor de salida no contempla la estructura multinivel por lo que la calidad de energía entregada a la red de media tensión requerirá de filtros mayores a los que se requerirían en una topología multinivel. Sin embargo, la versión sin aislamiento podría utilizarse para la etapa CD-CA debido a su confiabilidad y a que procesa la potencia en una sola etapa.

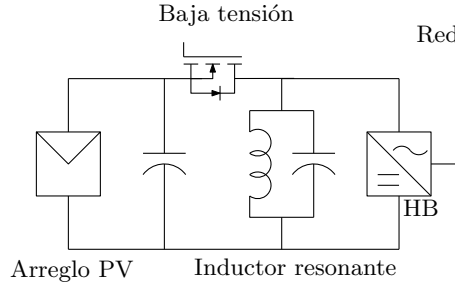


Figura 5. Esquema de conversión en una sola etapa reportado por Keyhani *et al* [20].

Por otro lado, Sandoval *et al* [21], proponen un inversor trifasico en configuración delta utilizando tres interruptores de potencia y un esquema de control PWM avanzado (Figura 6). El autor plantea la conmutación de dos interruptores a la vez, de modo que la suma de las tensiones entre fase queden balanceadas. En el trabajo se propone un esquema utilizando un convertidor CD-CD boost y un flyback con aislamiento en alta frecuencia. Los autores, obtienen un inversor aplicable a sistemas PV a gran escala con un bajo THD en corriente y un bajo número de componentes. Adicionalmente se reporta la necesidad de alta tensión en los interruptores lo que puede ser inconveniente debido a la restricción de la tensión en los terminales de los arreglos PV, y por lo tanto no es conveniente para aplicaciones en media tensión.

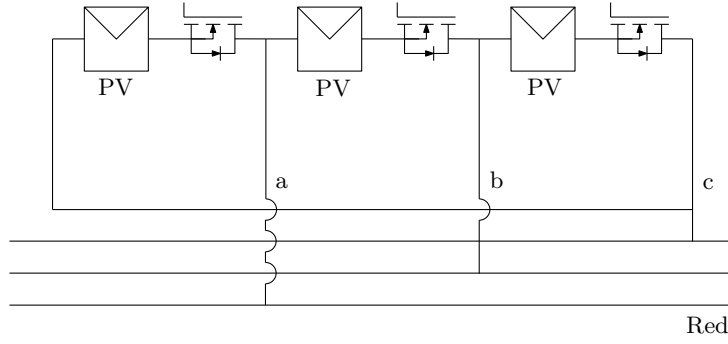


Figura 6. Esquema del convertidor Delta reportado en [21].

Liu *et al* [22] proponen convertidores CD-CD aislados tipo doble puente activo (DAB) alimentado por corriente, conectados a cada una de las cadenas paneles PV, éstos a su vez alimentan a los inversores multinivel en cascada como se muestra en la Figura 7. Los convertidores son controlados por compensadores PI, tomando la tensión de referencia resultante del MPPT. Posteriormente se realiza la extracción de componentes de potencia activa y reactiva, que posteriormente pasa a un módulo de distribución y sincronización, la cual, distribuye componentes de potencia activa y reactiva según requiera cada módulo. La topología DAB en cada cadena para alimentar una celda del multinivel en cascada aumenta el número de componentes lo que disminuye la confiabilidad del sistema, añadido a que la eficiencia se ve afectada por la presencia de múltiples transformadores, y finalmente el sistema es relativamente complejo de implementar sin los algoritmos de control específicos.

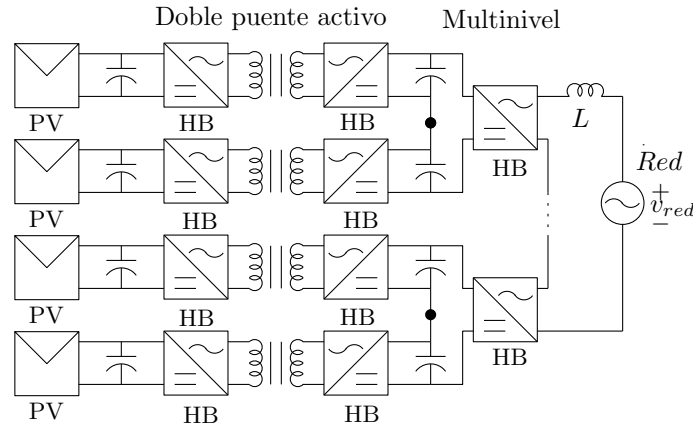


Figura 7. Esquema con doble puente activo reportado en [22].

Por otra parte, Yu *et al* [8] trabajaron sobre el desbalance de las celdas de puente H para sistemas PV. Proponen el uso de un convertidor CD-CD de puente completo con aislamiento en alta frecuencia, con el cual alimentan a una celda de puente H que a su vez es parte de un convertidor multinivel en cascada. Los autores obtienen una THD <1 % con las técnicas reportadas y un desbalance entre las celdas 0.15 %. Finalmente concluyen que

los métodos propuestos son capaces de corregir un desbalance severo en la red, condiciones en las cuales los métodos tradicionales de inyección de secuencia cero no son capaces de operar. Así mismo la configuración permite el seguimiento individual del máximo punto de potencia por cada arreglo con etapas de procesamiento reducidas. Además al no estar acoplados, la modularidad y confiabilidad del sistema se ve beneficiada ya que se pueden agregar módulos según sea necesario, y si alguno falla, el sistema puede seguir operando.

En 2017 Islam y su equipo proponen en [23] continuar con el esquema de enlace magnético común en alta frecuencia. En ese trabajo proponen un esquema de múltiples enlaces con el fin de conformar la topología modular en lugar de tener un sistema de puertos fijos. Además, incorporan un esquema de conmutación para el amortiguamiento de componentes armónicas seleccionadas. En el artículo, se presentan resultados experimentales y evaluación de pérdidas, de lo cual obtienen un sistema con una eficiencia global rondando el 77 %. Sin embargo, logran una THD de 3.5 % después del filtro LC.

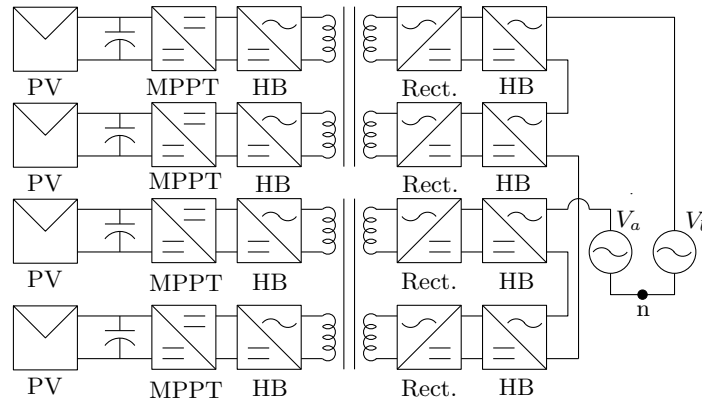


Figura 8. Esquema del enlace magnético común en media frecuencia desacoplado reportado en [23].

3.2. Inversores multinivel

Para aplicaciones PV en media tensión a gran escala, las topologías de inversores multinivel usadas con mayor frecuencia son: el inversor con diodos de enclavamiento (NPC), de condensadores flotantes (FC), y el de puentes H en cascada (Figura 9) [24]. Estos convertidores han ganado popularidad en baja y media tensión debido a la reducción del contenido armónico, bajas pérdidas por conmutación y una señal de salida de corriente con distorsión armónica (THD) menor al $<5\%$. La selección del inversor dependerá de la aplicación.

El inversor NPC, consiste en $2(m - 1)$ transistores (IGBT o MOSFET) configurados en serie, éstos a su vez están acoplados en un punto común por diodos como se muestra

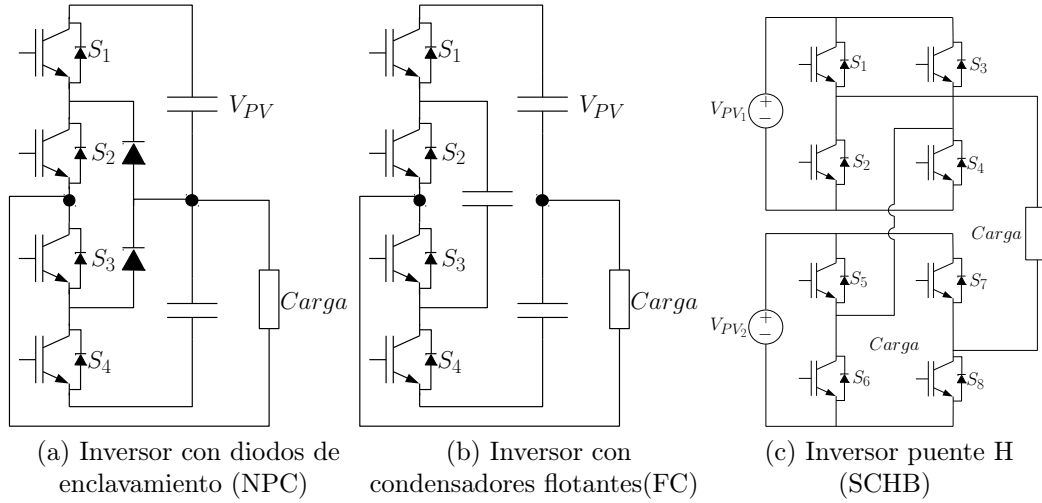


Figura 9. Topologías de inversores multinivel más comunes.

en la Figura 9 (a). Se utiliza en sistemas PV sin transformador, debido a sus reducidas corrientes de fuga, y se logra controlar el flujo de corriente en CD inyectada en el sistema.

El inversor FC (Figura 9 (b)) presenta los mismos arreglos de interruptores que un NPC, pero en lugar de coincidir en un punto mediante diodos, los interruptores S_2 y S_4 están conectados mediante un condensador. El número de condensadores aumenta exponencialmente al incrementar el número de niveles del convertidor.

El puente H es una topología que, utilizada en una estructura cascada multinivel, permite la reducción de corrientes de fuga y armónicos [15, 18, 25]. El puente H consiste en dos ramas de interruptores en paralelo como se muestra en la Figura 9 (c). Debido a la distribución de sus componentes, el puente H permite el aumento de niveles de manera modular.

3.3. Etapa CD-CA y seguimiento del máximo punto de potencia

La etapa CD-CA es la que se encarga de procesar la energía recolectada en los sistemas fotovoltaicos y de entregarla a las siguientes etapas de potencia generalmente a mayores niveles de tensión, y además realizando la tarea de máxima extracción de potencia (MPPT). La etapa CD-CA se compone generalmente de un convertidor elevador y un puente H para operar el enlace magnético común en media frecuencia (EMMF) como se muestra en la Figura 4 [23].

En la etapa CD-CA también se puede sustituir al convertidor elevador por un convertidor Flyback como se propone en [26]. Esta propuesta permite mejorar la eficiencia de la etapa, y además ofrece aislamiento en media-alta frecuencia. Sin embargo,

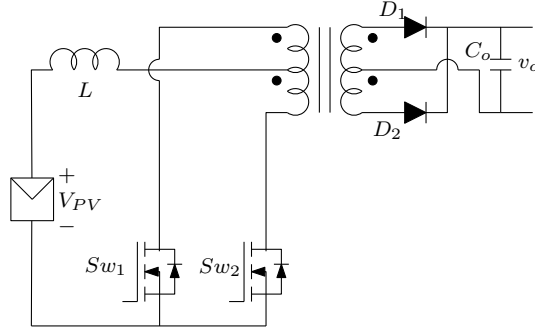


Figura 10. Esquema del convertidor push-pull alimentado en corriente.

algunas desventajas de esta implementación es el elevado estrés por corriente en los semiconductores lo que limita la aplicación a baja potencia ($<300\text{W}$).

Otra opción para implementar la etapa CD-CA se propone en [27], la cual consiste en utilizar una combinación de convertidores Cúk y SEPIC. Dicho acomodo utiliza inductores acoplados y genera una salida bipolar para operar el EMMF. Sin embargo, al usar un solo interruptor para procesar la potencia, esta opción puede comprometer la confiabilidad debido al estrés por corriente.

En vista que los sistemas fotovoltaicos se consideran fuentes de corriente, en la literatura especializada se proponen convertidores fuente de corriente para procesar la potencia de los arreglos PV. Entre los convertidores fuente de corriente más populares se pueden mencionar el convertidor push-pull alimentado en corriente y los convertidores tipo L.

El convertidor push-pull alimentado en corriente (Figura 10) permite elevar o reducir la tensión de entrada mediante el traslape de sus interruptores, lo que ofrece una protección natural contra corto circuito. A su vez, el inductor en serie con la fuente permite que el perfil de demanda de corriente al sistema PV sea constante lo que reduce el estrés en los paneles. El convertidor push-pull alimentado en corriente es sencillo y con pocos componentes lo que lo hace confiable y fácil de implementar, además de ofrecer una alta ganancia conversión de tensión [28–30]. Entre las desventajas de la topología se pueden mencionar: picos de tensión en los interruptores, altas pérdidas por conmutación, al requerir una derivación central en el transformador requiere una potencia construida mayor a una topología con un devanado simple lo que se traduce en un núcleo magnético más grande [30–33].

Los convertidores tipo L (Figura 11) operan de forma similar al push-pull elevando o reduciendo la tensión de entrada mediante el traslape de sus ramas. Estos convertidores tienen la variante de medio puente y puente completo. El convertidor tipo L permite reducir el estrés por corriente en interruptores, diodos y condensador de salida [29, 31].

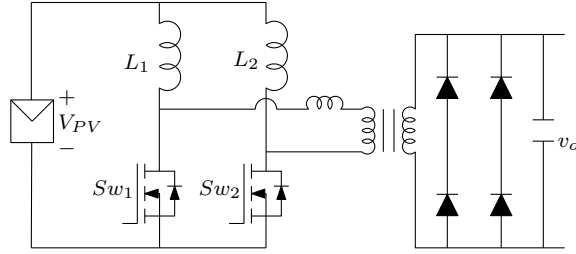


Figura 11. Esquema del convertidor tipo L en medio puente alimentado en corriente.

Este convertidor hace mejor uso de la potencia construida del transformador comparado con el push-pull al no requerir derivación central, por lo que es adecuado para aplicaciones multipuerto. Algunas limitaciones identificadas son: picos de tensión en los interruptores y conversión de tensión limitada a duplicar la tensión de entrada [31].

Los convertidores alimentados en corriente que tienen capacidad de elevación de tensión acoplados a un enlace magnético comparten ciertas desventajas. La primera de ellas es que requieren un circuito de arranque debido a que el transitorio de corriente en los inductores puede dañar los interruptores. Y en segundo lugar, los convertidores alimentados en corriente presentan picos de tensión en los interruptores debido a la resonancia de la capacitancia parásita de los interruptores con la inductancia de dispersión del enlace magnético [32].

Otra alternativa son los convertidores fuente de impedancia o Z . Estos convertidores se caracterizan por permitir la elevación o reducción de tensión según sea necesario y generar una salida en tres niveles en una sola etapa. A su vez Los convertidores Z funcionan realizando traslapes de conducción entre las ramas del puente H, lo que ofrece una protección implícita contra corto circuitos. En vista de la reducción de etapas de conversión y de la protección *natural*, se hará uso de esta topología en el sistema propuesto.

3.4. Convertidores fuente de impedancia Z

Los convertidores con fuente de impedancia o denominados Z , son convertidores que se componen por una red de impedancia y un inversor puente H y fueron propuestos por primera vez por Zheng Peng en 2002 [34]. Una de las ventajas de la topología Z es que pueden funcionar con fuentes de corriente o tensión dependiendo de la aplicación así como el principio de operación, a diferencia de los convertidores fuente de corriente convencionales.

Los convertidores con fuente de impedancia permiten elevar o reducir la tensión de salida y realizar la conversión CD-CA en una sola etapa, lo que permite reducir etapas de procesamiento de potencia en sistemas PV, lo que sugiere una mejor eficiencia. Además,

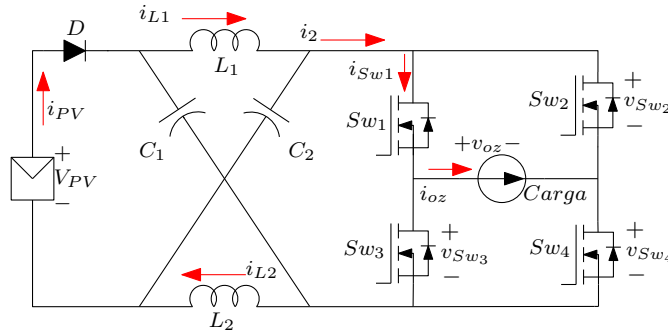


Figura 12. Esquema original del convertidor con fuente de impedancia Z.

al operar mediante traslapes en el puente H, ofrecen una protección natural contra corto circuito lo que se traduce en mayor confiabilidad.

El convertidor Z que fue presentado por primera vez se muestra en la Figura 12. La red de impedancia consiste en dos inductores en paralelo y dos condensadores conectados a los inductores de forma cruzada. El puente H es el encargado de establecer los modos de operación y generar la salida en CA.

El principio de funcionamiento del convertidor Z consiste en dos modos de operación: el modo de conducción y el modo de traslape. En estado estacionario, se considera que tanto la tensión promedio de los inductores y corriente promedio de los condensadores es igual a cero. En estado de traslape (Figura 13 (b)), todos los interruptores conducen y se genera una tensión y corriente en la salida del convertidor. En cuanto la salida de la red de impedancia entra en estado de traslape, se produce una tensión de $2V_s$ en la entrada de la red, lo que provoca que el diodo deje de conducir. En ese momento la tensión en los inductores se ve impuesta por la tensión en los condensadores y como los inductores no pueden cambiar la corriente de forma brusca, los condensadores cambian la dirección de corriente y la entregan a los inductores, lo que provoca que en estado de traslape la corriente en los condensadores sea la misma que la de los inductores.

En el modo de conducción (Figura 13 (a)) los interruptores Sw_1 y Sw_4 ó Sw_2 y Sw_3 conducen dependiendo del semiciclo correspondiente. En modo de conducción, los inductores y capacitores entregan su energía por lo que la tensión en los condensadores y la corriente en los inductores decrecen.

A partir de esta topología se derivaron numerosas variantes, que fueron desarrolladas con el fin de mejorar la idea original. Algunas variantes se exponen en [35] de las cuales destacan las alimentadas en corriente. El trabajo citado, presenta dos topologías alimentadas en corriente: una con corriente intermitente en la fuente de alimentación y otra con corriente continua en la fuente. En [36] se propone una estructura *quasi-Z* (Figura 14) en cascada con una fuente de alimentación común, con lo que se pretende distribuir

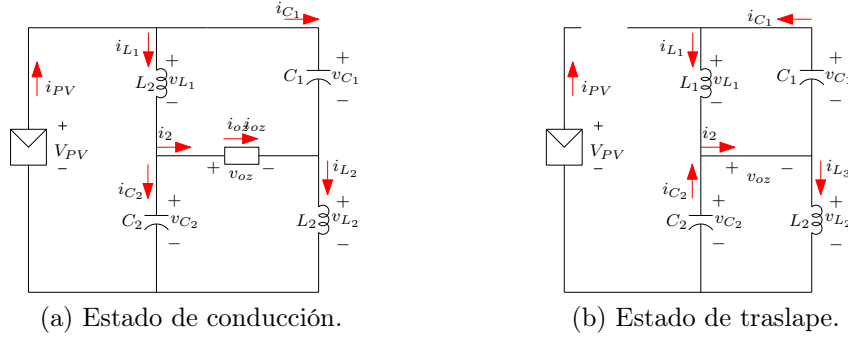


Figura 13. Circuitos equivalentes del convertidor fuente de impedancia Z.

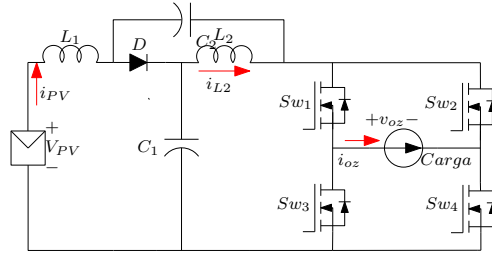


Figura 14. Esquema original del convertidor con fuente de impedancia *quasi-Z*.

la potencia procesada en varios módulos *quasi-Z* ofreciendo una salida balanceada, que aplicando la modulación adecuada puede generar una señal multinivel.

Bajo el mismo esquema *quasi-Z* (Figura 14), en [37] se propone una variación implementando un inductor acoplado para elevar la tensión y además se implementa un multiplicador de tensión a la salida del convertidor. Este esquema presenta ganancias de tensión elevadas y bajo estrés por tensión en los componentes, sin embargo presenta cinco diodos y 2 inductores adicionales al acoplado, lo que lo hace una topología menos eficiente de implementar.

3.5. Comparación en términos de eficiencia de los convertidores para la etapa de baja tensión

Considerando las diferentes estructuras analizadas para la conversión CD-CA, se presenta una comparación entre tres topologías: el convertidor elevador con un inversor puente H, el convertidor Z tradicional y el convertidor Z alimentado en corriente (Figura 15).

La combinación del convertidor elevador y puente H es el esquema más utilizado para aplicaciones fotovoltaicas ya que son convertidores extensamente estudiados y

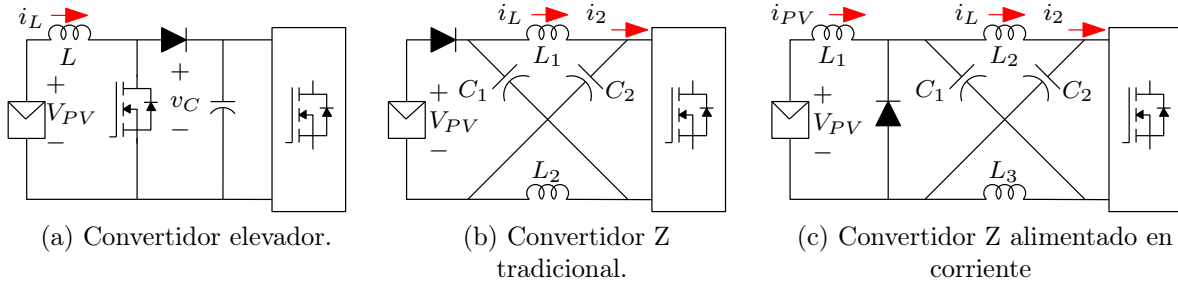


Figura 15. Convertidores considerados para la etapa CD-CA.

relativamente fáciles de implementar. Esta combinación permite el desacoplo de la etapa de elevación y seguimiento MPPT, de la etapa CD-CA del puente H.

Como se mencionó en la sección 3.4, las topologías con fuente de impedancia Z permiten unir la etapa de reducción-elevación de tensión y MPPT con la etapa CD-CA del Puente H en una sola etapa, además de contar con protección *natural* contra corto circuitos.

En la tabla 3 se muestra la comparación cualitativa de las pérdidas estimadas para las topologías consideradas en base a los esfuerzos en corriente y tensión. Se puede apreciar que el convertidor elevador presenta menos pérdidas en los elementos magnéticos ya que sólo cuenta con un inductor. Así mismo se puede ver que las pérdidas por conmutación de los interruptores puente H son menores en la topología Z tradicional.

Tabla 3. Comparación cualitativa de pérdidas en las etapas CD-CA consideradas.

Parámetros	Elevador	Convertidor Z	CZSI
Pérdidas en los inductores	✓	✓ ✓	×
Pérdidas por conmutación	×	✓ ✓	✓
Pérdidas en los diodos	✓	✓	✓ ✓
Pérdidas en los condensadores	×	✓	✓ ✓
TOTAL	✓	✓ ✓ ✓	✓ ✓

×: Alta ✓: Media ✓✓: Baja

Sin embargo, como es de esperarse, las pérdidas en los condensadores y en los diodos son menores que en el convertidor Z alimentado en corriente y que en esta topología, los condensadores no suministran corriente a los inductores en ningún estado de operación, lo que reduce sus pérdidas. Además, la corriente que conducen los diodos en el CZSI es muy pequeña comparada con la que soportan los diodos en el convertidor elevador y Z tradicional.

Lo anterior se refleja en que las pérdidas totales estimadas son menores en la topología Z tradicional, sin embargo debido a que la corriente en la fuente de esta topología es discontinua y el diodo en serie con la fuente puede reducir la confiabilidad del sistema. Se elige la topología CZSI debido a que presenta una corriente continua en la fuente y esfuerzos de corriente bajos en el diodo y los condensadores permitiendo usar dispositivos más pequeños.

3.6. Sistema considerado en el estudio

Hasta este punto se ha expuesto el estado del arte para esta investigación, y a partir de la revisión bibliográfica se establece el sistema sobre el cual se va a trabajar. El sistema consiste en tres partes fundamentales: etapa de conversión CD-CA en baja tensión basado en convertidores Z alimentados en corriente, un EMMF multipuerto en media frecuencia, y una etapa de conversión CA-CA en media tensión basada en un convertidor de celdas en cascada multinivel. En la Figura 16 se muestra el esquema del sistema de estudio.

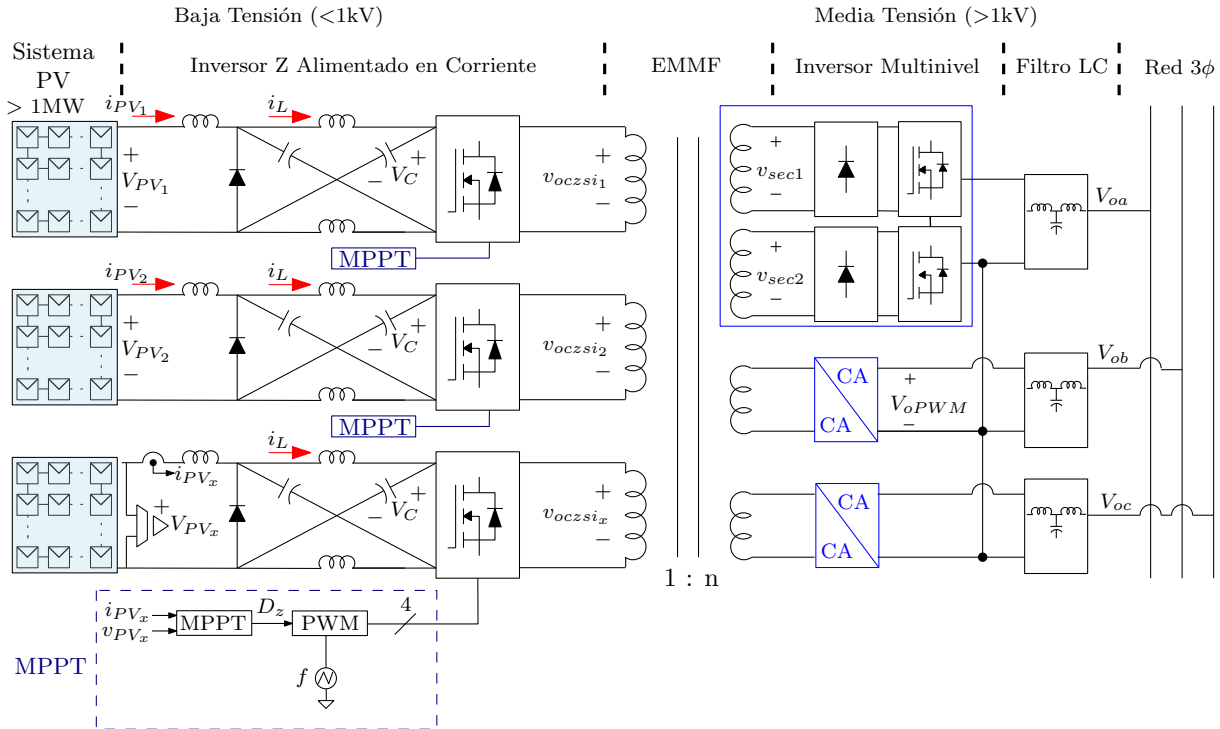


Figura 16. Sistema completo propuesto para el trabajo de investigación.

El sistema consiste en múltiples arreglos PV que alimentan los CZSI para la conversión en una sola etapa, y éstos a su vez, energizan a los puertos primarios del EMMF. El EMMF acopla magnéticamente los puertos primarios y secundarios e implementa aislamiento galvánico. Finalmente los puertos secundarios funcionan como fuentes aisladas para cada

rectificador y las celdas del convertidor multinivel en cascada que genera una salida conmutada en MF con una componente fundamental en baja frecuencia para conectarse a la red.

4. Justificación

La transferencia de potencia en los sistemas PV debe ser eficiente, confiable y cumplir con los parámetros de calidad necesarios. Por lo tanto reducir las etapas de procesamiento de potencia y mejorar la confiabilidad de los sistemas de potencia es de gran importancia. El uso de convertidores multinivel permiten mejorar la calidad de la energía entregada a la red de distribución, pero necesitan fuentes aisladas balanceadas para operar correctamente, por lo tanto, el uso de un enlace magnético multipuerto permite proporcionar dichas fuentes aisladas. Para operar el enlace multipuerto se requiere un arreglo que tenga la capacidad de realizar el seguimiento de máxima potencia en condiciones desbalanceadas para cada puerto de entrada y elevación de tensión en CA en una sola etapa, por lo que se propone el uso de convertidores Z alimentados en corriente.

5. Objetivos de la tesis

5.1. General

Proponer y estudiar un sistema fotovoltaico con aplicaciones en media tensión y aislamiento en media frecuencia, implementando un enlace magnético multipuerto capaz de procesar diferentes niveles de potencia provenientes de diferentes arreglos de paneles fotovoltaicos con el fin de generar fuentes balanceadas para aplicaciones en convertidores multinivel empleando una estructura basada en el convertidor Z.

5.2. Específicos

- Estudio de las estructuras de transferencia de potencia para sistemas fotovoltaicos con aislamiento en media frecuencia.
- Análisis del principio de operación del convertidor Z alimentado en corriente y obtener ecuaciones de diseño para elementos pasivos.
- Análisis del flujo de potencia en el enlace magnético multipuerto para diferentes niveles de potencia.

6. Hipótesis

Mediante el uso de convertidores Z alimentados en corriente es posible mejorar la eficiencia y el manejo de fuentes PV desbalanceadas en la implementación en un enlace magnético multipuerto de media frecuencia acoplado a un esquema de convertidores multinivel, para mejorar el procesamiento de energía en plantas fotovoltaicas.

7. Alcance y enfoque de la investigación

El presente trabajo de investigación abarca el estudio de un sistema de electrónica de potencia con aislamiento magnético en media tensión y media frecuencia para aplicaciones en granjas PV. El estudio se enfoca en la implementación de un enlace magnético común con esquema multipuerto, aprovechando las ventajas del EMMF para ofrecer aislamiento magnético para generar fuentes balanceadas que permitirán entregar la energía a la red eléctrica con la calidad requerida, así como el análisis de transferencia de potencia en condiciones desbalanceadas.

Así mismo, se cubre el análisis, diseño e implementación de convertidores Z alimentados en corriente para la etapa de acondicionamiento de potencia en baja tensión. Esta investigación pretende explorar el uso de la topología Z alimentada en corriente para aprovechar sus características de reducción-elevación de tensión en una sola etapa al mismo tiempo que se mantiene la corriente continua en la fuente para mitigar el estrés por corriente en el sistema PV.

Finalmente, se realiza una breve comparación en términos de pérdidas de los convertidores candidatos para la etapa CD-CA de baja tensión con fines de establecer un criterio de selección.

8. Organización del documento de tesis

El contenido del documento de tesis está organizado en una introducción, tres capítulos principales, las conclusiones de la investigación, y finalmente algunos anexos.

En la introducción se mencionó brevemente el panorama energético tanto global como nacional, y las estructuras tradicionales para las granjas fotovoltaicas a gran escala. Posteriormente se presenta el estado del arte de las distribuciones en media-tensión y media frecuencia, las etapas CD-CA que se implementan en ellas. Así mismo, se muestran los antecedentes de las topologías basadas en el convertidor fuente de impedancia, y finalmente

se indican la justificación de la investigación, los objetivos del trabajo, la hipótesis, y los alcances de este documento de Tesis.

En el capítulo 1, se describe el sistema PV con enlace magnético común en media frecuencia (EMMF) que se propone. Así mismo se presenta el análisis y principio de operación del convertidor fuente de impedancia Z alimentado en corriente (CZSI) en condiciones ideales y acoplado al EMMF. Enseguida se muestra la etapa en media tensión con el convertidor multinivel en cascada, y por último el filtro de salida del convertidor multinivel.

El capítulo 2, presenta el análisis de la operación del EMMF en condiciones de potencia balanceadas y desbalanceadas para el caso de x puertos de entrada y y puertos de salida.

A continuación los resultados de simulación y experimentales obtenidos del prototipo de laboratorio se muestran en el capítulo 3 para confirmar lo obtenido en el análisis de los dos capítulos anteriores.

Finalmente, se muestran las conclusiones del trabajo de investigación y algunas sugerencias para el trabajo futuro. Adicionalmente se proporciona una sección de anexos en los cuales se presenta información complementaria de interés para el desarrollo de este documento.

SISTEMA FOTOVOLTAICO MULTINIVEL CON AISLAMIENTO EN MEDIA FRECUENCIA

1.1. Descripción del sistema

El trabajo de investigación está centrado en un sistema para aplicaciones fotovoltaicas en media tensión (Figura 1.1), integrado por: un arreglo de sistemas fotovoltaicos, una etapa de conversión CD-CA en baja tensión basada en inversores Z alimentados en corriente (CZSI, por sus siglas en inglés), un enlace magnético en media frecuencia (EMMF), y una etapa de conversión en media tensión, formada por un arreglo de inversores multinivel en cascada interconectados a la red.

Cada arreglo fotovoltaico está configurado por paneles en conexión serie y paralelo para alcanzar las especificaciones de potencia necesarias. La tensión en CD del arreglo en serie debe cumplir la restricción de ser menor a 1kV, y el arreglo en paralelo se configura para conseguir la potencia requerida.

La energía recolectada por los arreglos fotovoltaicos es procesada por la etapa CD-CA en baja tensión, la cual se basa en CZSI y permite realizar el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) por su capacidad de elevación-reducción de tensión y corriente. Con lo anterior se realiza la transferencia de potencia entre los paneles y el enlace magnético en una sola etapa. Las señales de disparo son generadas por un algoritmo MPPT del tipo “perturbar y observar” (P&O) de forma independiente para cada celda CZSI. El algoritmo MPPT P&O es uno de los más sencillos de implementar [38, 39] y por tanto es suficiente para fines de validación.

Una vez que la energía es procesada por los CZSI, ésta se transfiere al EMMF a través de x devanados primarios (energizados cada uno por un arreglo fotovoltaico), y y devanados secundarios con los cuales se alimenta a las celdas del convertidor multinivel en cascada.

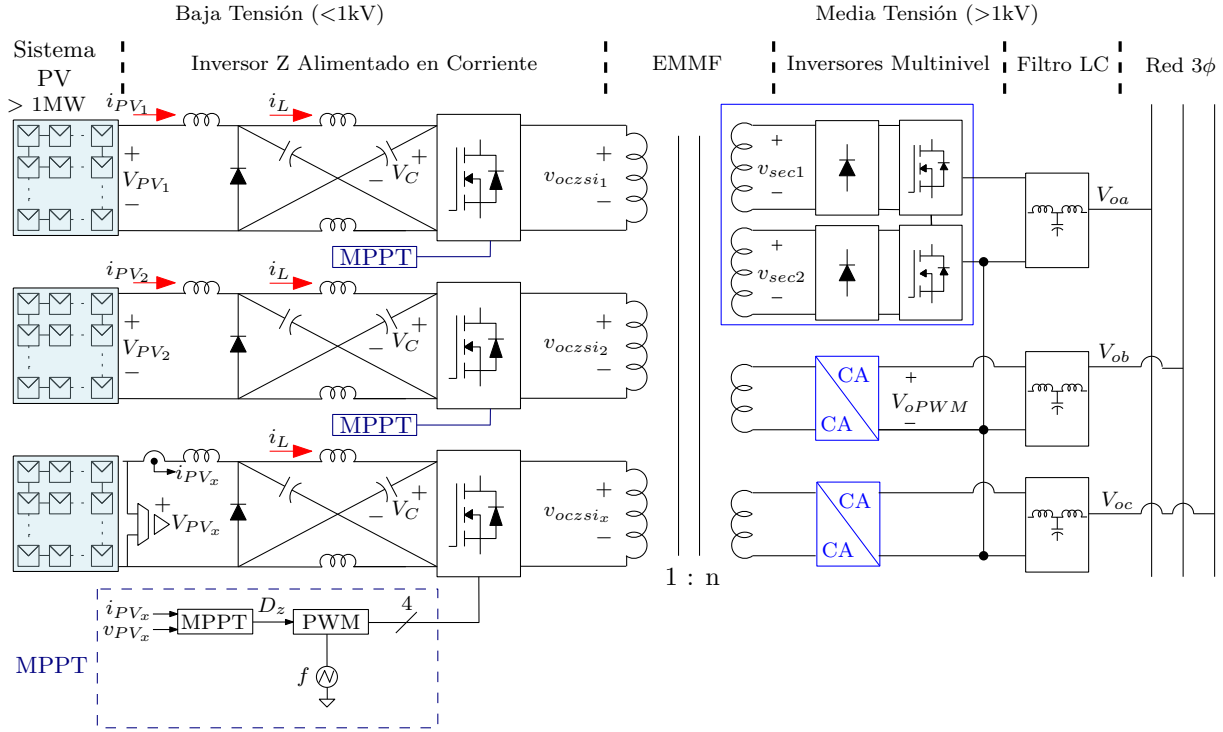


Figura 1.1. Sistema fotovoltaico multipuerto basado en convertidores Z y convertidores multinivel con celdas en cascada.

El EMMF tiene la capacidad de transferir diferentes niveles de potencia provenientes de los arreglos de paneles, y a su vez proporcionar tensiones de salida aisladas *naturalmente* balanceadas en el lado secundario [19, 23, 40].

Cada devanado secundario del EMMF alimenta un rectificador de onda completa para obtener la tensión en CD. A continuación estas fuentes aisladas alimentan las celdas de puentes H (HB) las cuales a su vez se conectan en un arreglo multinivel para obtener la tensión PWM de la fase. Posteriormente, la salida conmutada se filtra por un circuito LC para finalmente obtener una tensión y corriente sinusoidal con baja distorsión armónica la cual es inyectada a la red a través de un acoplamiento inductivo.

1.2. Etapa de procesamiento de potencia en baja tensión

A continuación se describe el principio de funcionamiento del CZSI tanto en condiciones ideales y bajo el efecto de los elementos parásitos del EMMF. El CZSI realiza las tareas de transferencia de potencia entre el arreglo fotovoltaico y el EMMF así como el seguimiento de máxima potencia.

1.2.1. Descripción y análisis del inversor Z alimentado en corriente

El convertidor fuente de impedancia Z alimentado en corriente se muestra en la Figura 1.2; consiste en una red de impedancia Z y un puente H. La red de impedancia está formada por el inductor L_1 en serie con el arreglo PV, que permite filtrar la corriente que se extrae del arreglo, los inductores L_2 y L_3 que soportan la corriente i_2 que alimenta al puente H y limitan el rizo de la misma, y dos condensadores C_1 y C_2 conectados de forma cruzada con L_1 y L_2 , los cuales limitan el rizo de tensión a la salida v_{oczsi} . En el análisis se asume que todos los inductores tienen la misma inductancia, y de forma similar, los condensadores tienen la misma capacitancia de forma que:

$$L_1 = L_2 = L_3 = L \quad \text{y} \quad C_1 = C_2 = C.$$

El puente H es el encargado de manejar los modos de operación y generar la salida en CA. El tipo de semiconductores en el puente H, en principio, puede ser cualquiera; sin embargo el criterio de selección depende fundamentalmente de los parámetros de aplicación: si es una aplicación de alta potencia, se sugiere el uso de dispositivos IGBT, si se requiere alta frecuencia de conmutación, los MOSFET son más adecuados.

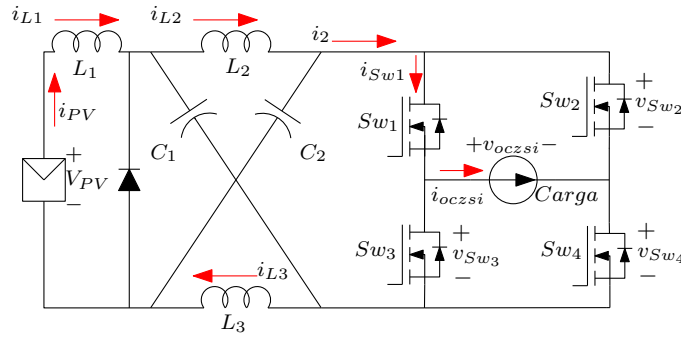


Figura 1.2. Esquema del inversor Z alimentado en corriente (CZSI).

1.2.1.1. Análisis del inversor Z alimentado en corriente

El CZSI tiene dos modos de operación principales: modo de conducción y modo en traslape. En el modo de conducción el convertidor conduce la tensión y corriente a través de la carga en el semiciclo positivo o negativo. En el modo en traslape, ambas ramas del puente H conducen, lo que provoca que la red de impedancia entre en corto circuito. En la Figura 1.3 se muestran las principales formas de onda del CZSI y la Figura 1.4 muestra el circuito equivalente para cada etapa de conmutación durante un periodo T . Los intervalos

I y II corresponden a la generación del semiciclo positivo de la tensión v_{oczi} y los intervalos III y IV al semiciclo negativo. El modo en traslape se muestra en los intervalos I y III, y el modo en conducción se define en los intervalos II y IV.

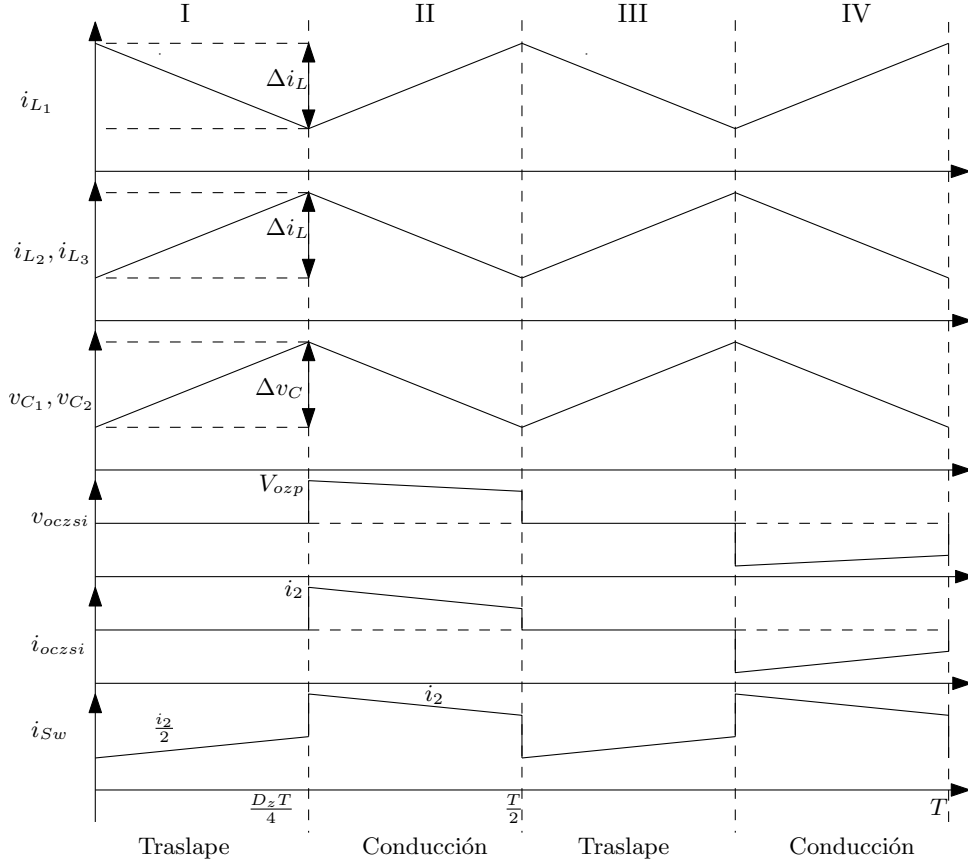


Figura 1.3. Formas de onda principales del Inversor Z alimentado en corriente. De arriba hacia abajo: corriente en el inductor L_1 , corriente en los inductores L_2 y L_3 , tensión en los condensadores, tensión de salida del inversor, corriente de salida del inversor, y corriente en los interruptores.

En estado estacionario (Figura 1.5) $t = [-\infty \ 0]$ se considera que la corriente promedio en los condensadores durante un ciclo de conmutación es igual a cero y de forma similar, la tensión promedio en los inductores durante un periodo es cero tal que:

$$V_L = V_{L_1} = V_{L_2} = V_{L_3} = 0 \quad \text{y} \quad I_{C_1} = I_{C_2} = 0. \quad (1.1)$$

La corriente promedio que entrega el sistema fotovoltaico es el cociente de la potencia extraída del arreglo de paneles y la tensión en el punto de operación del arreglo PV, por lo que se puede definir como:

$$I_{PV} = \frac{P_{PV}}{V_{PV}} = \frac{V_{ocziRMS}^2}{R_{eq}}, \quad (1.2)$$

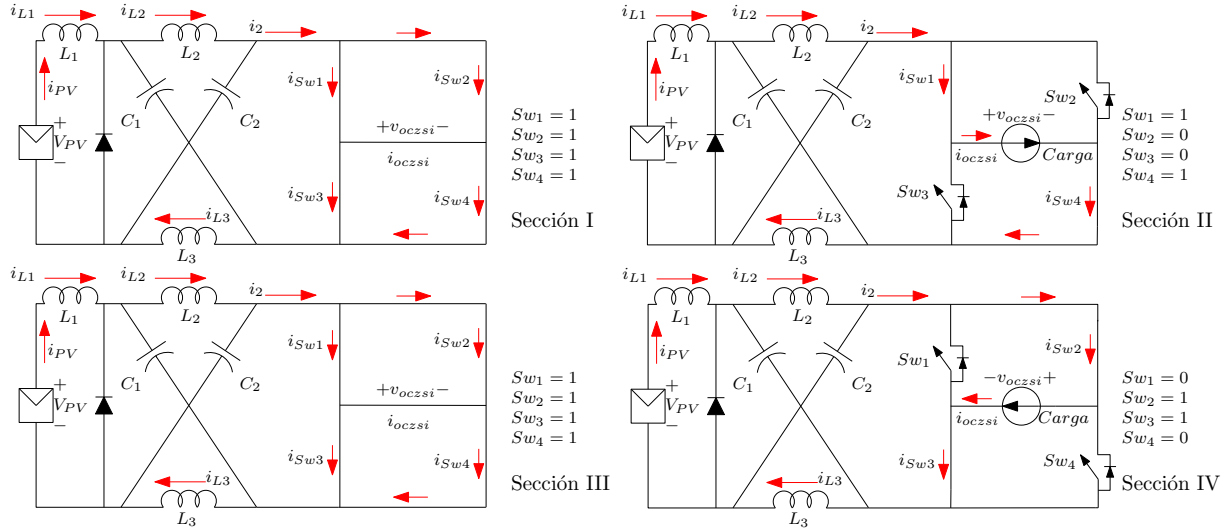


Figura 1.4. Etapas de conmutación del CZSI.

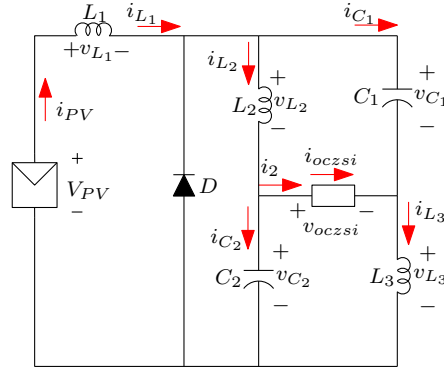


Figura 1.5. Circuito equivalente del CZSI en modo de conducción.

donde I_{PV} es la corriente en el sistema PV, V_{PV} es la tensión en terminales del arreglo y P_{PV} es la potencia que entrega el arreglo PV. La corriente I_{PV} promedio es la misma que la corriente en los inductores L_1 , L_2 y L_3 . A su vez, la tensión en los condensadores C_1 y C_2 está impuesta por V_{PV} . Así mismo la corriente i_2 es la que será entregada a la carga y está dada por:

$$i_2 = i_{oczsi} = 2i_{L2} - i_{L1} = \frac{v_{oczsi}}{R_{eq}}, \quad (1.3)$$

de modo que la tensión en la salida del inversor en estado de conducción está dada por la tensión V_{PV} .

Para fines de análisis se considera que el periodo T se divide en dos intervalos idénticos de duración $T/2$. En el primer intervalo se integran las secciones I y II, en el segundo las secciones III y IV. En cada uno de los intervalos se asume un instante al principio del mismo donde $t = 0$, de manera que $0 \leq t < T/2$.

Se define la variable de ciclo de traslape, con rango de $0 \leq D_z \leq 0.5$, de manera que la duración de las secciones I, II, III y IV se pueden escribir en términos de $D_z T$, con D_z variable. En el instante $t = 0$ (sección I y III en la Figura 1.3) todos los interruptores se cierran y el inversor entra en modo traslape como se muestra en la Figura 1.6 (a). En este modo de operación, i_{oczsi} y v_{oczsi} son cero (sin contemplar efectos de elementos parásitos). Como se puede apreciar en el circuito equivalente, los condensadores C_1 y C_2 imponen la tensión en L_2 y L_3 , y como los condensadores no pueden cambiar su tensión de forma instantánea, se puede tomar la siguiente aproximación:

$$v_{L_2} = v_{L_3} = v_C \simeq V_{PV} \quad t = [0 \quad D_z T/4],$$

considerando que C_1 y C_2 son lo suficientemente grandes para minimizar el rizo de tensión.

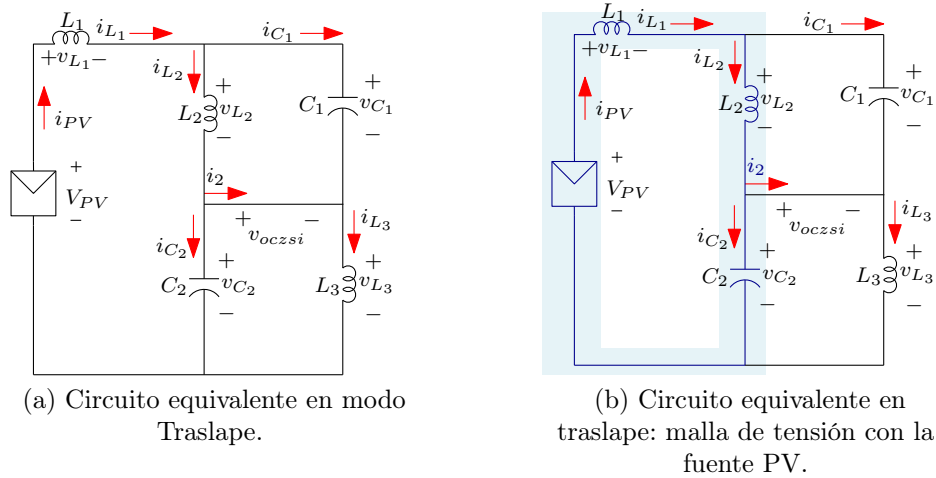


Figura 1.6. CZSI en modo traslape durante $t[0 \quad D_z T/2]$.

En este momento la corriente en los inductores no puede cambiar de forma instantánea, entonces L_1 comienza a suministrar la corriente necesaria para L_2 y L_3 (Figura 1.3). Examinando la malla sombreada en azul de la Figura 1.6 (b), se puede deducir que la tensión en L_1 es igual a $-V_{PV}$ por lo tanto:

$$v_{L_1} = L \frac{di_L}{dt} \simeq L \frac{\Delta i_{L_1}}{\Delta t} = -V_{PV}, \quad (1.4)$$

despejando Δi_{L_1} de 1.4 se tiene que:

$$\Delta i_{L_1} = \frac{\Delta t v_{L_1}}{L_1} = \frac{-V_{PV} \Delta t}{L_1}, \quad (1.5)$$

donde

- Δi_{L_1} = Variación de la corriente en L_1
- Δt = Intervalo de tiempo $0 < t < D_z T/2$

De (1.5) se puede observar que la pendiente de la corriente en L_1 es negativa, por lo tanto está entregando energía y se descarga. De forma similar, el diferencial de corriente Δi_{L_2} y Δi_{L_3} se definen como:

$$\Delta i_{L_2} = \frac{v_{L_2} \Delta t}{L} = \frac{v_{PV} \Delta t}{L} = \Delta i_{L_3}, \quad (1.6)$$

por lo tanto, los inductores L_2 y L_3 incrementan su corriente en un Δi_L durante el intervalo de traslape. Para dimensionar los inductores, se parte de la premisa que todos manejan los mismos niveles de corriente y que van a limitar el mismo nivel de rizo. Considerando (1.5), se obtiene la siguiente expresión para determinar el valor de la inductancia L :

$$L = \frac{V_{PV} \Delta t}{\Delta i_L} = \frac{V_{PV} D_z}{4f \Delta i_L} \quad (1.7)$$

donde D_z es el ciclo de trabajo en traslape, y f es la frecuencia de conmutación. Con respecto a los condensadores, la corriente a través de ellos se expresa por:

$$i_{C1} = i_{L1} - i_{L2} \quad \text{y} \quad i_{C2} = i_{L2} - i_2. \quad (1.8)$$

Así mismo, se tiene que la corriente $i_{C1} = i_{C2}$ y para fines de este análisis, se hace referencia a i_C como la corriente en ambos condensadores. La corriente i_C se puede expresar en términos de la variación de la tensión en el intervalo de tiempo considerado:

$$i_C = C \frac{\Delta v_C}{\Delta t}; \quad (1.9)$$

sustituyendo (1.8) en (1.9) y resolviendo para Δv_C ,

$$\Delta v_C = \frac{(i_{L1} - i_{L2}) \Delta t}{C}. \quad (1.10)$$

Se puede observar en (1.10) que Δv_C es positivo lo que indica que el condensador se carga. De (1.10) se puede deducir una expresión para dimensionar los condensadores de la red de impedancia para un rizo de tensión deseado:

$$C = \frac{(i_{L1} - i_{L2}) \Delta t}{\Delta v_C} = \frac{(i_{L2} - i_{L1}) D_z}{2f \Delta v_C}. \quad (1.11)$$

En $t = [D_z T/4 \quad T/2]$ el inversor entra en modo de conducción (Figura 1.5) y los interruptores Sw_1 y Sw_4 , o Sw_2 y Sw_3 se cierran dependiendo del semiciclo que

corresponda. En ese momento el diodo D vuelve a conducir y L_1 comienza a cargarse nuevamente.

Así mismo, la corriente en los inductores L_2 y L_3 decrece en Δi_L y de forma similar, la tensión en C_1 y C_2 . En la Figura 1.3 muestran las principales formas de onda que ilustran el análisis asociado al comportamiento de las principales variables de interés.

Para elevar o reducir la tensión pico a la salida del inversor V_{ozp} , se requiere encontrar el valor adecuado de ciclo de trabajo D_z . Para encontrar un valor de D_z en una determinada V_{ozp} , se parte de la premisa que la tensión promedio en los inductores durante un periodo T es cero. Se toma como base las tensiones en L_2 que pueden aproximarse como:

$$v_L \simeq \frac{L\Delta i_L}{D_z T} \simeq V_{PV}, \quad (1.12)$$

en estado de traslape, y para el estado de conducción se expresa:

$$v_L \simeq \frac{L(-\Delta i_L)}{1 - D_z T} \simeq (V_C - V_{ozp}), \quad (1.13)$$

considerando que L_2 se descarga en modo de conducción. Se puede observar de (1.12) y (1.13) que tanto L como Δi_L son las mismas en ambas ecuaciones, por tanto se tiene que:

$$-v_L(1 - D_z T) = v_L(D_z T) \quad \text{ó} \quad -(v_C - v_{ozp})(1 - D_z T) = V_{PV}(D_z T). \quad (1.14)$$

De (1.14) se puede deducir que la tensión promedio de v_L durante un ciclo de conmutación está dada por:

$$V_L = \frac{TD_z V_{PV}}{T} + \frac{T(1 - D_z)(v_C - v_{ozp})}{T} = 0, \quad (1.15)$$

$$V_{PV} - (1 - D_z)v_{ozp} = 0, \quad (1.16)$$

donde (1.15) es la suma de la tensión en los periodos de traslape y conducción durante un periodo T . Despejando v_{ozp} de (1.16) se tiene:

$$V_{ozp} = V_{PV} \frac{1}{1 - D_z}. \quad (1.17)$$

Despejando D_z se llega a una expresión para encontrar el ciclo de trabajo:

$$D_z = 1 - \frac{v_{PV}}{V_{ozp}}. \quad (1.18)$$

Una vez definida una expresión para encontrar el ciclo de trabajo D_z para una tensión deseada, se pueden describir los esfuerzos en los interruptores para su dimensionamiento. Los esfuerzos en tensión de los interruptores están definidos dependiendo del modo de

operación en que se encuentren. En estado de traslape la tensión en todos los interruptores es cero, sin embargo en estado de conducción, la tensión v_{sw} estará definida por v_{ozp} :

$$v_{sw} = \begin{cases} 0; & 0 \leq t < D_z T/4 \\ v_{ozp}; & D_z T/4 \leq t \leq T/2 \end{cases} \quad (1.19)$$

De manera similar, la corriente en interruptores depende del modo de operación. En traslape las ramas del puente H conducen al mismo tiempo, y la corriente i_2 se divide de forma equitativa. Durante el modo de conducción la corriente estará definida por (1.3) durante el tiempo que dure el semiciclo en el que opere como se expresa en (1.20).

$$i_{sw} = \begin{cases} i_2/2; & 0 \leq t < D_z T/4 \\ i_2; & D_z T/4 \leq t \leq T/2 \end{cases} \quad (1.20)$$

Para seleccionar los interruptores, la corriente pico que tienen que soportar es la corriente pico de i_2 . A partir de (1.3), se tiene que:

$$I_{2_{max}} = 2(i_{L_2} + \frac{\Delta i_L}{2}) - i_{L_1} + \frac{\Delta i_L}{2}. \quad (1.21)$$

Considerando que la corriente promedio en todos los inductores es I_{PV} , y contemplando un factor de seguridad del 25 %, se tiene que la corriente pico que deben soportar los interruptores es:

$$I_{Sw_{selec}} = i_{2_{max}} = \left(I_{PV} + \frac{3\Delta i_L}{2} \right) 1.25. \quad (1.22)$$

A su vez, los interruptores deberán bloquear la tensión a la salida del convertidor dada por (1.17) más un factor de seguridad del 50 %:

$$V_{Sw_{selec}} = V_{ozp} 1.5 = \left(V_{PV} \frac{1}{1 - D_z} \right) 1.5. \quad (1.23)$$

Se ha presentado el principio de funcionamiento del convertidor en condiciones ideales; ahora se realiza el análisis del convertidor acoplado a un transformador multipuerto cuyos elementos parásitos afectan algunos de sus parámetros.

1.2.1.2. Efecto de los elementos parásitos en la operación del CZSI

Para este análisis, se asume que cada devanado del EMMF tiene una resistencia parásita y una inductancia de dispersión asociada como se muestra en la Figura 1.7.

En modo de conducción la inductancia de dispersión opera con la corriente i_2 y el sentido dependerá del semi-ciclo en el que se encuentre. Cuando entra en modo traslape (Figura 1.8), la corriente i_{L_p} se puede determinar mediante la ley de corrientes de Kirchhoff en la Figura 1.7, y está dada por:

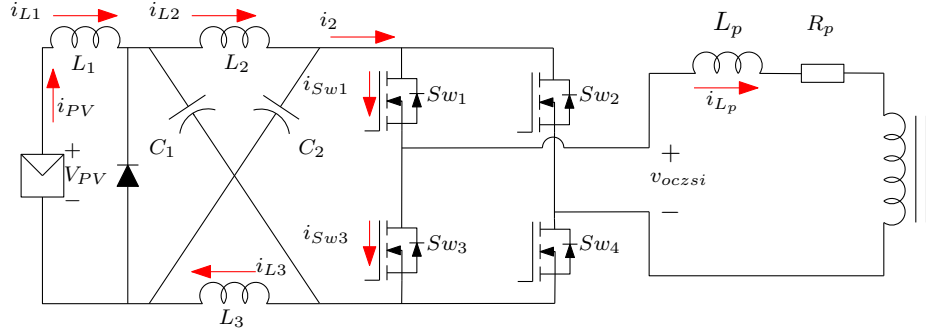


Figura 1.7. Inversor Z alimentado en corriente considerando la inductancia de dispersión del EMMF.

$$i_{L_P} = i_{Sw1} - i_{Sw3}. \quad (1.24)$$

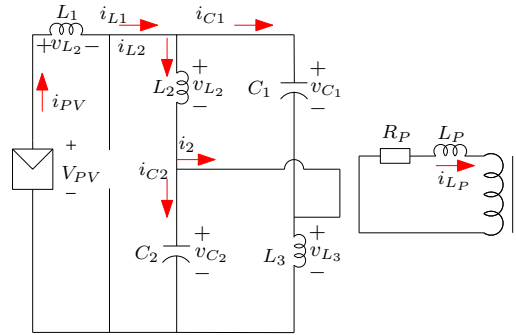


Figura 1.8. Circuito equivalente en modo traslape considerando la inductancia de dispersión.

La inductancia de dispersión L_P no disipa la energía almacenada y ésta puede expresarse como:

$$E_{L_P} = \frac{1}{2} L_P i_{L_P}^2; \quad (1.25)$$

despejando i_{L_P} de (1.25), se obtiene:

$$i_{L_P} = \sqrt{\frac{2E_{L_P}}{L_P}}. \quad (1.26)$$

Considerando que E_{L_P} es diferente de cero, existe i_{L_P} diferente de cero. Dicho efecto se ve reflejado en una corriente diferente de cero a la salida del CZSI.

Cuando el inversor regresa a modo de conducción (Figura 1.9) el sentido de la corriente i_{L_P} no cambia instantáneamente, por lo que al cambiar el semiciclo de operación se presenta una caída de corriente en los interruptores acompañado de un transitorio de tensión en los mismos. El efecto es inevitable debido a que esta inductancia de dispersión es propia del enlace magnético multipuerto. Sin embargo, este efecto puede ser minimizado mediante un circuito de amortiguamiento (snubber RC por ejemplo) que ofrece una

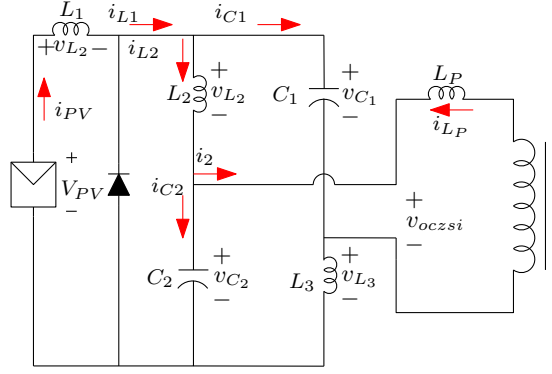


Figura 1.9. Inversor Z alimentado en corriente considerando la inductancia de dispersión en modo conducción.

trayectoria alterna a la corriente y reduce la caída de corriente en los interruptores y limita el sobretiro de tensión.

1.3. Etapa de salida multinivel en media tensión

1.3.1. Rectificador y condensador de desacoplo

Una vez energizado el EMMF, los devanados secundarios alimentan un rectificador de diodos de onda completa cada uno. Los rectificadores a su vez alimentan las celdas de puentes H que componen el inversor multinivel en cascada (Figura 1.10).

El rectificador tiene una tensión de entrada v_{sec} definida por:

$$v_{sec} = v_{oczsi}n \quad (1.27)$$

donde n es la relación de transformación del EMMF. De manera que la tensión en terminales del rectificador se puede expresar como:

$$v_{CD} = \frac{nV_{ozpmax} + nV_{ozpmin}}{2}, \quad (1.28)$$

donde V_{ozpmax} y V_{ozpmin} son los valores pico de la tensión v_{oczsi} . El condensador C_{VCD} , reduce el rizo de tensión en el bus de CD y así mismo, se encarga de desacoplar la etapa del rectificador de la etapa del inversor en cascada. El condensador de desacoplo puede ser dimensionado basándose en el rizo de tensión. Primero se determina la variación de la energía que procesa el condensador mediante:

$$\Delta E_C = \frac{1}{2}C_{VCD} (nV_{ozpmax}^2 - nV_{ozpmin}^2), \quad (1.29)$$

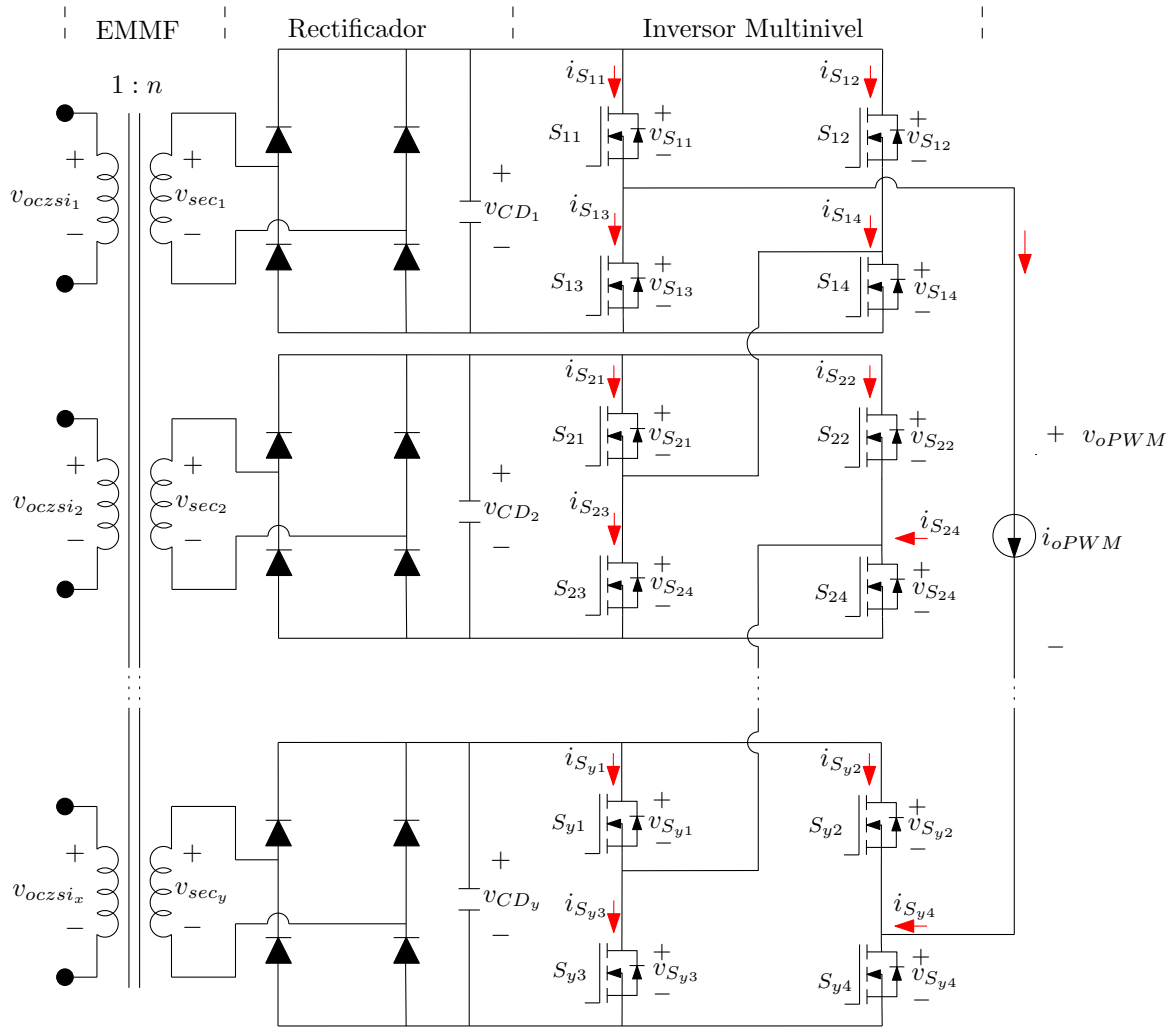


Figura 1.10. Estructura de la etapa de salida multinivel en media tensión de izquierda a derecha: EMMF, rectificador de diodos de onda completa, condensador de desacoplo, e inversor multinivel con celdas en cascada.

así mismo la variación de la energía procesada puede ser expresada en función de la potencia P_c transferida en un intervalo de tiempo determinado:

$$\Delta E_C = P_c \Delta t = \left(\frac{nV_{ozp_{max}} + nV_{ozp_{min}}}{2} \right) \sqrt{2} I_o \Delta t, \quad (1.30)$$

donde I_o es la corriente RMS nominal que entrega el inversor multinivel. Igualando (1.29) y (1.30), se puede obtener una expresión para dimensionar el condensador de desacoplo:

$$C_{VCD} = \frac{(nV_{ozp_{max}} + nV_{ozp_{min}}) \sqrt{2} I_o \Delta t}{(nV_{ozp_{max}}^2 - nV_{ozp_{min}}^2)}. \quad (1.31)$$

Con ello se obtiene el bus de CD para alimentar las celdas de puente H que componen el inversor multinivel.

1.3.2. Inversor multinivel con celdas en cascada

El inversor multinivel con celdas en cascada, es una topología que consiste en dos o más celdas de puente H en cascada (Figura 1.10) cuya característica principal es la generación de diferentes niveles de tensión cuya componente fundamental tiene una distorsión armónica menor a un inversor bipolar. El inversor con dos celdas en cascada, permite generar los niveles de tensión $2v_{CD}$, v_{CD} , 0 , $-v_{CD}$ y $-2v_{CD}$ (Figura 1.11), que con la técnica de modulación adecuada, puede modificar la magnitud de la componente fundamental de tensión.

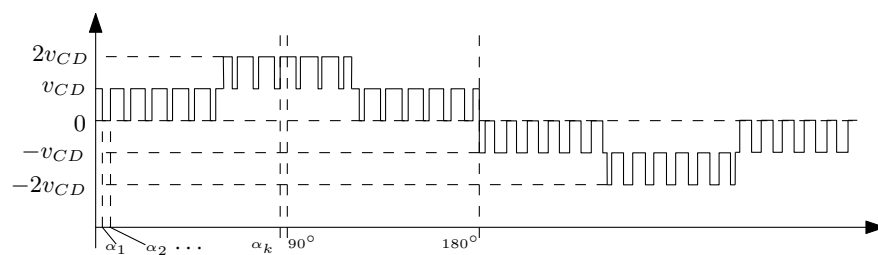


Figura 1.11. Forma de onda de la salida PWM del inversor multinivel con celdas en cascada.

La técnica de modulación para generar el patrón de conmutación consiste en una señal portadora y una señal moduladora. La señal portadora es una señal que opera a una frecuencia mayor a la de la señal moduladora y está directamente relacionada a la frecuencia de conmutación. Lo anterior implica que entre más alta sea la frecuencia, se presentarán mayores pérdidas por conmutación, sin embargo el tamaño de los componentes pasivos puede reducirse. La señal moduladora es una señal comúnmente sinusoidal de baja frecuencia cuya magnitud varía entre 0 y 1 p.u.

La señal moduladora se compara con la señal portadora como se muestra en la Figura 1.12, y en las regiones donde la portadora menor que la moduladora se genera un nivel alto, y cuando la señal portadora es mayor que la moduladora, se genera un cero.

En el presente trabajo de investigación se considera la técnica de modulación por multiportadoras con disposición de fase. La técnica de modulación por disposición de fase utiliza múltiples portadoras desfasadas entre si. Las señales generadas se aplican a las ramas de los puentes H y finalmente se obtiene la conmutación de los interruptores que permite generar el patrón multinivel a la salida del inversor.

Para la tensión de salida del inversor multinivel se pueden obtener sus componentes armónicas mediante su serie de Fourier cuya deducción se realiza en los capítulos 3, 4 y 11 de [41]:

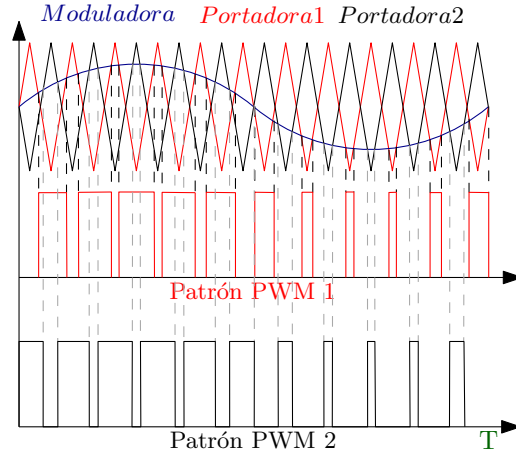


Figura 1.12. Generación del patrón PWM a partir de una señal portadora y una moduladora.

$$\begin{aligned}
 vo(t) = yV_{DC}M\cos(\omega_0 t) + \\
 \frac{4V_{DC}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n'=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2m} J_{2n'-1}(ym\pi M) \cos([ym + n' - 1]\pi) \\
 \times \cos(2ym\omega_c t + [2n' - 1]\omega_0 t) \quad (1.32)
 \end{aligned}$$

donde:

- M = índice de modulación $0 < M < 1$.
- m = componente armónica de la señal fundamental.
- n' = componente armónica de la señal portadora.
- ω_0 = frecuencia angular de la componente fundamental.
- ω_c = frecuencia angular de la componente portadora.

Se puede apreciar que sólo permanecen las componentes armónicas de la portadora ubicados alrededor de los múltiplos de $2y$. De esta manera se puede ver que los armónicos en las demás frecuencias se cancelan de forma natural.

Lo anterior aplica siempre y cuando las fuentes de CD en la celdas en cascada estén balanceadas ya que de otra forma, la forma de onda de la tensión no sería simétrica y por tanto la serie de Fourier en (1.32) no sería válida.

Los inversores multinivel permiten a su vez elevar la frecuencia equivalente en la salida PWM en base al número de celdas que se implementen de forma que:

$$f_{eq} = 2yf_{Swmc},$$

donde f_{Swmc} es la frecuencia a la que conmutan los interruptores de las celdas en cascada del inversor multinivel y y el número de celdas en cascada. Este aumento en la frecuencia de la salida PWM permite reducir el tamaño de los filtros LCL de salida y reducir la pérdida de potencia en los componentes pasivos.

Los interruptores del inversor multinivel conmutarán con una tensión que va de 0 a v_{CD} , por lo tanto:

$$v_{S_{pico}} = V_{CD} + \frac{\Delta v_{CD}}{2}, \quad (1.33)$$

donde V_{CD} es la tensión promedio en el bus de CD y Δv_{CD} es el rizo de tensión. Los esfuerzos en corriente están sujetos a la corriente demandada por la carga la cual se puede definir como:

$$I_{oPWM} = \frac{P_o}{V_{oPWM}} \quad (1.34)$$

donde P_o es la potencia que se entrega cada fase a la carga y V_{oPWM} es la tensión eficaz que entrega en inversor multinivel. De esto se puede aproximar que los esfuerzos en corriente en los interruptores de las celdas del convertidor multinivel son:

$$i_S = \sqrt{2} I_{oPWM} \sin \theta. \quad (1.35)$$

donde θ es el ángulo de fase de la corriente de salida. Una vez definidos los esfuerzos en tensión y corriente en los interruptores, estos se pueden dimensionar para la aplicación deseada.

1.3.3. Filtro de Salida

La salida v_{oPWM} generada por el inversor multinivel debe ser filtrada con el objetivo de reducir la distorsión armónica total (THD, por sus siglas en inglés). Para ello se implementa un filtro para atenuar las componentes de las frecuencias mayores a la establecida por diseño. Para convertidores conectados a la red, los filtros más utilizados son el filtro L y LCL. El filtro L tiene una estructura básica y sencilla (solo consiste en un inductor) que facilita su implementación, sin embargo, para aplicaciones con salidas en tensión conmutadas, este deja de ser efectivo. Por su parte el filtro LCL es más adecuado para convertidores fuente de tensión, ya que presenta mayor resistencia a fluctuaciones de la red y permite reducir el tamaño de los componentes pasivos al operar en media-alta frecuencia.

En el presente trabajo se utiliza un filtro Inductor-Condensador-Inductor (LCL), como se muestra en la Figura 1.13, para atenuar las componentes de alta frecuencia de la salida PWM del inversor no deseadas. Para comenzar, se determina la frecuencia de resonancia

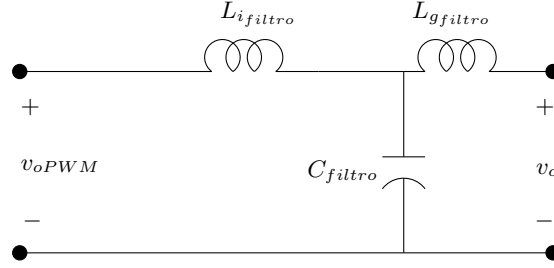


Figura 1.13. Circuito del filtro LCL.

f_{res} que es la frecuencia a la cual el filtro LCL restringirá las componentes de mayor frecuencia:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_{i\text{filtro}} + L_{g\text{filtro}}}{C_{\text{filtro}} L_{i\text{filtro}} L_{g\text{filtro}}}}, \quad (1.36)$$

se procura que f_{res} no esté cerca de alguna componente que pueda excitarla ya que eso puede derivar en sobre corriente y dañar el sistema, por lo que generalmente f_{res} se propone una década antes de la frecuencia a la que se encuentra la salida PWM. Una vez definida f_{res} , el proceso de diseño para los inductores y el condensador se describe en [42–44].

Con esto se concluye el análisis y la descripción del sistema en condiciones balanceadas en los puertos de entrada del sistema PV. en el siguiente capítulo se realiza el análisis de transferencia de potencia en condiciones desbalanceadas en el EMMF.

ANÁLISIS DE TRANSFERENCIA DE POTENCIA EN ENLACE MAGNÉTICO COMÚN EN MEDIA FRECUENCIA

2.1. Descripción del enlace magnético común multipuerto

En la presente sección se analiza la operación del EMMF en configuración multipuerto. En primer lugar se hace la descripción y la operación del EMMF en condiciones de transferencia de potencia balanceada y posteriormente, se analiza la transferencia de potencia en condiciones desbalanceadas.

El EMMF en configuración multipuerto consiste en un transformador con x devanados o puertos primarios, y y puertos secundarios en la salida, como se muestra en la Figura 2.1. Se aprecia que cada puerto primario está magnéticamente acoplado y es alimentado por una celda CZSI. Se considera que los devanados tienen una inductancia de dispersión L_p y una resistencia parásita R_p asociada al embobinado, que en conjunto conforman la impedancia Z_p .

Los puertos secundarios consisten en devanados con una relación de vueltas $1 : n$ con respecto a los puertos primarios. En cada puerto secundario, se produce la tensión v_{sec} y circula una corriente i_{sec} que energiza a una celda de la etapa multinivel en media tensión. Asumiendo un factor de potencia unitario a la salida de cada devanado secundario, se tiene:

$$V_{sec} = V_{oczsi}n \quad y \quad I_{sec} = \frac{P_o}{V_{sec}}, \quad (2.1)$$

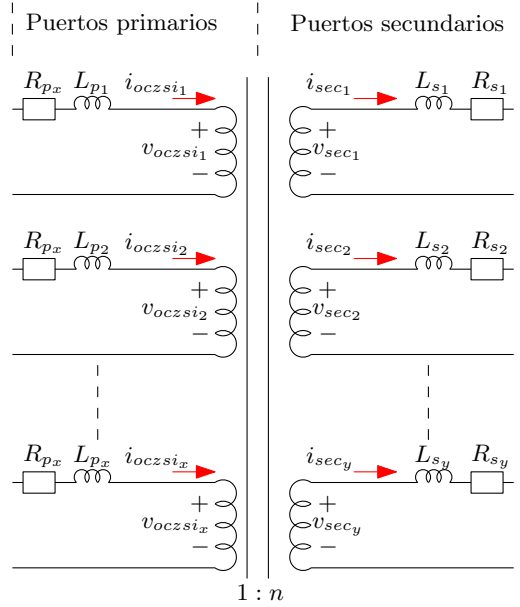


Figura 2.1. Enlace magnético común en media frecuencia en configuración multipuerto.

donde V_{sec} es la tensión eficaz en los devanados secundarios, la cual, asumiendo que es homogénea en todos los devanados secundarios, tendría el mismo valor para todos. Cada uno de los puertos secundarios cumple la función de proveer aislamiento galvánico para las celdas en cascada que componen el convertidor multinivel.

2.2. Cálculos de potencia en los puertos del EMMF

Para calcular la potencia que procesan los devanados del EMMF, primero se determinan los valores de tensión y corriente eficaces que se obtienen en las terminales de los puertos.

2.2.1. Valores eficaces de tensión y corriente

La tensión en los devanados primarios está definida por la tensión que se genera en la salida de los módulos CZSI. La forma de onda de la tensión se puede apreciar en la Figura 2.2. La forma de onda es la misma para todos los devanados, por lo que se puede determinar su valor eficaz considerando la mitad del periodo en la Figura 2.2 (secciones I y II). Se puede observar que la tensión en la sección I tiene una pendiente m_v definida por:

$$m_v = \frac{\Delta v_o}{\Delta t} = \frac{4(V_B - V_A)}{T(2 - D_z)}, \quad (2.2)$$

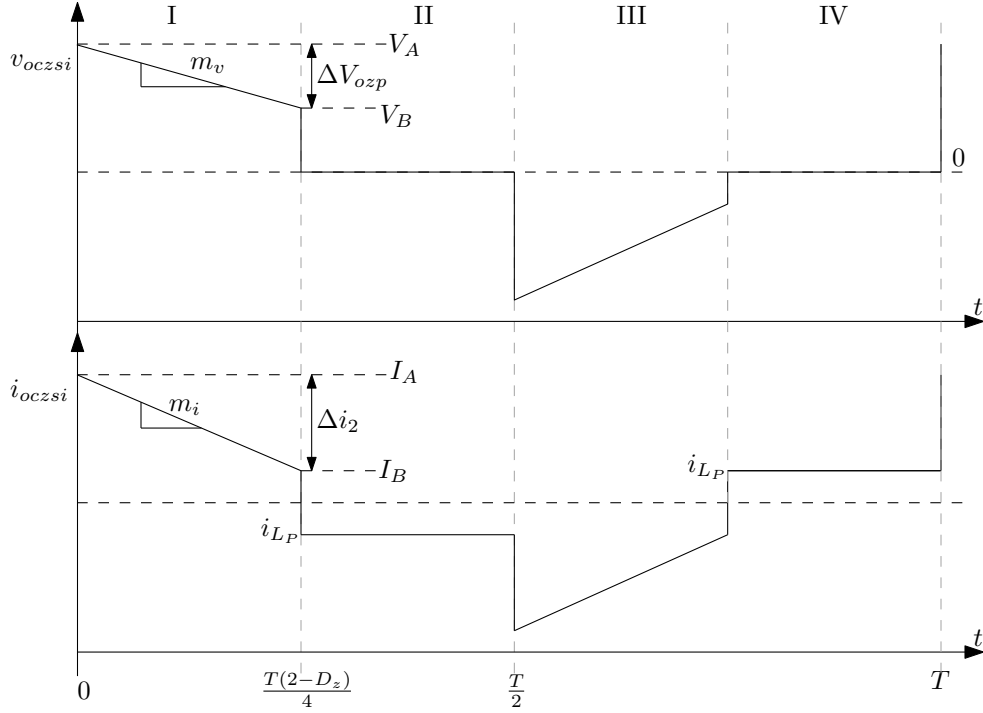


Figura 2.2. Formas de onda de la corriente i_{oczsi} y la tensión v_{oczsi} considerando la pendiente de la señal.

donde V_A es el valor pico de tensión en el devanado y está dada por:

$$V_A = \frac{V_C + \frac{\Delta V_C}{2}}{1 - D_z}, \quad (2.3)$$

donde V_C es la tensión promedio en el condensador y $V_C \simeq V_{PV}$. Así mismo, V_B es el valor mínimo de la tensión en el intervalo:

$$V_B = \frac{V_C - \frac{\Delta V_C}{2}}{1 - D_z}. \quad (2.4)$$

Evaluando $v_{oczsi}(t)$ en un periodo T , se tiene la siguiente expresión por partes:

$$v_{oczsi}(t) = \begin{cases} 0 & \frac{T(2-D_z)}{4} < t < \frac{T}{2}, \quad \frac{T(2+D_z)}{4} < t < T \\ m_v t + V_A & 0 < t < \frac{T(2-D_z)}{4} \\ -(m_v t + V_A) & \frac{T}{2} < t < \frac{T(2+D_z)}{4}. \end{cases} \quad (2.5)$$

Considerando la expresión general para la tensión eficaz dada por:

$$V_{oczsi_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\frac{T(2-D_z)}{4}} v_{oczsi}^2(t) dt} \quad (2.6)$$

sustituyendo (2.5) en (2.6) y resolviendo, se obtiene la expresión para definir la tensión eficaz en cada uno de los devanados primarios:

$$V_{oz_{RMS}} = \sqrt{\frac{2 - D_z}{6}} \sqrt{(V_A + V_B)^2 - V_A V_B}. \quad (2.7)$$

Al igual que la tensión v_{oczsi} , la corriente i_{oczsi} presenta una pendiente m_i la cual está definida de forma similar a la pendiente de la tensión:

$$m_i = \frac{\Delta i_2}{\Delta t} = \frac{4(I_B - I_A)}{T(2 - D_z)}, \quad (2.8)$$

donde I_A es el valor pico de la corriente i_{oczsi} dado por:

$$I_A = I_{PV} + \frac{3}{2} \Delta_{i_L}, \quad (2.9)$$

e I_B el valor mínimo de la pendiente m_i :

$$I_B = I_{PV} - \frac{3}{2} \Delta_{i_L}. \quad (2.10)$$

El valor eficaz de la corriente i_{oczsi} se puede plantear de forma similar al de la tensión v_{oczsi} , a diferencia que i_{oczsi} no es cero durante el periodo definido en la sección II de la Figura 2.2. Debido a lo anterior, la corriente eficaz debe contemplar el término relacionado a la corriente i_{L_p} :

$$I_{oczsi_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\frac{T(2-D_z)}{4}} (mt + I_A)^2(t) dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T(2-D_z)}{4}}^{\frac{T}{2}} i_{L_p}^2(t) dt}, \quad (2.11)$$

resolviendo (2.11) se puede obtener la expresión para determinar la corriente eficaz en cualquier devanado primario:

$$I_{oczsi_{RMS}} = \sqrt{\frac{2 - D_z}{6} [(I_A + I_B)^2 - I_A I_B] + i_{L_p}^2 D_z}. \quad (2.12)$$

Se considera que el lado secundario no presenta la corriente asociada a L_p en vista que se encuentra galvánicamente aislada de la parte primaria, por lo que la ecuación sería similar a (2.7):

$$I_{sec_{RMS}} = \sqrt{\frac{2 - D_z}{6}} \sqrt{\frac{(I_A + I_B)^2 - I_A I_B}{n}}. \quad (2.13)$$

Con respecto a la tensión eficaz en el lado secundario se puede determinar de forma similar a (2.7) en vista que la forma de onda es la misma, pero considerando la relación de transformación n :

$$V_{sec_{RMS}} = \sqrt{\frac{2 - D_z}{6}} \sqrt{n(V_A + V_B)^2 - nV_A V_B}. \quad (2.14)$$

2.2.2. Potencia promedio, activa y reactiva en los devanados del EMMF

Una vez definidos los valores eficaces de la tensión y la corriente en los puertos de entrada y salida, se puede determinar la potencia procesada. La presente sección se enfoca mayormente en la potencia de los puertos primarios debido a que son los que procesan diferentes niveles de potencia.

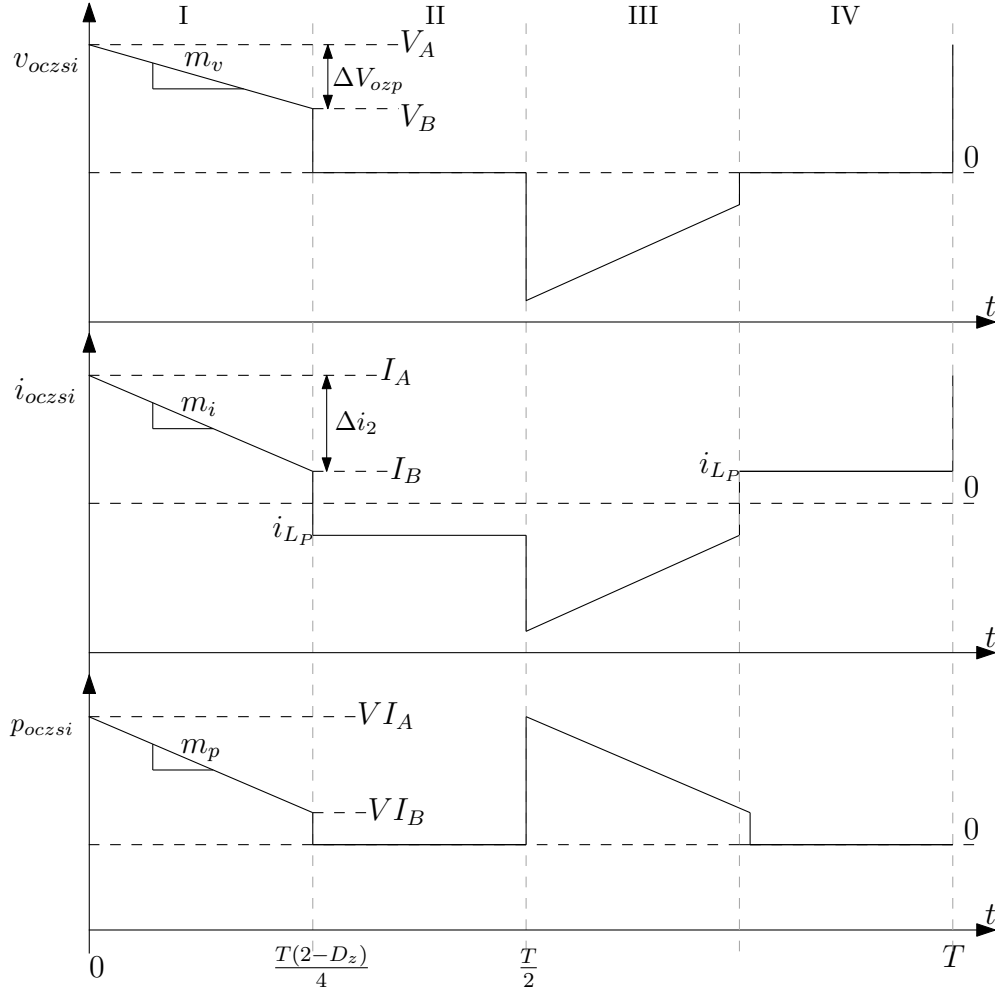


Figura 2.3. Forma de onda de la potencia en los puertos primarios.

La potencia promedio que se procesa en los devanados está definida por el producto de i_{oczsi} y v_{oczsi} , y se puede expresar como:

$$P_{oczsi_{av}} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{oczsi}(t) i_{oczsi}(t) dt, \quad (2.15)$$

$$P_{oczsi_{av}} = 2 \left(\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T(2-D_z)}{4}} \frac{VI_B T(2-D_z)}{4} + \frac{(VI_A - VI_B)(2-D_z)T}{8} (t) dt \right), \quad (2.16)$$

donde VI_A es el producto de V_A e I_A , y VI_B , el de V_B e I_B . Resolviendo (2.16) se obtiene:

$$P_{oczi_{av}} = \frac{VI_A + VI_B}{4}(2 - D_z). \quad (2.17)$$

La potencia aparente S que procesan los devanados primarios se puede expresar cómo:

$$S = V_{oczi_{RMS}} I_{oczi_{RMS}},$$

$$S = \left[\left(\frac{2 - D_z}{6} \right) ((V_A + V_B)^2 - V_A V_B) \left(\frac{2 - D_z}{6} [(I_A + I_B)^2 - I_A I_B] + i_{L_p}^2 D_z \right) \right]^{1/2}. \quad (2.18)$$

Se puede apreciar que la componente relacionada con la inductancia de dispersión L_p presente en (2.18) está ausente de (2.17). De (2.17) y (2.18), la potencia reactiva Q puede ser expresada por:

$$Q = \sqrt{S^2 - P_{oczi_{av}}^2}, \quad (2.19)$$

de (2.19) se puede observar que la componente relacionada a la inductancia de dispersión en (2.18) es la que determina la potencia reactiva. Así mismo, en vista que la corriente i_{L_p} es muy similar en todos los devanados debido a que se asume que la construcción de todos se realiza homogéneamente, la potencia reactiva será a su vez muy similar en todos los devanados en condiciones balanceadas.

2.3. Operación del EMMF bajo condiciones desbalanceadas de potencia

La operación del EMMF bajo condiciones desbalanceadas de potencia está basada en la capacidad del núcleo magnético para acoplar magnéticamente los diferentes puertos de entrada y de salida. Como primera aproximación, se presenta el análisis magnético del EMMF de forma general [45]. En la Figura 2.4 se muestra el EMMF con los x puertos de entrada y y de salida acoplados al núcleo magnético, donde:

- Ac = Sección transversal del núcleo magnético (área).
- l_c = Longitud de la trayectoria magnética principal (longitud).
- ϕ_c = Flujo magnético total circulando en el núcleo (Weber).
- e_{ij} = Tensión inducida ó aplicada en el devanado, Fuerza electromotriz.

- N_{ij} = Número de espiras en un devanado.
- R_c = Carga resistiva.
- V_m = Tensión en los puertos secundarios.

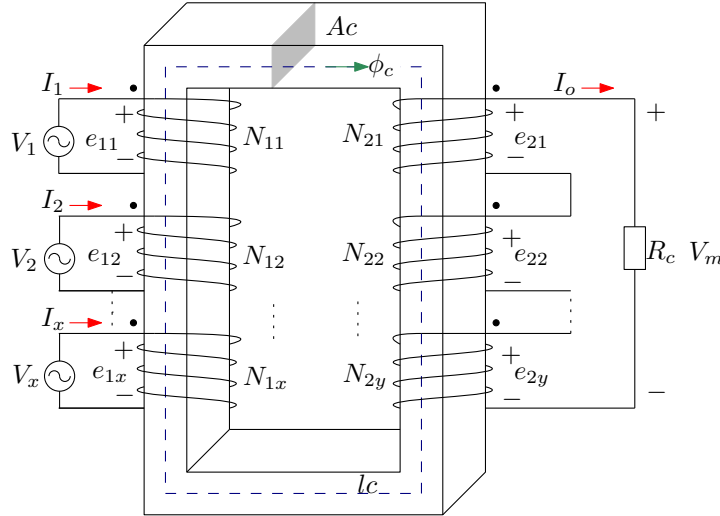


Figura 2.4. Enlace magnético multipuerto en media frecuencia con sus propiedades magnéticas.

Para el siguiente análisis se considera que:

- No existe flujo disperso en toda la trayectoria magnética del núcleo.
- Todo el flujo magnético se acopla en todos los devanados.
- La resistencia eléctrica de los devanados es despreciable.
- La permeabilidad magnética del material tiende a infinito.

Considérese que se aplica una tensión V_1 al devanado N_{11} ; bajo las condiciones definidas, la fuerza electromotriz será igual a la tensión aplicada, por lo que se establece un flujo de magnetización asociado a esta tensión y un flujo magnético asociado a la corriente demandada por la carga.

$$V_1 = e_{11} = N_{11} \frac{d\phi_1}{dt}. \quad (2.20)$$

De forma similar se aplica una tensión V_2 en el devanado N_{12} :

$$V_2 = e_{12} = N_{12} \frac{d\phi_2}{dt}, \quad (2.21)$$

y así sucesivamente para los x puertos primarios:

$$V_x = e_{1x} = N_{1x} \frac{d\phi_x}{dt}. \quad (2.22)$$

Para el flujo magnético que se produce en el lado secundario, se considera que los devanados secundarios se encuentran conectados en serie, por lo que:

$$V_o = e_{21} + e_{22} + \cdots + e_{2y} = e_o, \quad (2.23)$$

si el número de vueltas es el mismo para todos los y devanados secundarios, se tiene que:

$$N_{21} = N_{22} = \cdots = N_{2y} = N_2 \quad \text{y} \quad N_o = N_{21} + N_{22} + \cdots + N_{2y} = yN_2, \quad (2.24)$$

por lo tanto considerando (2.23) y (2.24), se puede expresar el flujo magnético total generado por los y devanados secundarios ϕ_o como:

$$V_o = e_o = N_o \frac{d\phi_o}{dt}. \quad (2.25)$$

Por otro lado, por la ley de ampere, se tiene que:

$$H_c l_c = N_{11}I_1 + N_{12}I_2 + \cdots + N_{1x}I_x - N_o I_o, \quad (2.26)$$

donde H_c es la intensidad del campo magnético en el núcleo:

$$H_c = \frac{Bc}{\mu_r \mu_o}, \quad (2.27)$$

Donde μ_o es la permeabilidad del espacio libre, y μ_r es la permeabilidad relativa. Así mismo, la densidad de flujo Bc en el núcleo está dada por:

$$Bc = \mu_r \mu_o H_c, \quad (2.28)$$

y el flujo magnético en el núcleo es:

$$\phi_c = Bc A_c, \quad (2.29)$$

El flujo total dentro del núcleo ϕ_c está dado por la suma de todos los flujos generados por los devanados, por lo que:

$$\phi_c = \phi_1 + \phi_2 + \cdots + \phi_x - \phi_o = Bc A_c. \quad (2.30)$$

La reluctancia del núcleo está dada por:

$$Rc = \frac{l_c}{\mu_r \mu_o A_c} \Rightarrow l_c = Rc \mu_r \mu_o A_c, \quad (2.31)$$

sustituyendo (2.27) y (2.31) en (2.26) se tiene:

$$H_c l_c = R_c B_c A_c = \phi_c R_c, \quad (2.32)$$

y considerando que la permeabilidad relativa tiende a infinito, entonces la reluctancia tiende a cero, por lo tanto:

$$N_{11}I_1 + N_{12}I_2 + \dots + N_{1x}I_x - N_o I_o = 0. \quad (2.33)$$

Si todos los devanados primarios tiene el mismo número de vueltas, se tiene que:

$$N_{11} = N_{12} = \dots = N_{1x} = N_1, \quad (2.34)$$

por lo tanto se tiene que (2.26) se puede escribir como:

$$N_1(I_1 + I_2 + \dots + I_x) - N_o I_o = 0, \quad (2.35)$$

por lo tanto:

$$I_1 + I_2 + \dots + I_x = \frac{N_o}{N_1} I_o = y \frac{N_2}{N_1} I_o. \quad (2.36)$$

a su vez se tiene que:

$$y \frac{N_2}{N_1} I_o = y n I_o \quad \Rightarrow \quad n = \frac{N_2}{N_1}. \quad (2.37)$$

Se observa que para x devanados de entrada con el mismo número de vueltas, la suma de las corrientes de entrada es igual a la corriente asociada a los devanados secundarios con la relación de transformación n . Lo anterior indica que la tensión en todos los devanados primarios serán iguales pero pueden tener corrientes distintas en cada uno de ellos.

2.3.1. Configuración con entradas múltiples y salida única

Una vez definidas las condiciones magnéticas generales de operación, se analiza la operación del EMMF bajo condiciones desbalanceadas de potencia.

La configuración multipuerto consiste en x puertos primarios y, como se parte de la premisa que todos los puertos secundarios están balanceados, para fines de análisis se considera solo una salida como se muestra en la Figura 2.5 (a) [40]. Como aproximación inicial, considérese un sistema con dos devanados primarios y un devanado secundario.

En la Figura 2.5 (b) se muestra el circuito eléctrico equivalente simplificado del sistema multipuerto; se consideran todos los devanados como fuentes de tensión o corriente según se analice. Así mismo se considera que las inductancias de dispersión son reducidas y aportan poco a la magnitud de la impedancia parásita compuesta por la resistencia parásita del

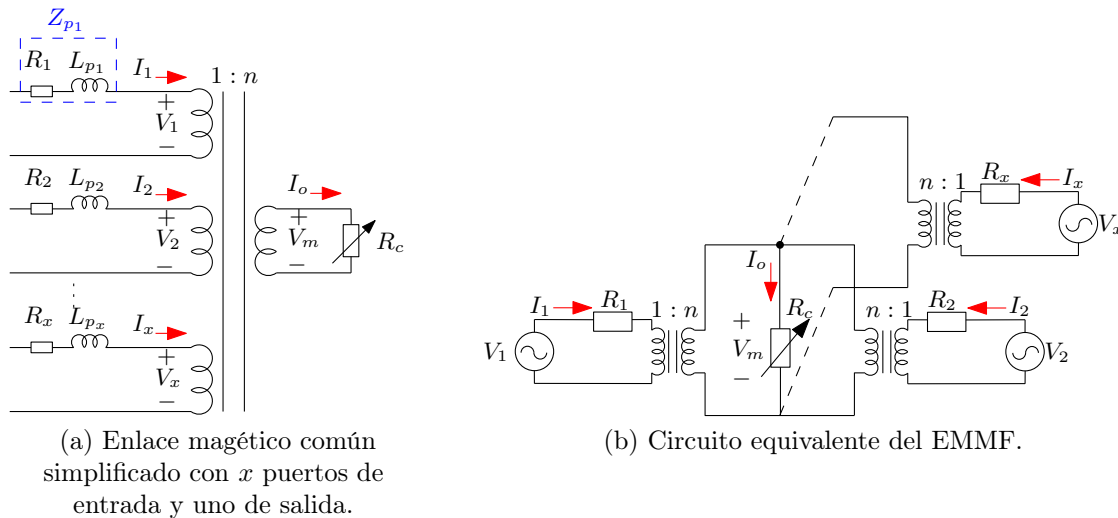


Figura 2.5. Esquema multipuerto del EMMF con x puertos de entrada y uno de salida.

devanado y la inductancia de dispersión (Figura 2.5 (a)), por lo que se considera solamente la componente resistiva.

La componente resistiva de cada devanado se considera del mismo valor y se define como:

$$R_1 = R_2 = \dots = R_x = R. \quad (2.38)$$

De la Figura 2.5 (b) se pueden determinar la tensión en el lado secundario con respecto a cada una de las celdas:

$$n(V_1 - I_1 R) = V_m = n(V_2 - I_2 R), \quad (2.39)$$

donde V_1 y V_2 corresponden al valor eficaz de V_{oczi} en su respectiva celda, del mismo modo para I_1 e I_2 . De (2.39) se puede apreciar que para que se cumpla la ley de voltajes, la resistencia equivalente en el lado secundario debe ser variante para poder dar pie a el manejo de diferentes niveles de potencia.

Sean P_1 y P_2 la potencia procesada por los devanados 1 y 2 respectivamente, donde P_1 es diferente de P_2 y a su vez diferentes de cero. Calculando la potencia, en este caso P_2 , se tiene:

$$P_2 = V_2 I_2, \quad (2.40)$$

obteniendo V_1 y V_2 a partir de (2.39):

$$V_1 = \frac{V_m}{n} + I_1 R, \quad \text{y} \quad V_2 = \frac{V_m}{n} + I_2 R \quad (2.41)$$

sustituyendo (2.41) en (2.40) se obtiene una expresión para la potencia P_2 :

$$P_2 = RI_2^2 + \frac{V_m}{n}I_2, \quad (2.42)$$

sustituyendo V_m de (2.39) en (2.42) se obtiene una expresión considerando los términos de la celda 1:

$$P_2 = RI_2^2 + (V_1 - I_1R)I_2. \quad (2.43)$$

Considérese la celda 1 cómo referencia con la tensión V_1 y la potencia P_1 fijas, se puede resolver (2.43) para I_2 y encontrar una tensión V_2 para transferir una potencia P_2 .

Cabe señalar que, como los puertos de los x devanados primarios se encuentran conectados en paralelo, se tiene que:

$$n(V_1 - I_1R) = V_m = n(V_2 - I_2R) = \dots = n(V_x - I_xR), \quad (2.44)$$

y que (2.42) sólo maneja términos propios de la fuente analizada, se puede generalizar para el caso multipuerto como:

$$P_x = RI_x^2 + \frac{V_m}{n}I_x. \quad (2.45)$$

Mediante (2.45) se puede calcular la transferencia de potencia en cualquier devanado para condiciones desbalanceadas, siempre y cuando haya una potencia *maestra* de la cual partir y obtener V_m .

Considerando que la tensión en las terminales de cada sistema PV es similar para cada una de las celdas CZSI debido a las características que presentan las curvas IV de los paneles PV, se tiene que la tensión $V_1, V_2, \dots, V_x$ del EMMF es similar. Debido lo anterior, para transferir diferentes niveles de potencia, los niveles de corriente serán diferentes en cada uno de los puertos primarios. El nivel de la corriente en los puertos primarios del EMMF estará en función de la potencia transferida por el puerto y será suministrada por los convertidores CZSI acorde a la potencia suministrada por el sistema PV.

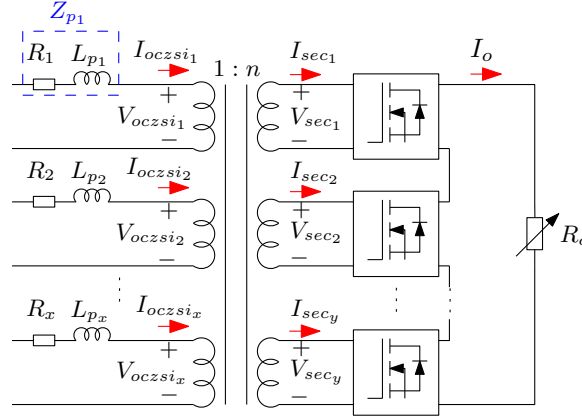
2.3.2. Configuración con entradas y salidas múltiples

Para el caso de entradas y salidas múltiples del EMMF, se considera que existen x puertos primarios y y puertos secundarios balanceados como se muestra en la Figura 2.6. En el EMMF debe existir la conservación de la energía, por lo tanto se tiene que:

$$P_{primario} = P_{secundario}, \quad (2.46)$$

por lo tanto para x devanados primarios y y devanados secundarios, se puede expresar:

$$V_{oczsi_1}I_{oczsi_1} + V_{oczsi_2}I_{oczsi_2} + \dots + V_{oczsi_x}I_{oczsi_x} = V_{sec1}I_{sec1} + V_{sec2}I_{sec2} + \dots + V_{secy}I_{secy}. \quad (2.47)$$


 Figura 2.6. Esquema del EMMF multipuerto monofásico en x puertos de entrada y y de salida.

La potencia que se puede transferir al lado secundario es la suma de las potencias que pueda suministrar cada una de las celdas CZSI. Cada uno de los puertos secundarios funge como fuente aislada para una celda en cascada, y cuenta con el mismo número de vueltas cada una, por lo que se asume que la tensión V_{sec} en cada uno de los puertos es la misma. En un sistema monofásico, las celdas en cascada están configuradas en serie, por lo tanto, la corriente I_{sec} es la misma en todas las celdas, por lo tanto:

$$V_{oczsi_1} I_{oczsi_1} + V_{oczsi_2} I_{oczsi_2} + \dots + V_{oczsi_x} I_{oczsi_x} = y(I_{sec} V_{sec}), \quad (2.48)$$

Por lo tanto, mientras se cumpla (2.46) y los puertos secundarios están balanceados, el circuito equivalente en la Figura 2.5 (b) y las ecuaciones obtenidas en la sección 2.3.1 aplican para el caso de salidas múltiples.

El análisis de transferencia de potencia presentado es simplificado y suficiente para mostrar la capacidad del EMMF para operar bajo diferentes niveles de potencia. Sin embargo, este análisis está limitado en el sentido que no refleja los efectos que puedan tener las componentes armónicas de corriente en los elementos parásitos del EMMF.

En este punto, se ha expuesto el principio de operación de las celdas CZSI en condiciones ideales, bajo los efectos de los elementos parásitos, y la operación del EMMF en condiciones de potencia desbalanceada. En la siguiente sección se muestran resultados de simulaciones efectuadas así como resultados experimentales del prototipo construido.

RESULTADOS

En el presente capítulo se muestran los resultados de simulación y experimentales para validar los análisis desarrollados en los capítulos 1 y 2. En primer lugar se muestran los resultados que validan la operación de una celda CZSI, seguidos por la operación multipuerto balanceados y desbalanceados, y finalmente la operación multinivel.

3.1. Resultados de Simulación

3.1.1. Módulo del convertidor Z alimentado en corriente

En primer lugar se muestra la simulación de un módulo del convertidor Z alimentado en corriente (CZSI) considerado el circuito de la Figura 3.1. En las simulaciones se utilizó un arreglo de paneles PV de 119.68 kW, 934.4 V y 128.08 A en el MPP con una irradiancia de 1 kW/m^2 .

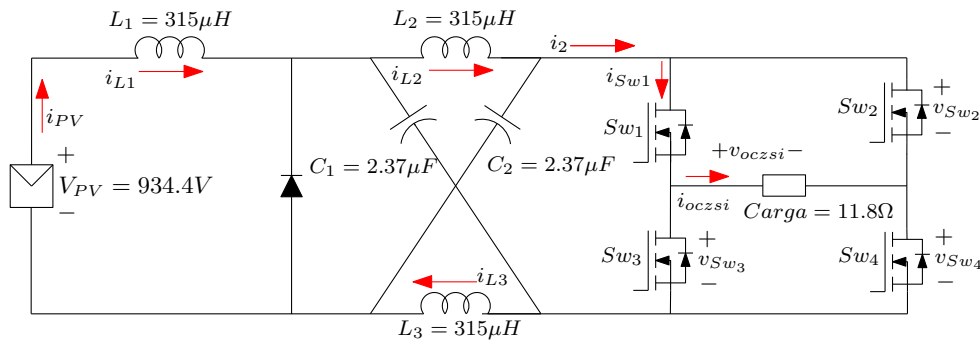


Figura 3.1. Diagrama del circuito simulado.

3.1.2. Diseño de la celda

Para determinar los valores de los elementos pasivos del CZSI así como el valor de D_z requerido, se realizó el dimensionamiento del CZSI mediante las ecuaciones del Capítulo 1. Se emplean los parámetros descritos en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1. Parámetros de simulación de una celda CZSI.

Parámetros	Valor
Potencia de Salida (P_{PV})	119.68 kW
Tensión de entrada (V_{PV})	934.4 V
Tensión a la salida del CZSI (V_{ozp})	1.428 kV
Tensión a la salida del secundario (V_{sec})	10 kV
Inductores de la red Z	0.315 mH
Condensadores de la red Z	2.37 μ F
Ciclo de trabajo (D_z)	0.346
Frecuencia	20 kHz
Relación te transformación	1:7
Impedancia de carga	11.8 Ω

Para determinar el ciclo de trabajo D_z requerido se busca que el bus de CD del rectificador de onda completa del lado secundario sea de 10 kV. Si se sabe que la relación de transformación del EMMF es de 1:7, entonces se requiere que v_{ozp} sea:

$$v_{ozp} = \frac{V_{CD}}{n} = \frac{10 \times 3}{7} = 1428.57 V. \quad (3.1)$$

Mediante la ecuación (1.18) se obtiene el ciclo de trabajo requerido:

$$D_z = 1 - \frac{V_{PV}}{V_{ozp}} = 1 - \frac{934.4}{1428.57} = 0.346. \quad (3.2)$$

A partir de D_z , se puede obtener el valor de L_1 , L_2 y L_3 para un rizo de corriente deseado, que se propone que sea del 20 %. Primero se determina la corriente I_{PV} mediante (1.2):

$$I_{PV} = \frac{P_{PV}}{V_{PV}} = \frac{119.68}{0.9344} = 128.08 A, \quad (3.3)$$

y a partir del valor anterior, se determina el rizo de corriente deseado mediante:

$$\Delta i_L = I_{PV}(0.2) = 25.61 A. \quad (3.4)$$

Finalmente se determina el valor de L_1 , L_2 y L_3 requeridos mediante (1.7):

$$L = \frac{V_{PV} D_z}{2f \Delta i_L} = \frac{934.4(0.346)}{2(20,000)(25.61)} = 315 \mu H. \quad (3.5)$$

A continuación se determina el condensador requerido para limitar el rizo de tensión en un 10 %. Mediante la ecuación (1.8) se determina la corriente que circula a través del condensador:

$$I_C = (i_{L2} + \frac{\Delta_{i_L}}{2}) - (i_{L1} - \frac{\Delta_{i_L}}{2}) = (128.08 + \frac{25.61}{2}) - (128.08 - \frac{25.61}{2}) = 25.61 \text{ A}, \quad (3.6)$$

y a continuación el valor de los condensadores mediante (1.11):

$$C = \frac{i_C D_z}{2f \Delta v_C} = \frac{25.61(0.346)}{2(20,000)(93.4)} = 2.73 \mu F. \quad (3.7)$$

A continuación se pueden determinar los valores De I_A e I_B . Para determinar el valor pico de la corriente i_{oczi} o I_A , se emplea (2.9):

$$I_A = I_{PV} + \frac{3}{2} \Delta_{i_L} = 128.08 + \frac{3}{2} 25.61 = 166.6 \text{ A}, \quad (3.8)$$

y de forma similar se obtiene I_B mediante (2.10):

$$I_B = I_{PV} - \frac{3}{2} \Delta_{i_L} = 128.08 - \frac{3}{2} 25.61 = 89 \text{ A}, \quad (3.9)$$

lo que permite obtener la pendiente de la corriente mediante (2.8):

$$m_i = \frac{4(I_B - I_A)}{T(2 - D_z)} = \frac{4(89 \text{ A} - 166.6 \text{ A})}{50 \mu s(2 - 0.346)} = -3.7169 \text{ A}/\mu s. \quad (3.10)$$

Finalmente se puede determinar la corriente eficaz de la corriente i_{oczi} mediante la ecuación (2.12):

$$I_{oczi_{RMS}} = \sqrt{\frac{2 - D_z}{6} [(I_A + I_B)^2 - I_A I_B] + i_{L_p}^2 D_z} = 118 \text{ A}. \quad (3.11)$$

En la figura 3.2 se presentan dos ciclos del CZSI para poder apreciar mejor la corriente i_{L1} e i_{L2} , se puede observar como actúan de forma complementaria con un rizo del 20 % equivalente a 25.62 A para los inductores seleccionados. Así mismo como se mencionó en el capítulo 1, en los tiempos de conducción, i_{L1} incrementa su valor mientras que i_{L2} decrece, y viceversa en el periodo de traslape.

También se aprecia la tensión de salida del CZSI a la carga resistiva. La tensión tiene un comportamiento similar al i_{oczi} a diferencia que la tensión tiene una pendiente significativamente menor durante los periodos de conducción debido al efecto reflejado del rectificador de onda completa. En vista que v_{oczi} tiene una pendiente próxima a cero, (2.7) puede simplificarse como:

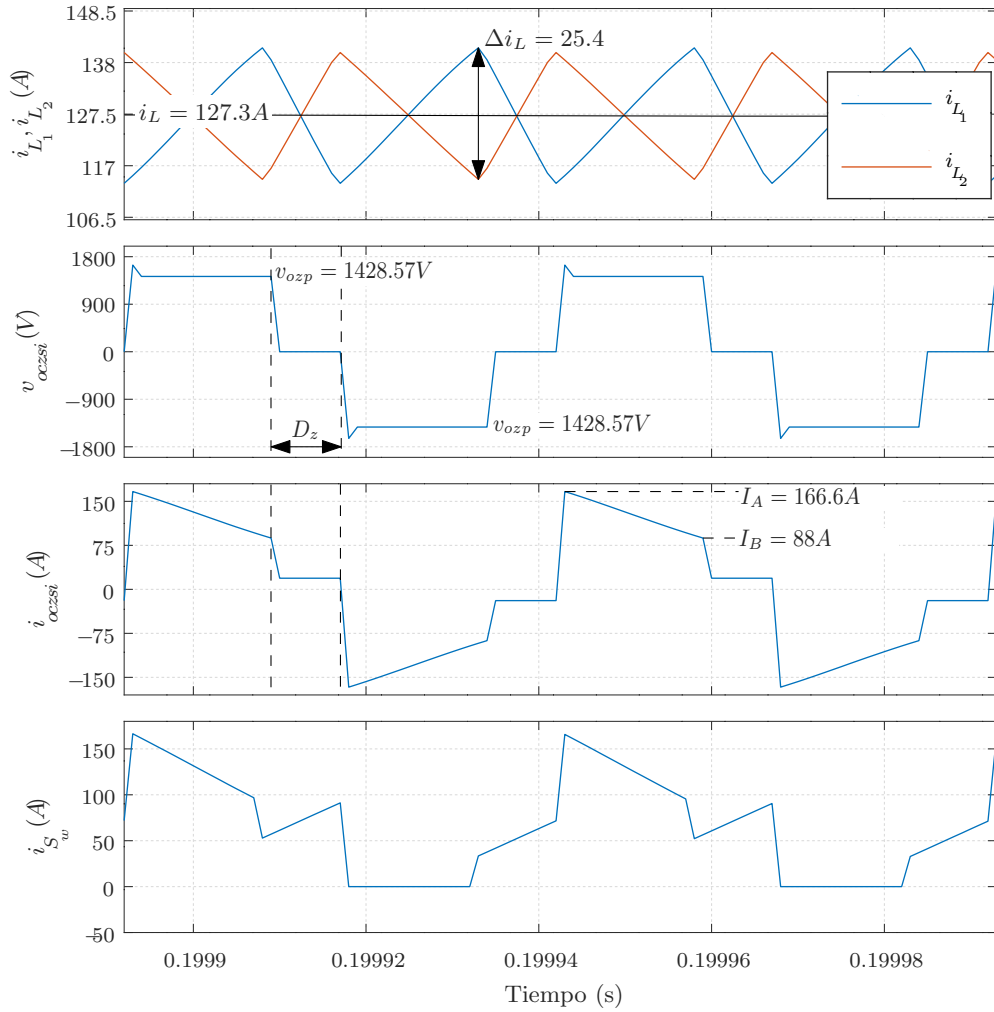


Figura 3.2. Simulación de un módulo de CZSI: Corriente i_{L1} e i_{L2} en una celda CZSI, tensión v_{oczsi} , corriente i_{oczsi} y corriente i_{Sw} .

$$V_{oczsi_{RMS}} = \sqrt{V_{ozp}^2(1 - D_z)} = \sqrt{1428.57(1 - 0.346)} = 1155.36 \text{ V} \quad (3.12)$$

A continuación se muestra la corriente i_{oczsi} y se puede observar que operando la celda con carga resistiva, su valor en los periodos en trasape es diferente de cero. En los ciclos de conducción el convertidor produce un valor pico que ronda los 166.6 A y presenta una pendiente que baja hasta los 88 A, valores que son consistentes con la estimación en (3.8) y (3.9).

Finalmente, en la Figura 3.2 se aprecia que la pendiente y valores con respecto a la corriente i_{oczsi} son los mismos, a excepción del periodo en trasape durante el cual ambas ramas del puente H conducen al mismo tiempo, por lo que la corriente se divide a la mitad.

3.1.3. Operación en configuración multipuerto

Una vez que se ha validado la operación de la celda CZSI, se procede a simular la operación en configuración multipuerto considerando tres celdas de entrada y dos de salida como se muestra en la Figura 3.3. La simulación se realizó mediante tres arreglos PV que entregan en su MPP 265 kW cada uno, con 930 V y 284 A, los cuales energizan cada uno de los tres CZSI. Para la prueba en condiciones balanceadas se aplicó de forma uniforme una irradiancia de 900 W/m^2 a cada arreglo PV. La tensión en el bus de CD en el lado secundario es de 10kV por lo que el valor pico de v_{sec} es de 10 kV. A la salida del convertidor se aplicó una carga variable para extraer 400 kW de cada puerto secundario, para un total de 800 kW.

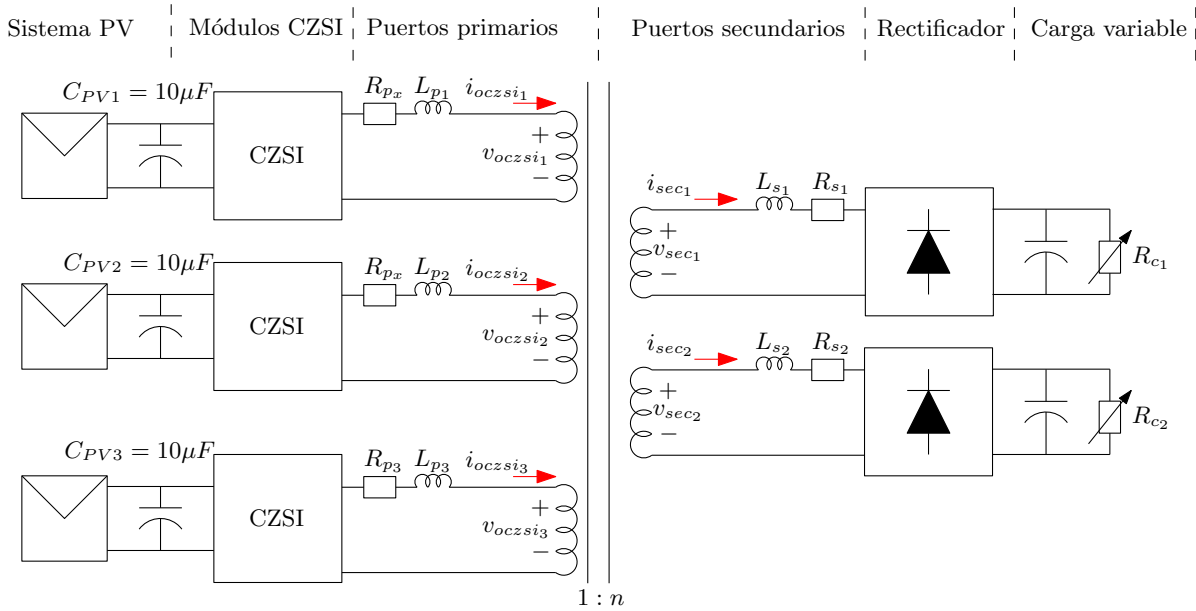


Figura 3.3. Esquema del EMMF multipuerto simulado.

En la Tabla 3.2 se muestran los parámetros de simulación de la operación multipuerto del sistema PV con EMMF.

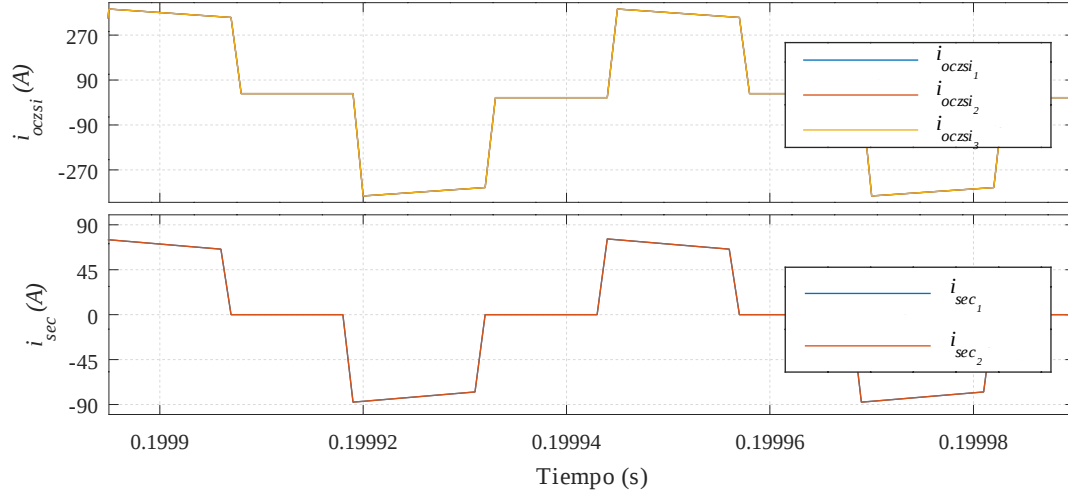
3.1.3.1. Operación en condiciones balanceadas

La operación multipuerto en condiciones balanceadas consiste en que los tres puertos de entrada son alimentados por el mismo nivel de potencia cada uno. En la Figura 3.4 se muestra la corriente a la salida de cada uno de los módulos CZSI, las cuales son idénticas en forma y magnitud. Así mismo se puede observar que en los periodos de traslape, la corriente en los puertos CZSI es diferente de cero, debido a que la inductancia de dispersión L_p en los puertos primarios del EMMF retiene parte de la energía procesada durante el

Tabla 3.2. Parámetros de simulación en operación multipuerto.

Parámetros	Valor
Potencia de Salida por celda	265 kW
Potencia total	795 kW
Irradiancia	900 W/m ²
Tensión de entrada (V_{PV})	930 V
Tensión a la salida del CZSI (V_{ozp})	1.43 kV
Tensión en los puertos secundarios (v_{sec})	10 kV
Frecuencia (f)	20 kHz
Ciclo de trabajo (D_z)	0.37
Puertos de entrada	3
Puertos de salida	2
Relación de transformación EMMF	1:7
Inductancia de dispersión (L_p)	10 μ H
Inductancia de dispersión sec (L_s)	2 μ H
Inductancia de magnetización	10 mH
Resistencia parásita (R_p, R_s)	1 m Ω

periodo de conducción, traducándose en potencia reactiva. Por otro lado se aprecia que la corriente en los puertos secundarios sí es cero puesto que el efecto de L_p está desacoplado de los puertos primarios.


 Figura 3.4. Corriente en los puertos primarios (i_{oczsi_1} , i_{oczsi_2} y i_{oczsi_3}) y en el puerto secundario (i_{sec}).

Así mismo, en la Figura 3.5 la tensión en todas las celdas CZSI es la misma, 7 veces menor a la tensión en los puertos secundarios. La tensión en los periodos de traslape es igual a cero a pesar de que la corriente i_{oczsi} en todas las celdas es diferente de cero.

Finalmente, en la Figura 3.6 se aprecia que la potencia en todas las celdas de entrada es la misma como es de esperarse de la operación balanceada.

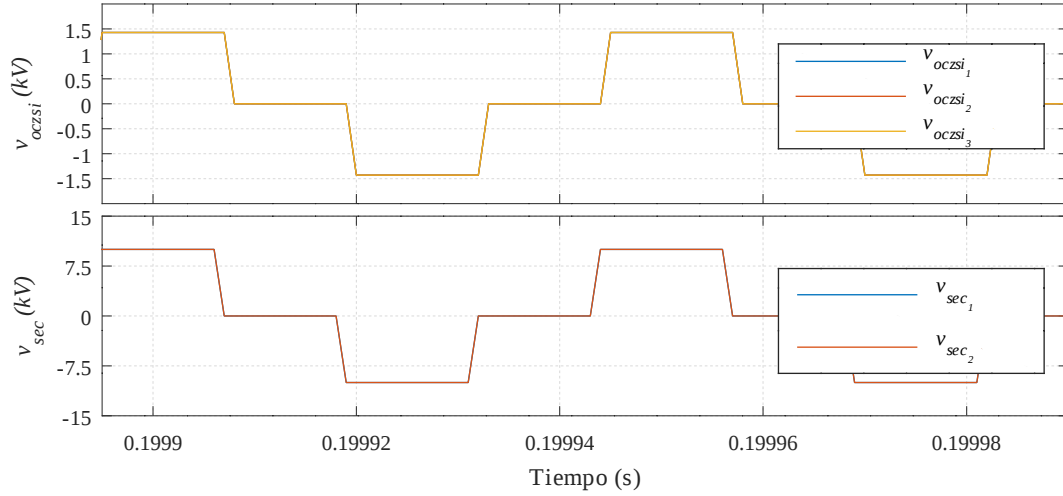


Figura 3.5. Tensión en los puertos primarios (v_{oczi_1} , v_{oczi_2} y v_{oczi_3}) y en el puerto secundario (v_{sec}).

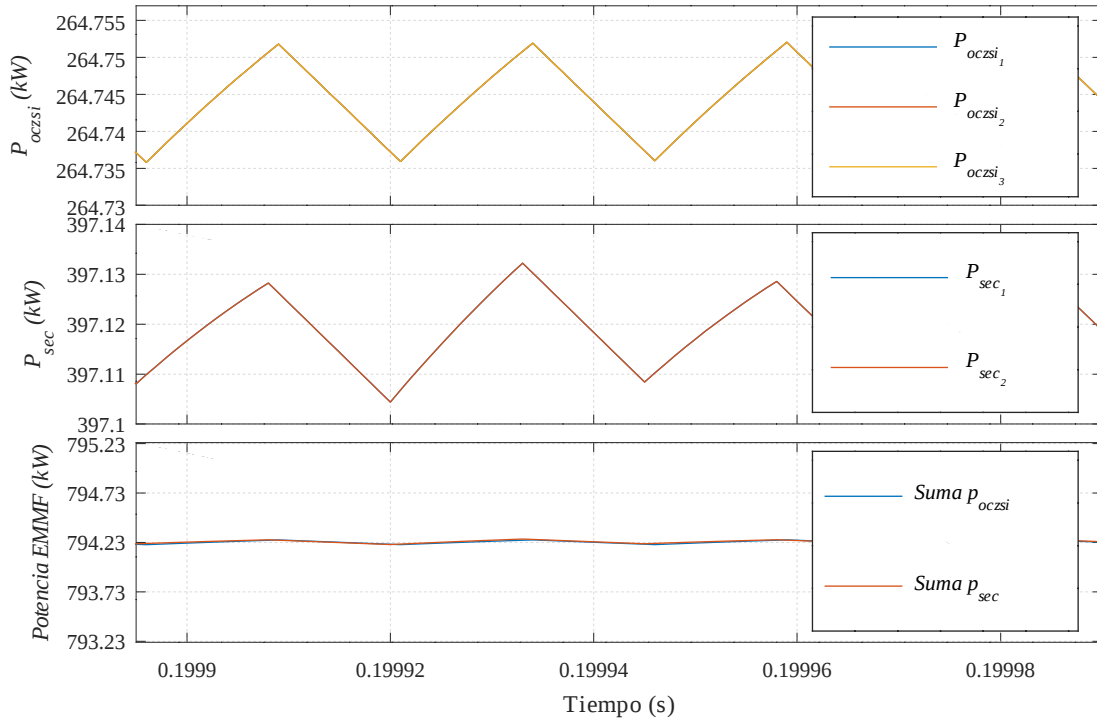


Figura 3.6. Potencia en los puertos primarios (p_{oczi_1} , p_{oczi_2} y p_{oczi_3}).

Con los parámetros de la Tabla 3.2, se pueden estimar algunos valores obtenidos mediante simulación. En primer lugar se estima la tensión V_{ozp} despejándola de (1.18):

$$V_{ozp} = \frac{V_{PV}}{(1 - D_z)} = \frac{930}{(1 - 0.37)} = 1476.19 \text{ V}, \quad (3.13)$$

y posteriormente con (3.12), se puede obtener el valor eficaz de v_{ozsi} :

$$V_{oczi_{RMS}} = \sqrt{V_{ozp}(1 - D_z)} = \sqrt{1476.19(1 - 0.37)} = 1171.69 V, \quad (3.14)$$

Así mismo se estima la tensión eficaz en el lado secundario:

$$V_{sec_{RMS}} = V_{oczi_{RMS}}(n) = 1171.69V(7) = 8201.8 V. \quad (3.15)$$

De forma similar se pueden estimar los valores de corriente que se esperan. La corriente I_{PV} está dada por:

$$I_{PV} = \frac{P_{PV}}{V_{PV}} = \frac{265}{0.930} = 285 A. \quad (3.16)$$

A partir de (3.3), se puede determinar el rizo de corriente deseado mediante:

$$\Delta_{i_L} = I_{PV}(0.02) = 5.7 A, \quad (3.17)$$

y a continuación se pueden determinar los valores De I_A e I_B . Para determinar el valor pico de la corriente i_{oczi} o I_A , se emplea (2.9):

$$I_A = I_{PV} + \frac{3}{2}\Delta_{i_L} = 285 + \frac{3}{2}5.7 = 293 A, \quad (3.18)$$

y de forma similar se obtiene I_B mediante (2.10):

$$I_B = I_{PV} - \frac{3}{2}\Delta_{i_L} = 285 - \frac{3}{2}5.7 = 276 A, \quad (3.19)$$

La corriente eficaz en cada devanado primario está dada por (2.12):

$$I_{oczi_{RMS}} = \sqrt{\frac{2 - D_z}{6} [(I_A + I_B)^2 - I_A I_B] + i_{Lp}^2 D_z} = 257.5 A. \quad (3.20)$$

Con respecto a la potencia promedio en las celdas del lado primario, su valor se puede obtener analíticamente mediante (2.17):

$$P_{oczi_{av}} = \frac{VI_A + VI_B}{4}(2 - D_z) = \frac{1476.9(293.5 + 276.4)}{4}(2 - D_z) = 264.9 kW, \quad (3.21)$$

y para la potencia en cada celda del lado secundario:

$$P_{oczi_{av}} = \frac{VI_A + VI_B}{4}(2 - D_z) = \frac{10,000(63 + 59.9)}{4}(2 - D_z) = 387.45 kW. \quad (3.22)$$

Tabla 3.3. Parámetros de simulación en operación multipuerto desbalanceada.

Parámetros	Valor
Potencia de Salida celda 1	265 kW
Potencia de Salida celda 2	165 kW
Potencia de Salida celda 3	69 kW
Irradiancia de la celda 1	900 W/m ²
Irradiancia de la celda 2	500 W/m ²
Irradiancia de la celda 3	200 W/m ²

3.1.3.2. Operación en condiciones desbalanceadas

Para validar la operación en condiciones desbalanceadas se utilizó un arreglo PV de 265 kW con 930 V y 284 A en el MPP, y se aplicó una irradiancia de 900 W/m² para la celda 1, 500 W/m² para la celda 2 y 200 W/m² para la celda 3. Los demás parámetros permanecen igual que la simulación en condiciones balanceadas.

En la Figura 3.7 se presentan la corriente tanto en la entrada como en la salida del EMMF; se puede observar que, a diferencia de la condición balanceada, la corriente en los CZSI varían en función de la potencia que procesa cada celda. Sin embargo la corriente en los puertos secundarios es la misma en ambos ya que se les demanda la misma potencia.

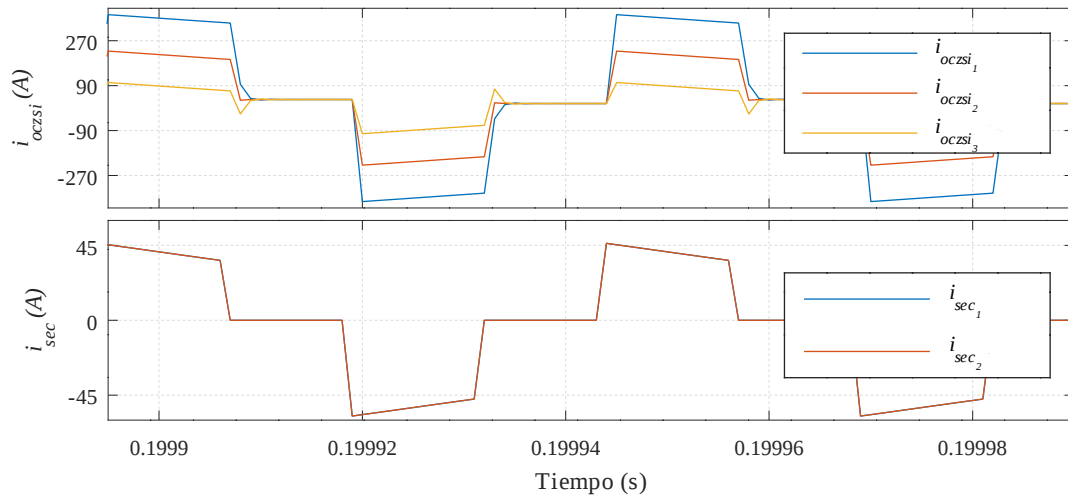


Figura 3.7. Corriente en los puertos primarios (i_{ocs1} , i_{ocs2} y i_{ocs3}) y en el puerto secundario (i_{sec}).

A pesar de que los niveles de corriente en los puertos primarios son diferentes y están en función de la potencia, la tensión en los mismos permanece idéntica como se muestra en la Figura 3.8; la tensión en los puertos secundarios tampoco cambia su nivel.

En la Figura 3.9 se puede apreciar la potencia promedio de cada una de las celdas CZSI en la gráfica superior, y la potencia promedio en los puertos secundarios en la

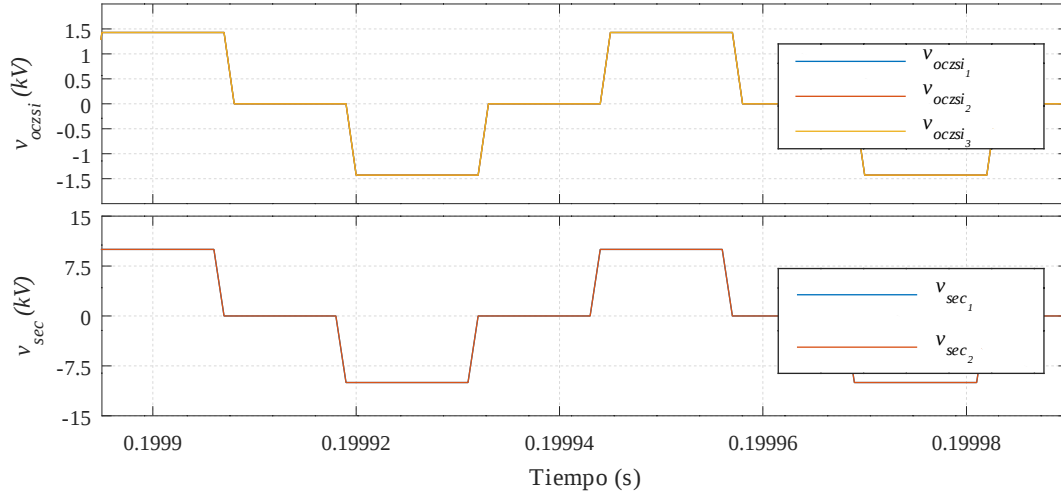


Figura 3.8. Tensión en los puertos primarios (v_{oczi_1} , v_{oczi_2} y v_{oczi_3}) y en el puerto secundario (v_{sec}).

segunda gráfica. En la tercera gráfica se compara la suma de la potencia promedio en los puertos primarios con respecto a los secundarios; se aprecia una leve diferencia entre ambas potencias debido a la presencia de elementos parásitos en el EMMF.

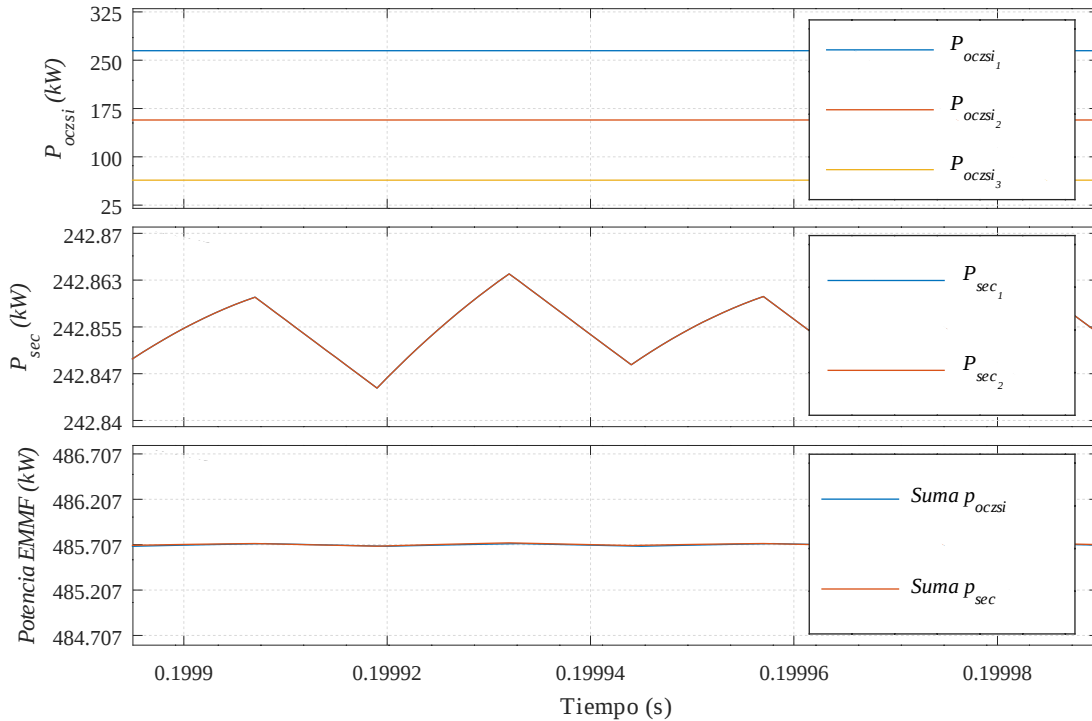


Figura 3.9. Potencia en los puertos primarios (p_{oczi_1} , p_{oczi_2} y p_{oczi_3}).

Considerando los parámetros de la Tabla 3.3 y la expresión (2.9) y (2.10) se obtienen

los valores máximos y mínimos para la corriente i_{oczi} de la celda 1:

$$I_{A_1} = I_{PV} + \frac{3}{2}\Delta_{i_L} = 293.5 \text{ A}, \quad (3.23)$$

$$I_{B_1} = I_{PV} + \frac{3}{2}\Delta_{i_L} = 276.4 \text{ A}, \quad (3.24)$$

promediando los valores y aplicando (2.17), se obtiene la potencia promedio estimada para la celda 1:

$$P_{oczi_{av1}} = \frac{VI_A + VI_B}{4}(2 - D_z) = 264.54 \text{ kW}. \quad (3.25)$$

lo cual se acerca al estimado en la simulación. De la misma forma se realiza el cálculo para la celda 2:

$$I_{A_2} = I_{PV} + \frac{3}{2}\Delta_{i_L} = 182.7 \text{ A}, \quad (3.26)$$

$$I_{B_2} = I_{PV} + \frac{3}{2}\Delta_{i_L} = 172.1 \text{ A}, \quad (3.27)$$

Promediando nuevamente los valores y aplicando (2.17) se obtiene la potencia promedio estimada para la celda 2:

$$P_{oczi_{av2}} = \frac{VI_A + VI_B}{4}(2 - D_z) = 164.98 \text{ kW}. \quad (3.28)$$

Para la celda 3, el valor pico de corriente i_{oczi} se obtiene mediante:

$$I_{A_3} = I_{PV} + \frac{3}{2}\Delta_{i_L} = 76.42 \text{ A}, \quad (3.29)$$

para este caso el valor es ligeramente menor al mostrado en la simulación debido a la diferencia del rizo de corriente en la celda:

$$I_{B_3} = I_{PV} + \frac{3}{2}\Delta_{i_L} = 71.9 \text{ A}, \quad (3.30)$$

Finalmente, promediando los valores y aplicando (2.17), se obtiene la potencia promedio estimada para la celda 3:

$$P_{oczi_{av3}} = \frac{VI_A + VI_B}{4}(2 - D_z) = 68.99 \text{ kW}. \quad (3.31)$$

Los valores obtenidos mediante las expresiones son congruentes con los obtenidos en la simulación demostrando que son válidas y que la simulación refleja el comportamiento esperado.

3.1.4. Operación del convertidor multinivel

Una vez que se mostró la operación del sistema en condiciones balanceadas y desbalanceadas, se muestra la operación del convertidor multinivel considerando los parámetros en la Tabla 3.4. El esquema para la simulación se presenta en la Figura 3.10 que es principalmente el sistema completo.

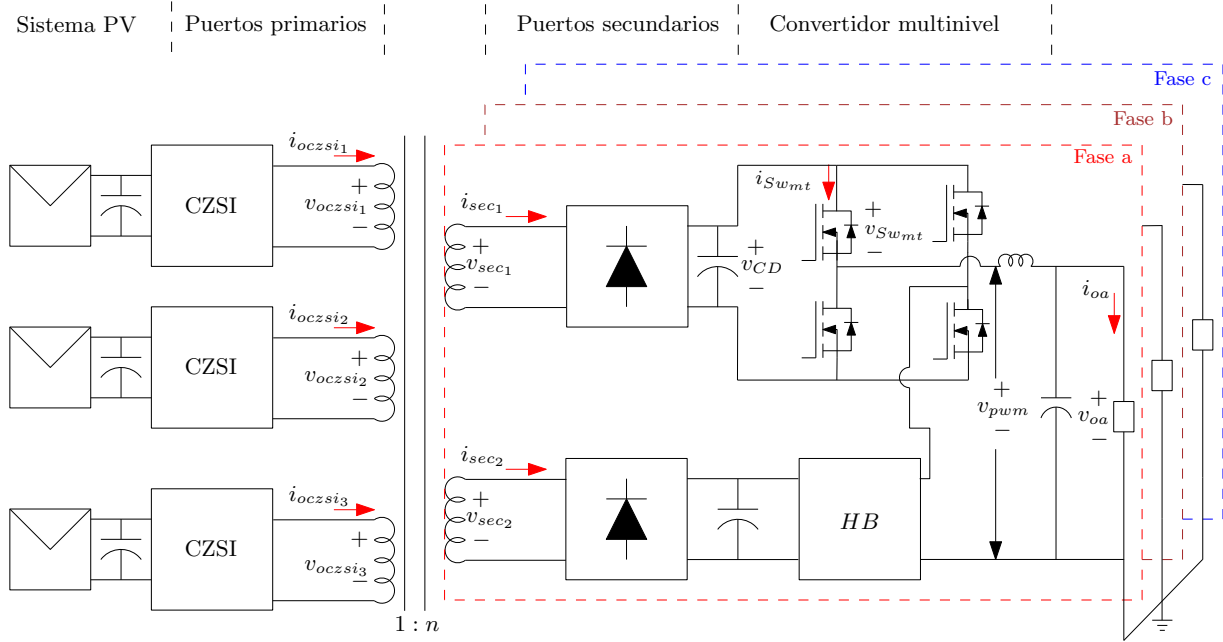


Figura 3.10. Esquema del sistema PV en configuración multipuerto, multinivel y trifásico.

Para la simulación del convertidor multinivel de celdas en cascada se seleccionó una frecuencia de conmutación de 20 kHz por lo que mediante la ecuación (1.3.2) se obtiene:

$$f_{eq} = 2y f_{Swmc} = 2(2)(20kHz) = 80kHz. \quad (3.32)$$

En vista que la simulación se aplicó una carga resistiva se implementó un filtro LC para amortiguar las componentes de alta frecuencia en el convertidor multinivel. Se selecciona la frecuencia de corte una década antes de f_{eq} , y se determina la capacitancia necesaria mediante [46, 47]:

$$C = \frac{1}{2\pi f_o R_o \sqrt{2}} = \frac{1}{2\pi 8000(522.27)\sqrt{2}} = 0.027 \mu F, \quad (3.33)$$

y a partir de ahí se determina la inductancia mediante:

$$L = \frac{1}{(2 * \pi f_o)^2 C} = \frac{1}{(2\pi(8000))^2(0.027 * 10^{-6})} = 14.6 mH. \quad (3.34)$$

Tabla 3.4. Parámetros de simulación del convertidor multinivel.

Parámetros	Valor
Potencia de salida por fase	333.3 kW
Tensión en el bus de CD (v_{CD})	10 kV
Tensión RMS por fase ($V_{a,b,c}$)	13.2 kv
Índice de modulación	0.93
Frecuencia fundamental	60 Hz
Inductor de filtro	14.6 mH
Condensador de filtro	0.0216 μ F
Número de niveles de tensión	5
Frecuencia de conmutación	20kHz
Frecuencia equivalente	80kHz

En la Figura 3.11 se muestra la salida trifásica v_{pwm} en la cual se aprecian los 5 niveles de tensión, que una vez filtrada se presenta como v_o . Se puede observar que los niveles de tensión están bien definidos y demuestran que las celdas en cascada se encuentran balanceadas.

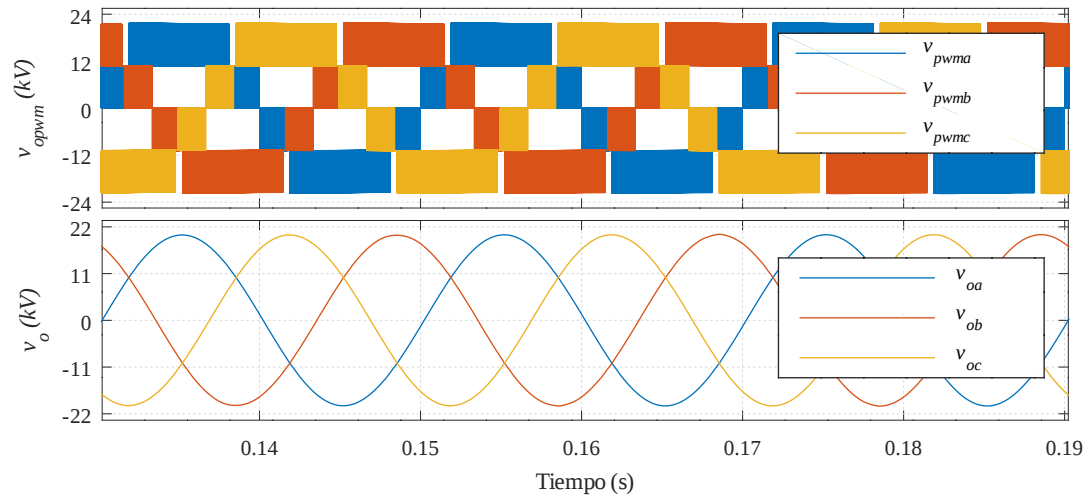


Figura 3.11. Salida trifásica en tensión del sistema PV, PWM y filtrada.

Así mismo, la corriente trifásica i_o se muestra en la Figura 3.12. Se puede observar que la corriente se encuentra balanceada y no presenta distorsión armónica significativa ($< 5\%$, Figura 3.13).

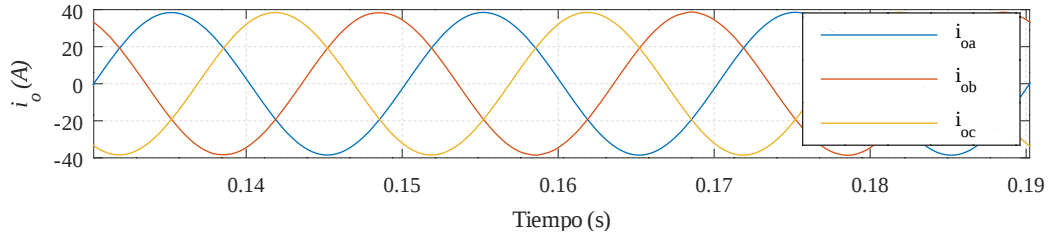


Figura 3.12. Salida trifásica en corriente del sistema PV.

Los esfuerzos en tensión $v_{sw_{mt}}$ se pueden apreciar en la Figura 3.14 el cual tiene un patrón pulsado gobernado por la estrategia de modulación y cuyo valor pico está dado por la tensión que presente el bus de CD V_{CD} .

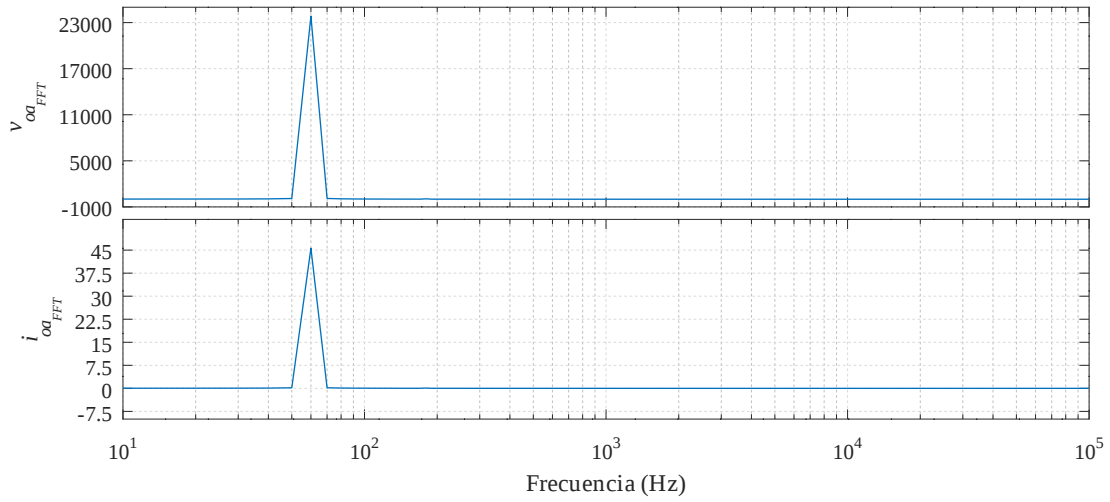


Figura 3.13. Espectro en frecuencia de la tensión de fase v_{oa} y corriente i_{oa} .

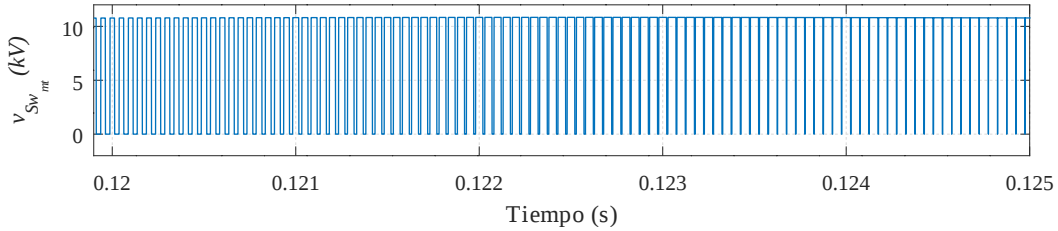


Figura 3.14. Tensión en los interruptores de las celdas en cascada.

En la Figura 3.15 se presentan los esfuerzos en corriente $i_{sw_{mt}}$ que presentan un patrón pulsado y cuya dirección está dada por el semi ciclo de la señal fundamental en el que opere.

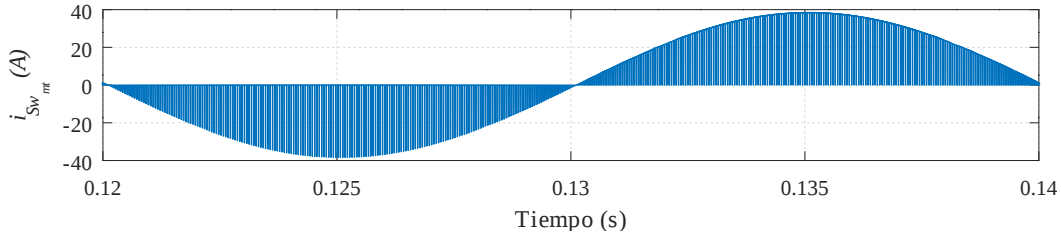


Figura 3.15. Corriente en los interruptores de las celdas en cascada.

Finalmente con respecto a la operación multinivel, la potencia en la fase de salida se muestra en la Figura 3.16 se puede apreciar que cada una de las fases está balanceada y que su valor promedio ronda los 333 kW que se demandan.

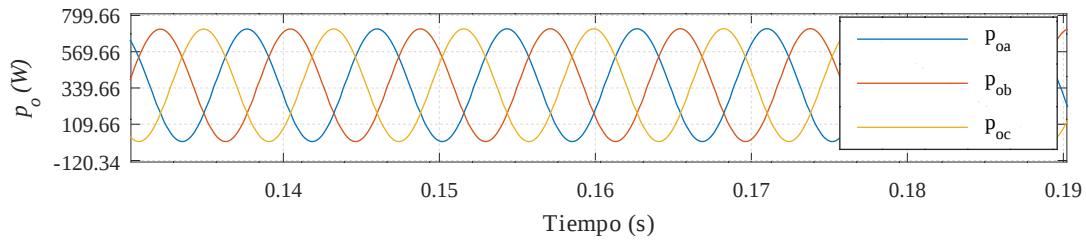


Figura 3.16. Potencias en las fases de los convertidores multinivel.

3.1.5. Seguimiento del Máximo punto de potencia

A continuación se presenta el seguimiento del punto máximo de potencia (MPPT) y como influye el ciclo de trabajo D_z que se aplique a las celdas. El algoritmo considerado en este trabajo es el de *perturba y observa* (P&O) [38,39]. Este algoritmo de MPPT, consiste en realizar una perturbación en el sistema, variando el ciclo de trabajo en cierta magnitud cada cierto intervalo de tiempo, y observar si la potencia extraída del arreglo PV aumenta o disminuye. Si se aumenta el ciclo de trabajo y la potencia disminuye, quiere decir que el sistema ya pasó el MPP y ahora debe reducir el ciclo para regresar a un punto de mayor potencia. En la Figura 3.17 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo.

Como se observa en la Figura 3.17, primero se mide la tensión y corriente en el arreglo PV, posteriormente se modifica el ciclo de trabajo D_z en un intervalo muy pequeño, se sugiere que sean variaciones del 1 %. Se vuelve a calcular la potencia y se compara con la primera medición. Si la medición es diferente a la primera, se modifica el ciclo de trabajo para aumentar o disminuir la potencia, y se repite el ciclo indefinidamente. La frecuencia a la que se ejecuta este algoritmo estará restringida a la velocidad del lazo de control que

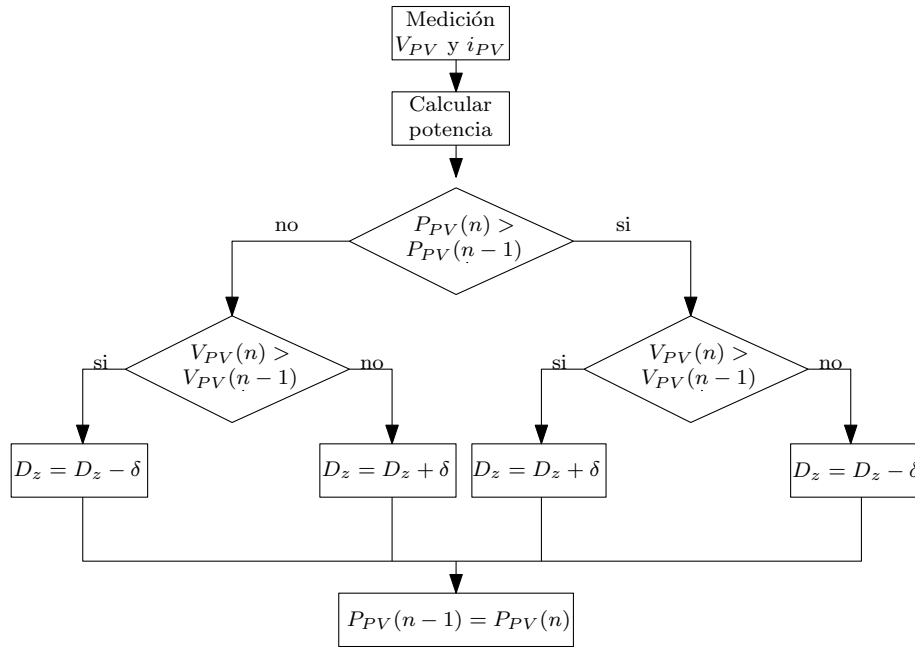


Figura 3.17. Diagrama de flujo del algoritmo MPPT P&O.

se implemente en la plataforma digital. En simulación, se ejecutó en lazo abierto a una frecuencia de 1 MHz.

En el sistema multipuerto, los x puertos primarios están alimentados de forma independiente por un arreglo de paneles PV, los cuales no necesariamente se encuentran en el mismo punto de operación que se traduce en una desbalance en la potencia entregada. Para el MPPT en cada puerto primario se parte de la premisa que, en general, la tensión que se genera en cada arreglo PV varía muy poco en su rango de operación por lo que se visualiza que la transferencia de potencia se realiza en términos de la corriente entregada.

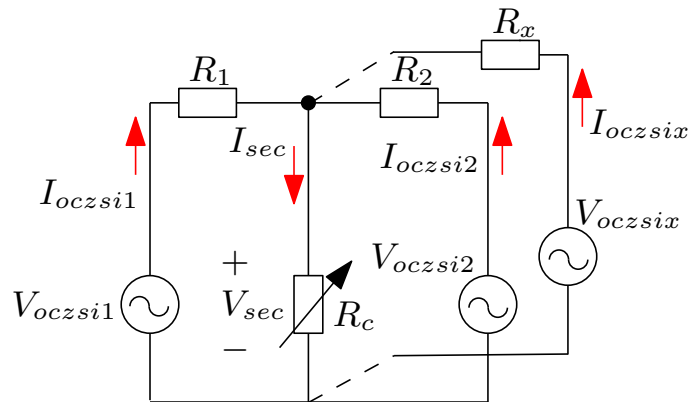


Figura 3.18. Circuito equivalente del EMMF multipuerto.

En la Figura 3.18 se muestra el circuito eléctrico equivalente al EMMF en el cual se considera que todos los puertos están conectados en paralelo. Cuando una celda entra en

estado de traslape, esta presenta 0 V en las terminales del puerto primario que alimenta e impone esta tensión a las demás celdas. Lo anterior implica que mientras una celda se encuentre en estado de traslape producido por un ciclo de traslape D_z , todas los puertos acoplados presentarán 0 V en sus terminales como se muestra en la Figura 3.19; por lo tanto, todos los puertos acoplados al EMMF tendrán el mismo tiempo de traslape impuesto por la celda con mayor valor de D_z .

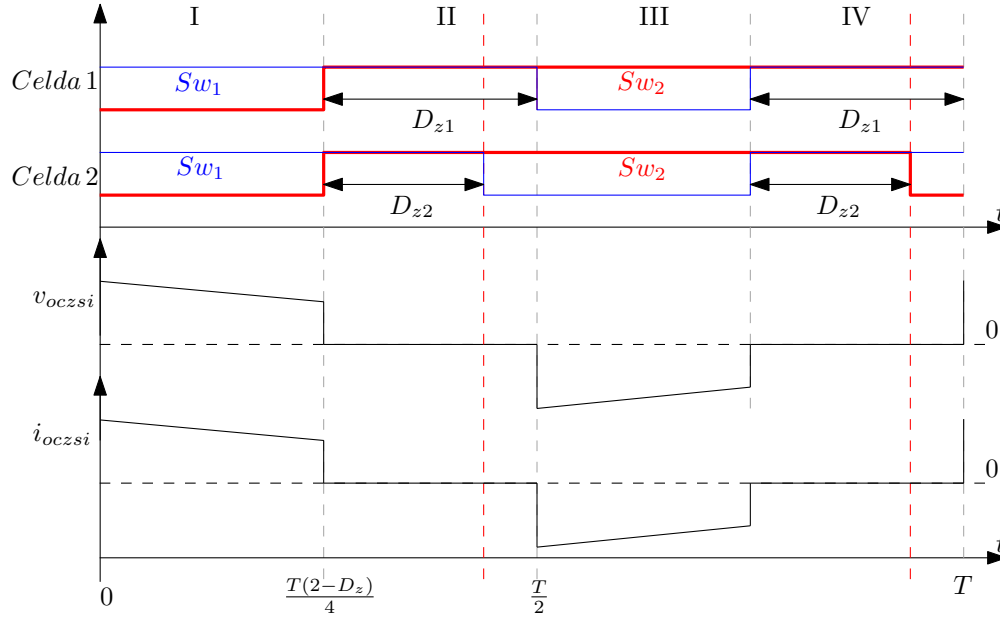


Figura 3.19. Formas de onda del EMMF con variación del ciclo de traslape D_z .

Para validar que el sistema estudiado permite el MPPT, se realizó una simulación bajo los parámetros de la Tabla 3.3 aumentando y reduciendo la irradiancia en 100 W/m^2 cada 8.3 ms. En primer lugar se calculó un valor de D_z que permita extraer la máxima potencia del arreglo con mayor producción, en este caso la celda con irradiancia de 900 W/m^2 obteniendo D_z igual a 0.37. Posteriormente se varió el valor de D_z de la celda 2 y 3 de forma tal que en periodos determinados, ya sea la celda 2 o 3 supere los 0.37 calculados como se muestra en la segunda gráfica de la Figura 3.20.

En la primer gráfica se muestra la potencia procesada por las celdas de forma individual comparada con la referencia de la potencia máxima que proveen los sistemas PV, y se puede apreciar que si el D_z de 0.37 es el máximo de las tres celdas se obtiene el MPP en todas las celdas, de lo contrario el sistema toma un valor D_z mayor y se deja de seguir el MPP. Finalmente en la ultima gráfica, se presenta la suma de las potencias procesadas por las tres celdas CZSI. Sumando el aproximado de las tres potencias:

$$P_{total} = P_{celda1} + P_{celda2} + P_{celda3} = 340 + 200 + 60 \simeq 600 \text{ kW}, \quad (3.35)$$

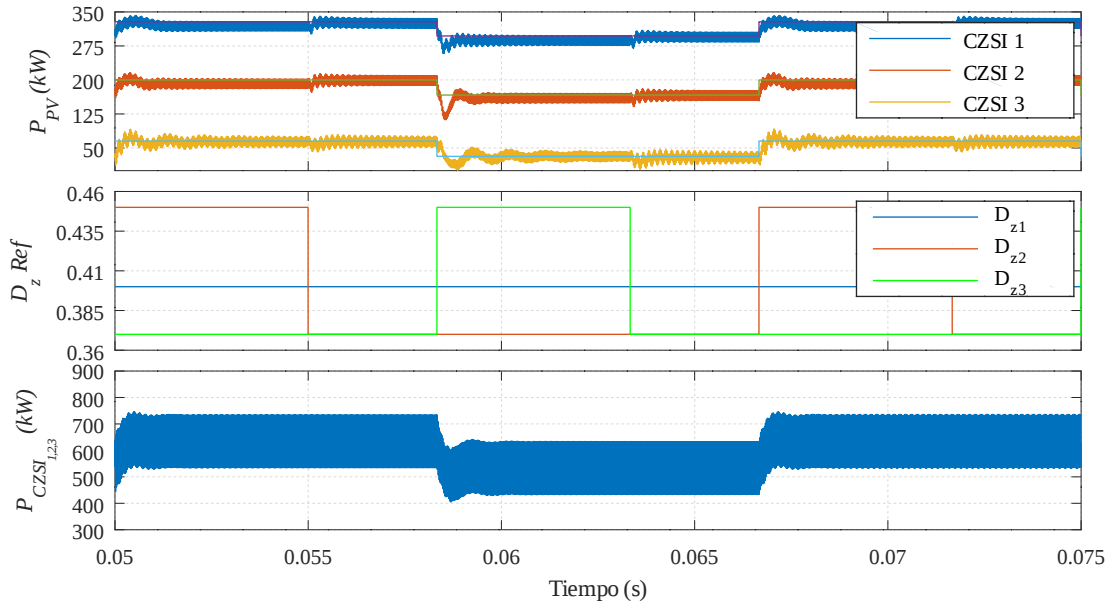


Figura 3.20. Seguimiento del máximo punto de potencia: Celdas CZSI operando a diferentes niveles potencia con variaciones de irradiancia, y el efecto que tiene D_z en la potencia.

lo que comprueba que el balance de potencia se mantiene.

3.2. Resultados Experimentales

Una vez validado el funcionamiento del sistema PV en simulación, se procedió a comprobar la operación del sistema de forma experimental. Como parte del trabajo de Tesis se construyó un prototipo experimental que consiste en 2 celdas CZSI de entrada y dos puertos de salida los cuales a su vez, alimentan un convertidor multinivel en cascada de 5 niveles como se muestra en la Figura 3.21.

3.2.1. Pruebas del módulo del convertidor Z alimentado en corriente

El esquema del prototipo construido se presenta en la Figura 3.22, el cual consiste en dos puertos de entrada y dos de salida. Los puertos de entrada están compuestos por celdas de CZSI cuyas señales de disparo se generan en un FPGA Spartan 6. En la parte secundaria, los puertos se conectan a celdas puente H para formar un convertidor multinivel de celdas en cascada cuyo esquema de modulación fue implementado en un procesador digital de señales TMS320F28379D de Texas instruments.

En primer lugar se valida la operación de una celda de CZSI con carga resistiva tomando en cuenta los parámetros en la Tabla 3.5. Para la prueba se aplicaron 80 V a la entrada

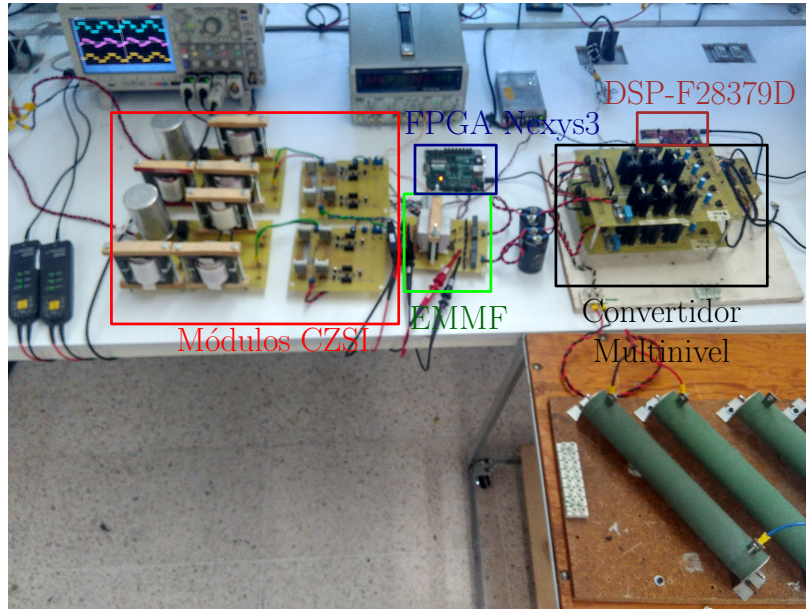


Figura 3.21. Prototipo de laboratorio del sistema PV con EMMF basado en celdas CZSI.

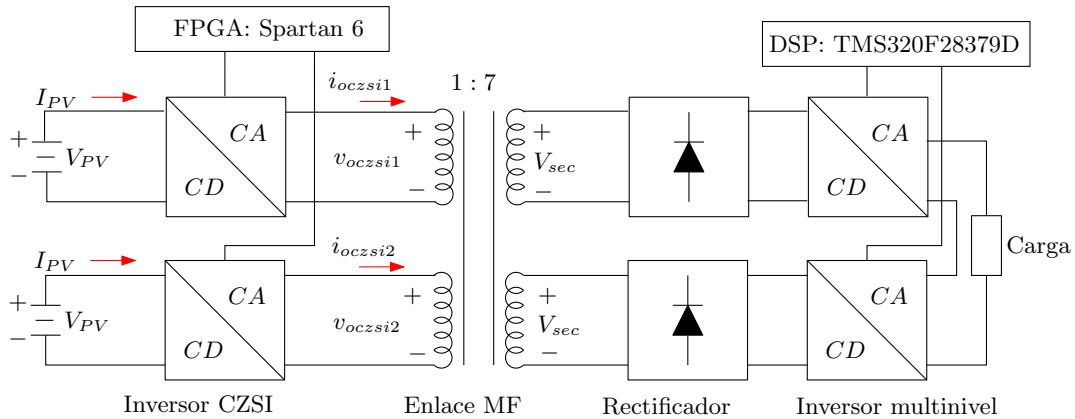


Figura 3.22. Esquema del sistema PV con EMMF basado en celdas CZSI.

del CZSI mediante una fuente de tensión DHP-400, y se utilizó una carga resistiva de 13.5Ω para extraer 800 W del CZSI.

En la Figura 3.23 se presentan las formas de onda V_{oczsi} e i_{oczsi} . La forma de onda en el trazo azul es la corriente i_{oczsi} donde se aprecian los periodos de conducción con los ciclos positivos y negativos simétricos, y los periodos de traslape en cero sin offset como es de esperarse con carga resistiva. La tensión V_{oczsi} se presenta en el trazo magenta de forma similar, con periodos de conducción y traslape definidos; se puede observar que al inicio de cada semiciclo se presenta un sobretiro de tensión el cual es provocado por la resonancia de la capacitancia parásita de los interruptores. Así mismo, el trazo rojo presenta la potencia calculada por el osciloscopio la cual arroja 812W, que representa el 80 % de la potencia

Tabla 3.5. Parámetros para las pruebas experimentales.

Parámetros	CZSI	Multipuerto
Potencia nominal por celda (P_{oczsi})	1 kW	600 W
Potencia de Salida (P_o)	800 W	1200 W
Tensión de entrada (V_{PV})	75 V	50V
Tensión a la salida del CZSI (V_{ozp})	130 V	75
Inductores de la red Z	0.338 mH	0.338 mH
Condensadores de la red Z	2.2 μ F	2.2 μ F
Ciclo de trabajo (D_z)	0.37	0.37
Frecuencia de conmutación (f)	20 kHz	20 kHz
Frecuencia de conmutación multinivel (f_s)	N/A	10 kHz
Indice de modulación multinivel	N/A	0.75
Celdas de entrada	1	2
Celdas de salida	0	2
Relación de transformación (n)	N/A	1:7
Tensión en el devanado secundario (V_{sec})	N/A	875 V
Inductancia de dispersión primario (L_p)	N/A	1.18 μ H
Inductancia de dispersión secundario (L_s)	N/A	37.7 μ H
Resistencia parásita primario (R_p)	N/A	45 m Ω
Resistencia parásita secundario (R_s)	N/A	1.59 Ω
Inductancia de magnetización (L_m)	N/A	2 mH

nominal.

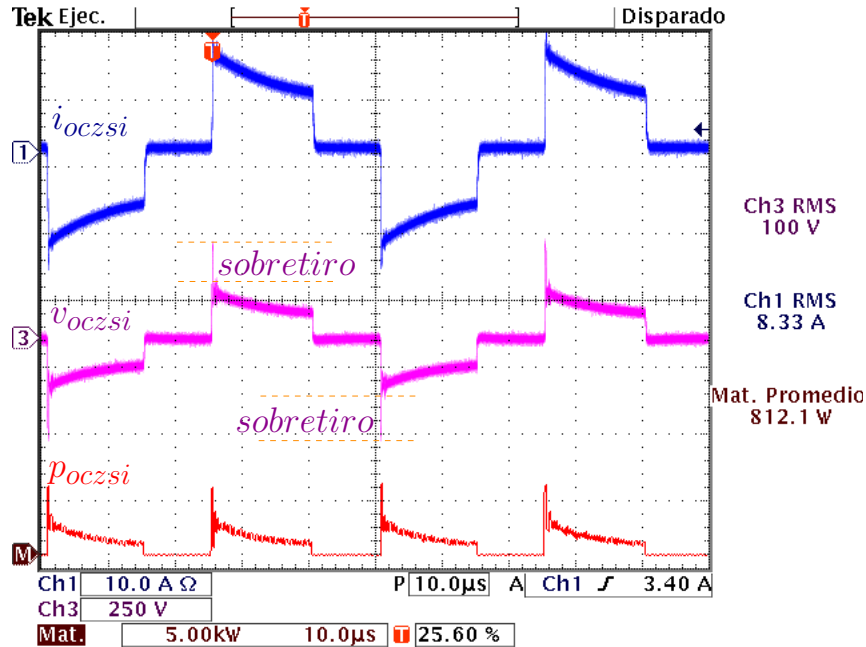


Figura 3.23. Prueba experimental a 800 W. Ch1 (10 A/div): corriente i_{oczsi} , Ch3 (250 V/div): tensión v_{oczsi} y ChMat (5 kW/div): potencia de salida del CZSI.

En la Figura 3.24, se presentan los esfuerzos en corriente y tensión en los interruptores

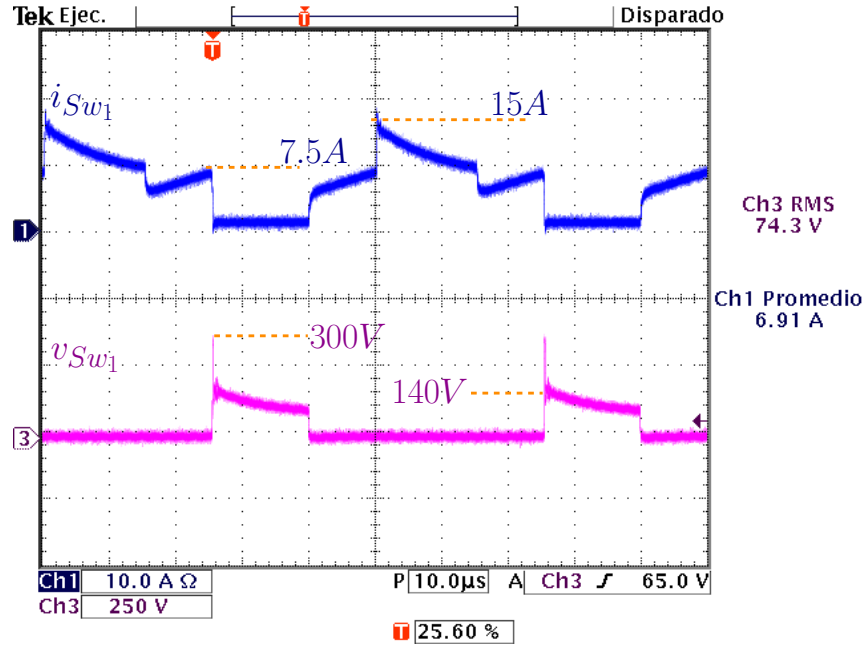


Figura 3.24. Prueba experimental a 800 W. Ch1 (10 A/div): corriente i_{Sw1} , Ch3 (250 V/div): tensión v_{Sw1} en el interruptor 1.

del CZSI. En el trazo azul, se presenta la corriente i_{Sw1} . En este trazo se observa que el valor pico corresponde al de la corriente i_l (Figura 3.25) y en los tiempos de traslape se puede ver como la corriente se divide en dos partes iguales por las ramas del puente H. Enseguida, la tensión v_{Sw1} en el interruptor 1 se presenta en el trazo magenta el cual corresponde a la tensión del semi-ciclo positivo y el resto del periodo está en 0.

Finalmente en la Figura 3.25 se presenta la corriente i_{L1} la cual tiene un rizo aproximado del 50% y se puede obtener mediante la ecuación (1.5) pero constante en todo momento, sin sobretiros, ni ruido significativo. La corriente tiene el comportamiento esperado, incrementado su valor en periodos de traslape y decreciendo en estado de conducción. En general, las pruebas experimentales muestran una operación estable sin sobretiros importantes, lo que permite avanzar con la siguiente etapa.

3.2.2. Operación en configuración multipuerto

Una vez validada la celda CZSI, se procedió a implementar el enlace magnético común en MF con dos celdas de entrada y dos de salida, considerando los parámetros en la Tabla 3.5. Para la fuente de alimentación, se implementó una fuente de CD variable con dos salidas aisladas, las cuales alimentan los CZSI. Lo anterior permite elevar la tensión de forma balanceada en los dos puertos de entrada. Para la prueba se aplicaron 50 V

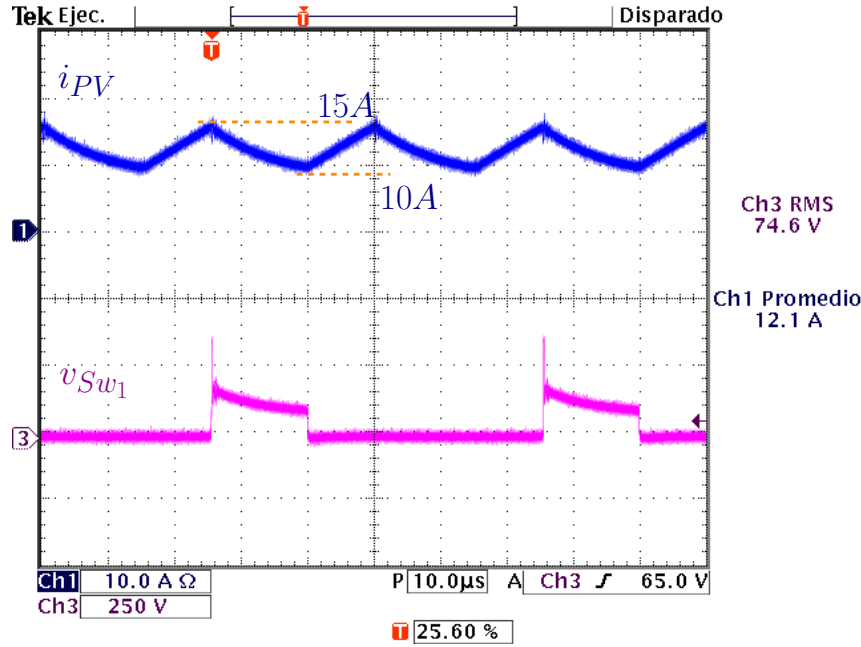


Figura 3.25. Prueba experimental a 800 W. Ch1 (10 A/div): corriente i_{PV} , Ch3 (250 v/div): tensión en el interruptor v_{Sw1} .

de entrada y se aplicó una carga resistiva de 416Ω para extraer 600W de cada puerto secundario.

En la Figura 3.26 se muestra la tensión v_{sec} en ambos devanados secundarios y se puede apreciar que son idénticos. Así mismo, se aprecia una oscilación importante en los periodos de traslape, la cual se debe a la presencia del rectificador de diodos en el lado secundario. Se puede notar que los valores eficaces de tensión difieren en 24V lo cual se debe a pequeñas variaciones en la fabricación de los embobinados secundarios y oscilaciones del rectificador de diodos.

En la Figura 3.27 se muestra la tensión y la corriente en los interruptores. La tensión v_{Sw1} no cambia de forma significativa, sin embargo i_{Sw1} en periodos de traslape, muestra pequeñas oscilaciones y caídas de corriente, las cuales se deben principalmente a los efectos de los elementos parásitos en el transformador, en mayor parte atribuido a inductancia de dispersión L_p . Finalmente cabe mencionar que a pesar del sobretiro en la tensión del devanado primario, esta no se ve reflejada en la tensión V_{Sec} .

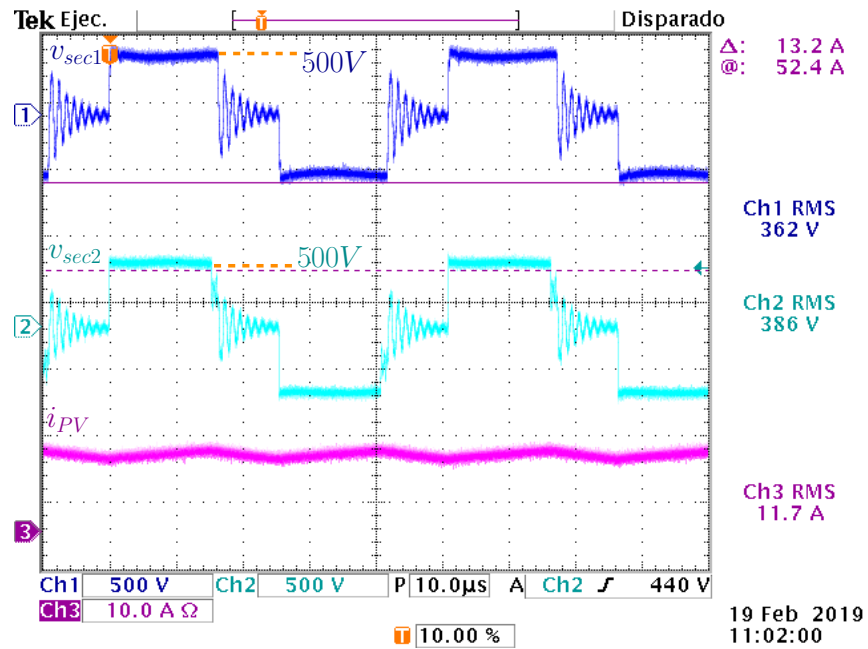


Figura 3.26. Prueba experimental en configuración multipuerto a 1.2 kW. Ch1 (500 V/div): tensión v_{Sec1} , Ch2 (500 V/div): tensión v_{Sec2} , Ch3 (10 A/div): corriente i_{PV} .

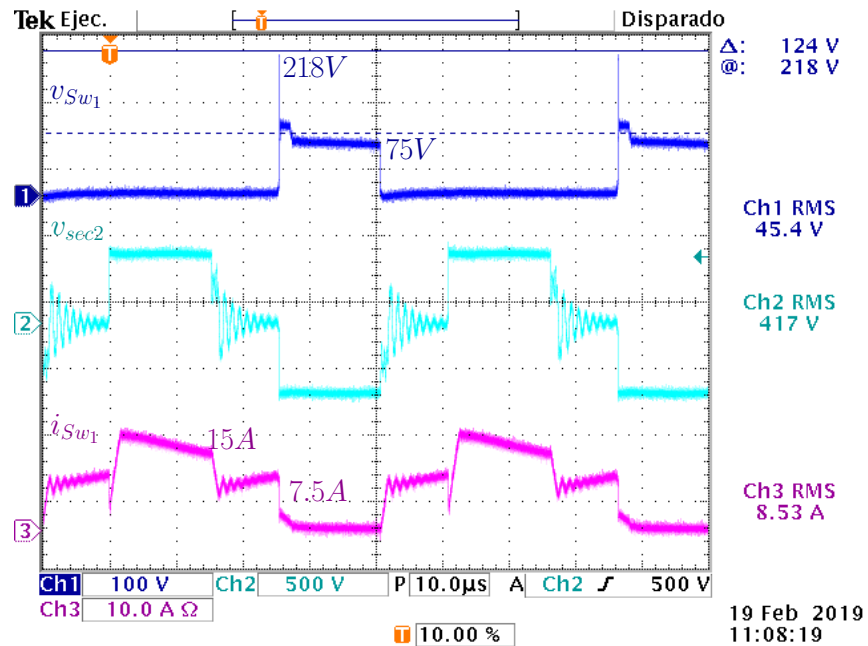


Figura 3.27. Prueba experimental en configuración multipuerto a 1.2 kW. Ch1 (100 V/div): tensión v_{Sw1} , Ch2 (500 V/div): tensión v_{Sec2} , Ch1 (10 A/div): corriente i_{Sw1} .

Operación multinivel monofásico

La siguiente prueba consiste en implementar el inversor en cascada multinivel de 5 niveles, con índice de modulación de 0.75; las condiciones de la prueba fueron las mismas que para el caso multipuerto. En la Figura 3.28 se muestra la salida v_{oPWM} con los 5 niveles claramente visibles, cada uno de 470V, al igual que el bus de CD del rectificador, y a 940V en el valor pico, arrojando una medición de la tensión eficaz próxima a los 400V. La corriente i_{oPWM} se puede apreciar también con una forma de onda similar. Adicionalmente se muestra i_{PV} con una componente al doble de la frecuencia de línea como era de esperarse.

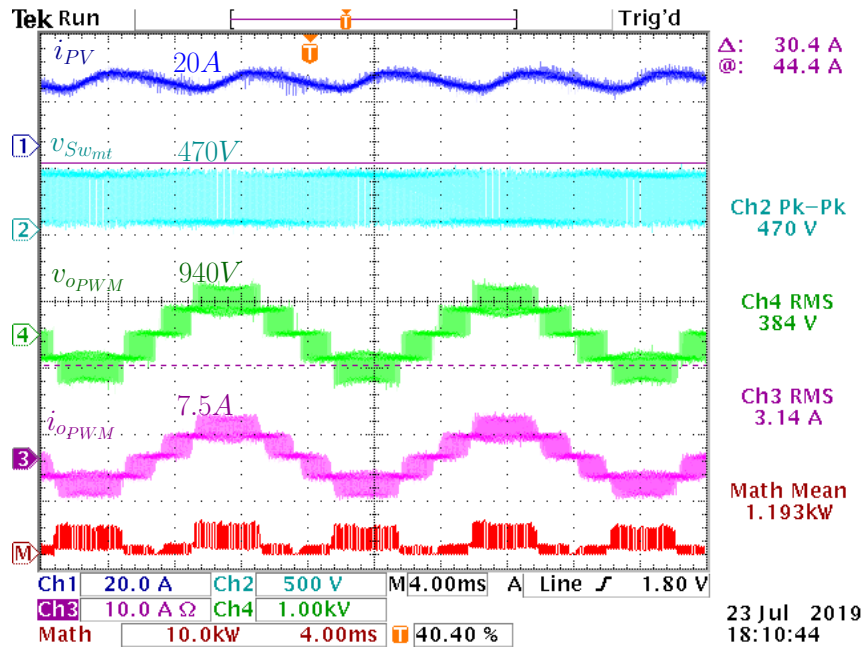


Figura 3.28. Prueba experimental en configuración multinivel a 1.2 kW. Ch1 (20 A/div): corriente en la fuente i_{PV} , Ch2 (500 V/div): tensión en los interruptores del convertidor multinivel, Ch4 (1 kV/div): Tensión conmutada v_{oPWM} , Ch3 (10 A/div): corriente conmutada i_{oPWM} , ChMat (10 kW/div): potencia de salida.

En la Figura 3.29 se muestra la salida conmutada del convertidor multinivel así como la tensión v_{Sw1} y la corriente i_{Sw1} . Se puede observar que la corriente en los interruptores se ve afectada por la componente en baja frecuencia, que se debe tomar en cuenta para evitar dañar los interruptores por corriente. Con respecto a v_{Sw1} , también está afectada por la componente de baja frecuencia lo que provoca algunos sobretiros de tensión en los interruptores.

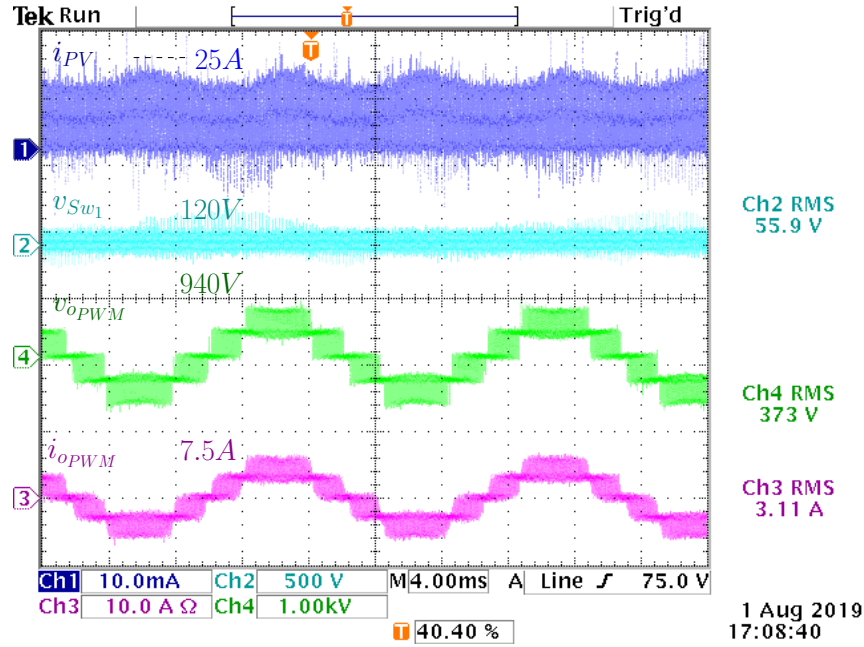


Figura 3.29. Prueba experimental en configuración multinivel a 1.2 kW. Ch1 (10 mA/div=20 A/div): Corriente i_{Sw1} , Ch2 (500 V/div): tensión v_{Sw1} , Ch4 (1 kV/div): Tensión conmutada v_{oPWM} , Ch3 (10 A/div): corriente conmutada i_{oPWM} .

3.2.3. Pruebas conectado al sistema fotovoltaico.

Una vez que se comprobó el funcionamiento del convertidor utilizando una fuente de tensión, se procede a alimentar al convertidor mediante dos arreglos de paneles PV, uno para cada celda. Cada arreglo PV consiste en dos paneles modelo SW-250 de 250 W cada uno conectados en serie para conseguir una tensión en terminales de 62 V y una corriente de 8.12 A en el MPP.

3.2.3.1. Pruebas en condiciones balanceadas

En primer lugar, se hicieron mediciones en la red de impedancia, para validar el comportamiento del sistema cuando está conectado a un sistema PV. En la Figura 3.30 se muestran en los canales 1 y 2 las corrientes en los inductores 1 y 2 respectivamente, se puede observar que durante el periodo de traslape D_z la corriente en L_1 decrece mientras que la corriente en L_2 crece, ambos en un Δi_L . Finalmente en el trazo magenta del canal 3, se puede apreciar la tensión en el condensador C_1 y en el canal 4 la tensión en la salida del CZSI.

En la Figura 3.31, se muestran las principales señales del sistema PV. Se puede apreciar que la tensión en el puerto secundario v_{sec} , muestra un rizo de tensión pero ningún sobretiro relevante. La corriente en los interruptores del CZSI i_{Sw1} no muestran sobretiros

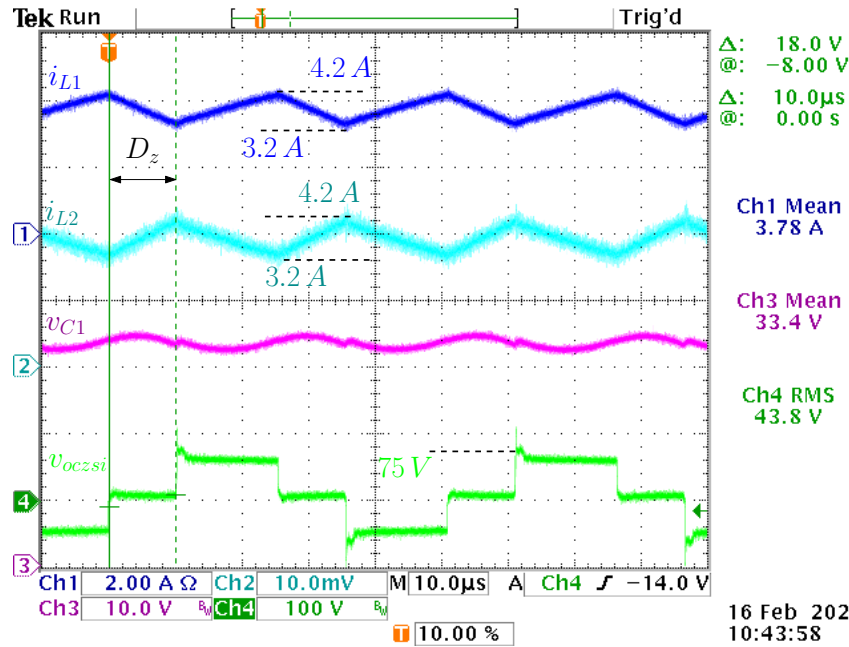


Figura 3.30. Pruebas experimentales en conexión al sistema PV balanceado. Ch1 (2 A/div): corriente i_{L1} en la celda 1, Ch2 (10 mV/div=2 A/div): corriente i_{L2} en la celda 2, Ch3 (10 V/div): tensión v_{C1} , Ch4 (100 V/div): tensión v_{ocszi} .

importantes lo que sugiere una reducción de estrés por corriente en los interruptores. Por otra parte la tensión v_{ocszi} presenta sobretiros causados por la resonancia de la capacitancia parásita de los interruptores.

Como se presentó en los resultados de simulación, la diferencia sustancial entre la condición de balance y desbalance de potencia en el sistema está en la corriente que entregan los puertos primarios i_{ocszi} , y por ende, en los interruptores. La Figura 3.32 muestra la corriente i_{ocszi1} y i_{ocszi2} y se aprecia que son muy similares, al igual que la tensión en ambos puertos primarios.

De forma similar la Figura 3.33 muestra la corriente en los interruptores, se aprecia que tienen los mismos niveles y el mismo comportamiento.

3.2.3.2. Pruebas en condiciones desbalanceadas

Después de realizar pruebas en condiciones balanceadas, se procedió a inducir un sombreado total al arreglo PV que alimenta a la segunda celda. En la Figura 3.34 se muestra la tensión y corriente en las terminales de ambos arreglos PV en condiciones desbalanceadas, se puede observar como la tensión en el arreglo con sombreado parcial es 5.5 V menor al otro arreglo, sin embargo, el desbalance es más evidente en la corriente que suministran los sistemas PV con 4 A de diferencia lo que representa aproximadamente el 61 % de la corriente en el arreglo 1.

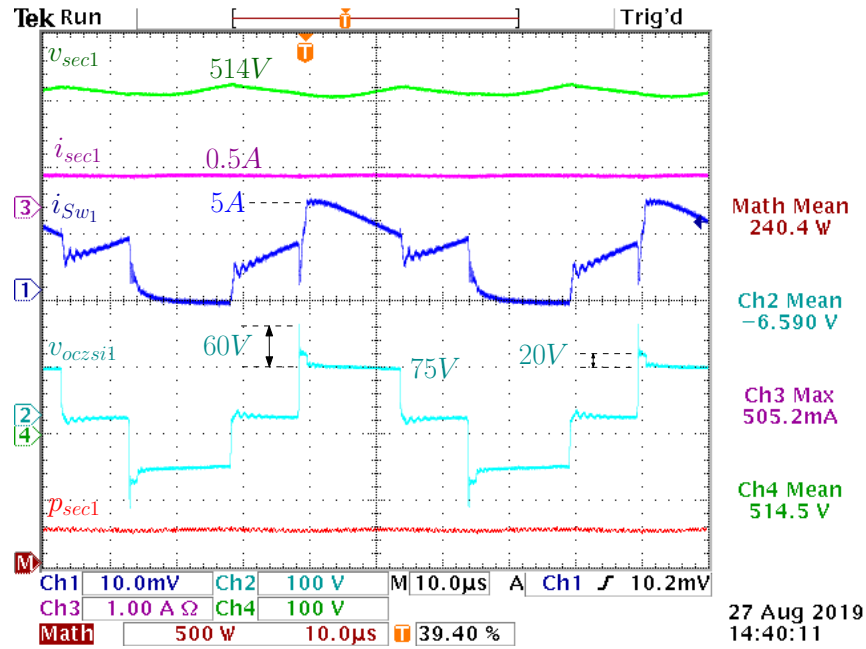


Figura 3.31. Pruebas experimentales en conexión al sistema PV balanceado. Ch4 (100 V/div): tensión v_{sec1} , Ch3 (1 A/div): corriente i_{sec1} , Ch1 (10 mv/div = 5 A/div): corriente i_{sw1} , Ch2 (100 V/div): tensión v_{ocs1} , ChMat (500 W/div) potencia p_{sec1} .

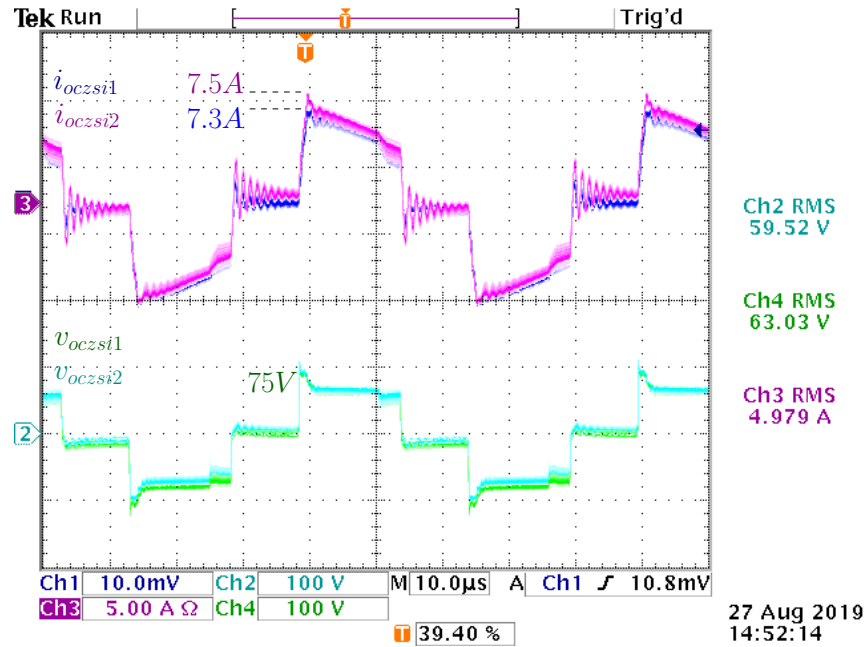


Figura 3.32. Pruebas experimentales en conexión al sistema PV balanceado. Ch1 (10 mV/div=5 A/div): corriente i_{ocs1} , Ch3 (5 A/div): corriente i_{ocs2} , Ch2 (100 V/div): tensión v_{ocs1} , Ch4 (100 V/div): tensión v_{ocs2} .

En la Figura 3.35, se muestra la corriente i_{ocs1} en los dos puertos primarios. Se observa que los niveles de corriente son diferentes y a pesar de ello, la tensión v_{ocs1} en ambas

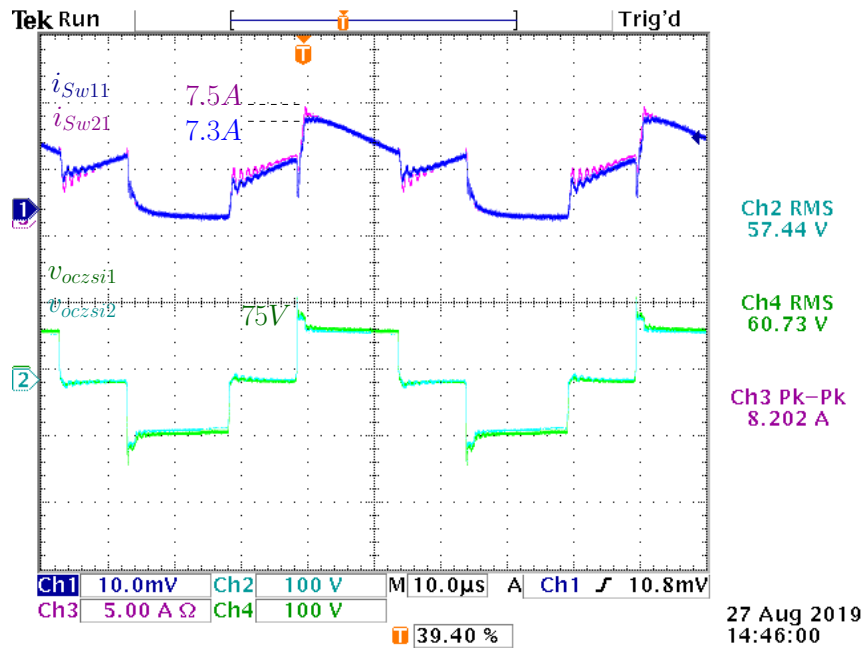


Figura 3.33. Pruebas experimentales en conexión al sistema PV balanceado. Ch1 (10 mV/div=5 A/div): corriente i_{sw1} , Ch3 (5 A/div): corriente i_{sw2} , Ch2 (100 V/div): tensión v_{ocsi1} , Ch4 (100 V/div): tensión v_{ocsi2} .

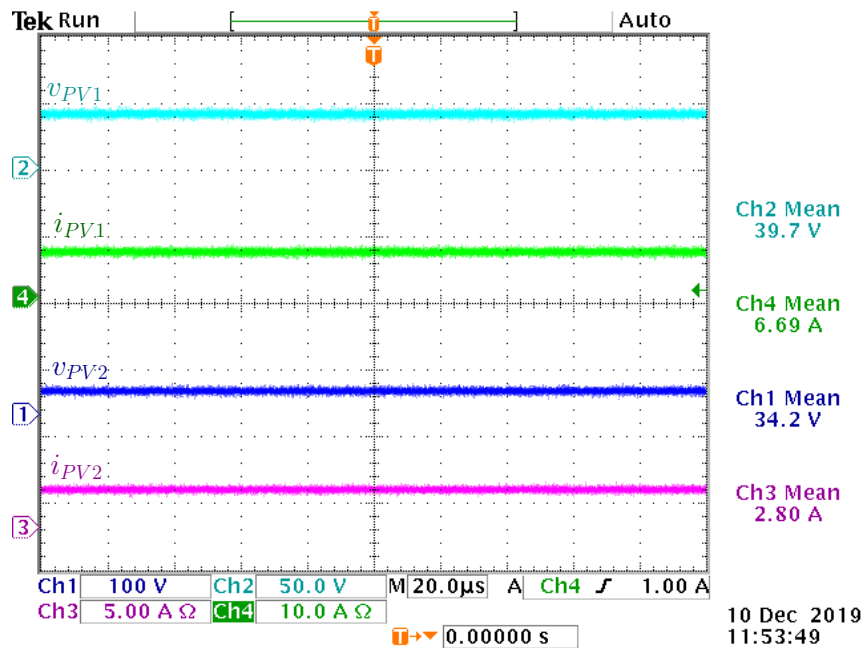


Figura 3.34. Pruebas experimentales en conexión al sistema PV desbalanceado. Ch2 (50 V/div): tensión v_{PV1} , Ch4 (10 A/div): corriente i_{PV1} , Ch1 (100 V/div): tensión v_{PV2} , Ch3 (5 A/div): corriente i_{PV2} .

celdas difiere poco debido a que la tensión que proporcionan los arreglos PV es diferente al estar en puntos de operación distintos. La tensión tiene una variación del 7% por lo que permanecen muy similares, y esto indica que cada celda está transfiriendo diferentes

niveles de potencia.

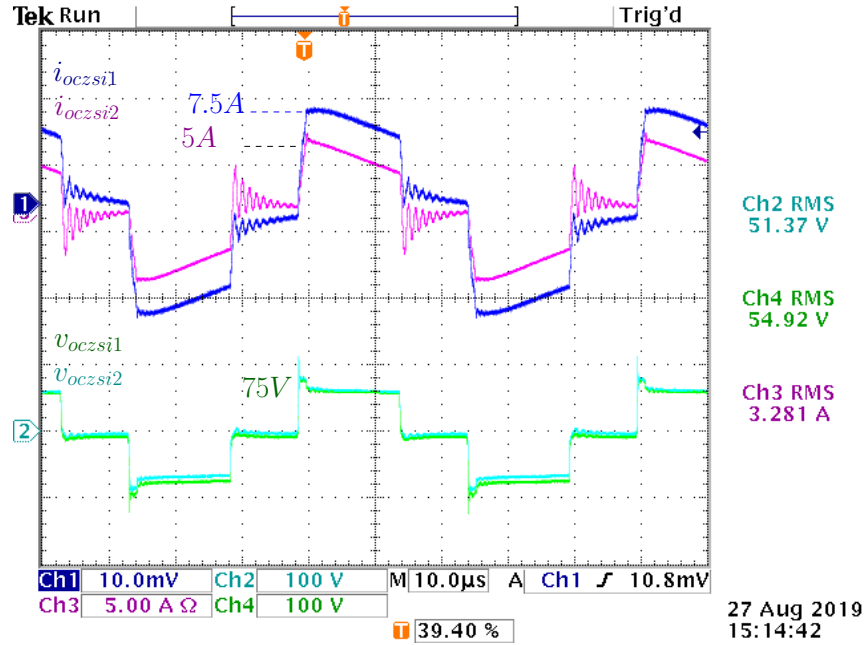


Figura 3.35. Pruebas experimentales en conexión al sistema PV desbalanceado. Ch1 (10 mV/div=5 A/div): corriente i_{oci1} , Ch3 (5 A/div): corriente i_{oci2} , Ch2 (100 V/div): tensión v_{oci1} , Ch4 (100 V/div): tensión v_{oci2} .

El efecto también es observable en la Figura 3.36, donde se aprecia que las corrientes en los interruptores son diferentes pero tienen el mismo comportamiento que en condiciones balanceadas lo que indica que transferir diferentes niveles de potencia no añade estrés adicional a los interruptores.

La salida conmutada del convertidor multinivel en cascada se muestra en la Figura 3.37, y se observa que a pesar del desbalance en los puertos de entrada, como se ve en la corriente i_{PV1} e i_{PV2} , la tensión y la corriente de fase no muestran desbalances. Con esto se comprueba que el EMMF ofrece puertos secundarios balanceados para aplicaciones en convertidores multinivel.

En la Figura 3.38 se muestra la salida conmutada del convertidor multinivel al cual se implementó la técnica de modulación por disposición de fase por lo que se espera una frecuencia equivalente a la salida de 40 kHz. En el canal matemático, se puede apreciar la transformada rápida de Fourier que presenta la señal fundamental a 60 Hz y una componente armónica que aparece hasta los 40 kHz lo que comprueba que las celdas en cascada están balanceadas y se realiza a cancelación de componentes armónicas en frecuencias que se encuentren entre la señal fundamental y la componente a la frecuencia equivalente.

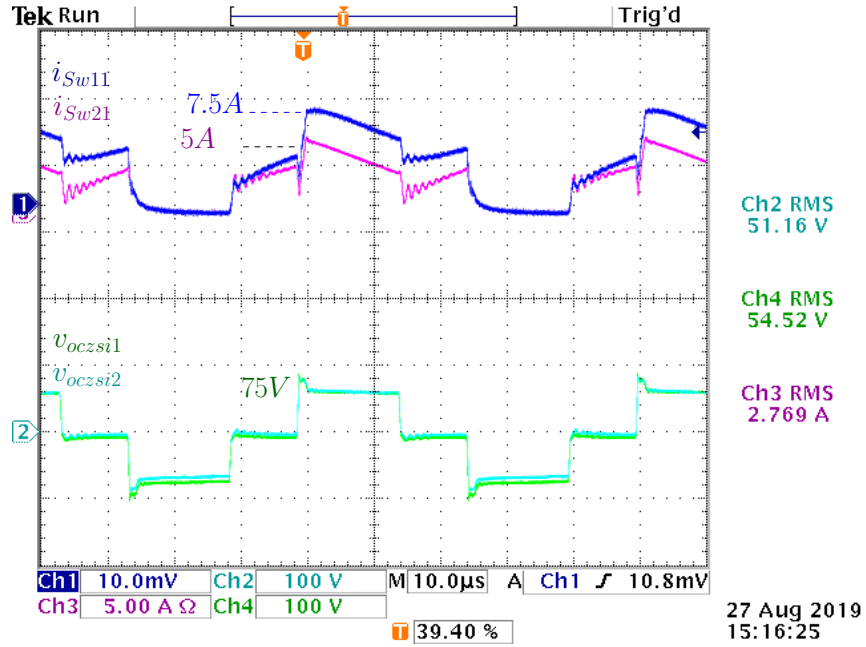


Figura 3.36. Pruebas experimentales en conexión al sistema PV desbalanceado. Ch1 (10 mV/div=5 A/div): corriente i_{sw1} , Ch3 (5 A/div): corriente i_{sw2} , Ch2 (100 V/div): tensión v_{oczsi1} , Ch4 (100 V/div): tensión v_{oczsi2} .

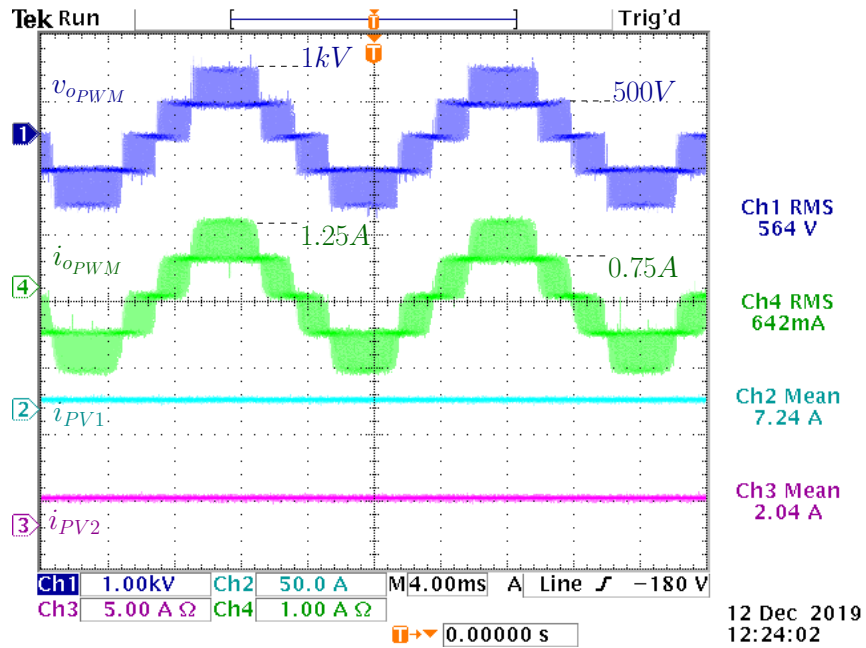


Figura 3.37. Pruebas experimentales en conexión al sistema PV desbalanceado. Ch2 (1 kV/div): tensión v_{oPWM} , Ch4 (1 A/div): corriente i_{oPWM} , Ch2 (50 A/div): corriente i_{PV1} , Ch3 (5 A/div) corriente i_{PV2} .

En la Figura 3.39 se muestra la potencia en los puertos primarios (p_{oczsi1} y p_{oczsi2}) y la potencia en los puertos secundarios (p_{sec1} y p_{sec2}). Se puede ver que la potencia en los puertos secundarios es igual, y que la potencia en los puertos primarios es diferente y que

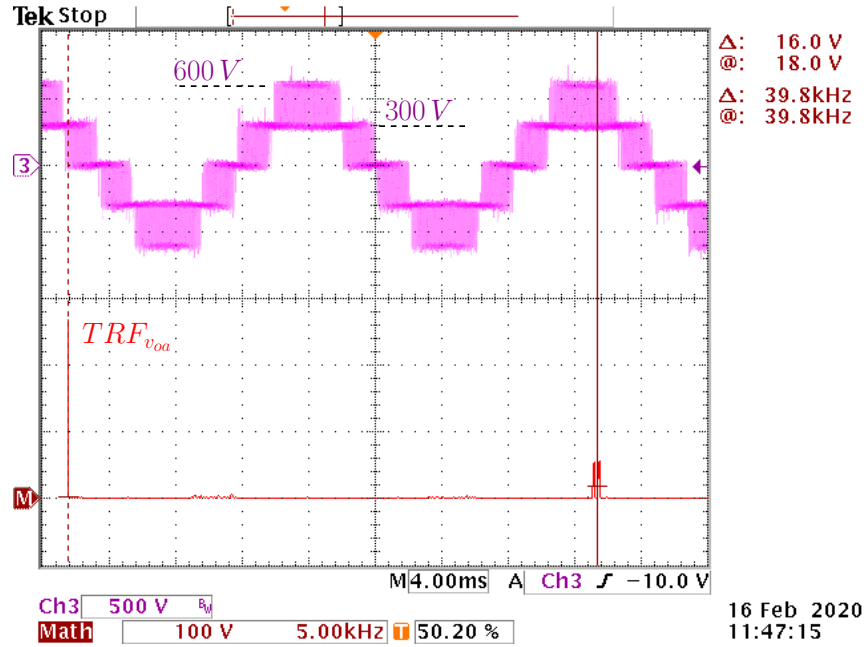


Figura 3.38. Pruebas experimentales en conexión al sistema PV desbalanceado. Ch3 (500 V/div): tensión v_{OPWM} , ChMat (5 kHz/div): transformada rápida de Fourier de la señal conmutada v_{OPWM} .

la suma de la potencia en el lado primario es igual a la potencia en el lado secundario. Lo anterior comprueba que el EMMF es capaz de manejar diferentes niveles de potencia en sus puertos primarios, y transferir la potencia a sus puertos secundarios de forma balanceada.

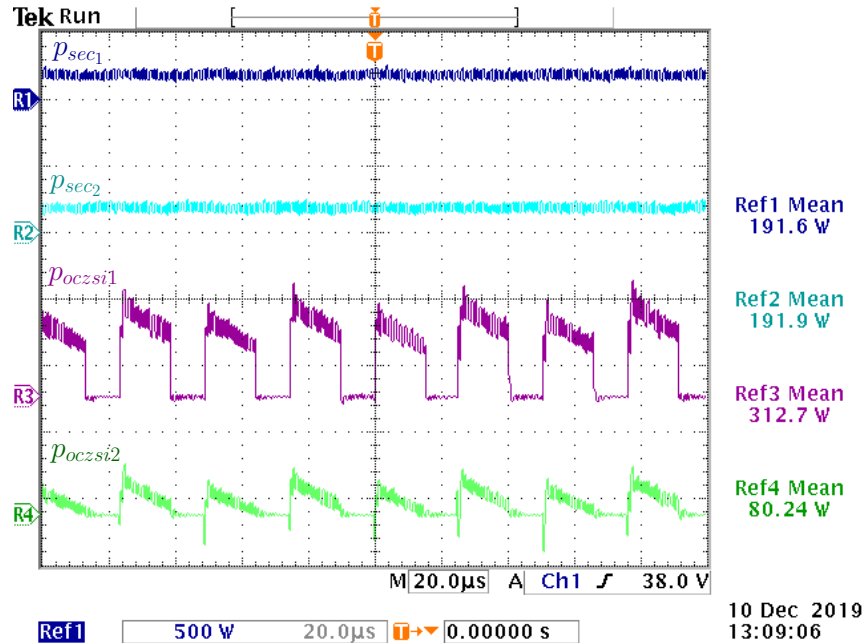


Figura 3.39. Pruebas experimentales en conexión al sistema PV desbalanceado. potencia p_{sec1} (ref1), potencia p_{sec2} (ref2), potencia p_{oczi1} (ref3) y potencia p_{oczi2} (ref4).

Las pruebas tanto de simulación como experimentales validan el comportamiento del sistema PV descrito en los dos capítulos anteriores. Se valida que el EMMF tiene la capacidad de transferir diferentes niveles de potencia con cada celda CZSI y produce puertos secundarios balanceados que pueden ser aplicados a convertidores multinivel, en este caso, celdas en cascada.

El diseño de los elementos magnéticos utilizados y los códigos de programación para generar las señales de disparo, tanto para el convertidor multinivel como para las celdas CZSI, se presentan en la sección de anexos para futuras referencias.

CONCLUSIONES

3. Conclusiones del Trabajo de Investigación

En este trabajo de tesis se realizó un estudio de un sistema fotovoltaico multipuerto basado en convertidores Z alimentados en corriente (CZSI) y un enlace magnético común en MF (EMMF), bajo la hipótesis de que es posible acoplar magnéticamente los puertos de entrada manejando distintos niveles de potencia.

Lo anterior se logró desarrollando el principio de operación y las ecuaciones de diseño del CZSI. Posteriormente se evaluó el desempeño del CZSI bajo los efectos de los elementos parásitos del EMMF. Se ha incluido el análisis del EMMF en configuración multipuerto donde se muestra la capacidad del EMMF de manejar diferentes niveles de potencia.

A partir de simulaciones se validaron las ecuaciones de diseño para los elementos pasivos del CZSI y se mostró que el sistema es capaz de procesar diferentes niveles de potencia en cada puerto primario. Lo anterior se deriva de la operación del conjunto panel-CZSI como fuente de corriente, lo que permite procesar diferentes niveles de corriente conservando una tensión similar en todos los módulos CZSI. Así mismo se demostró que los puertos secundarios permanecen balanceados independientemente de las condiciones en los puertos del lado primario.

Los principios de operación derivados fueron validados a través de un prototipo experimental de laboratorio en configuración de dos entradas y dos salidas alimentado por un par de arreglos PV y con salida monofásica multinivel.

Las principales conclusiones del trabajo de investigación se listan a continuación:

- El CZSI ofrece una mejora en la eficiencia comparados con los convertidores CD-CA convencionales al reducir etapas de procesamiento y reducir el estrés en corriente en condensadores y diodos. Así mismo, la ganancia de tensión del CZSI sólo permite duplicar la tensión de entrada lo que puede ser una limitante para operar en aplicaciones con rangos amplios de tensión.
- Los elementos parásitos del EMMF afectan la corriente de salida de los módulos CZSI produciendo corrientes diferentes de cero durante el tiempo de traslape, sin

embargo al permanecer la tensión de salida del módulo CZSI en cero, la potencia en traslape sigue igual a cero.

- La componente relacionada a la inductancia de dispersión provoca que se presente potencia reactiva, y al compartir los mismos valores de elementos parásitos en todas las celdas, la potencia reactiva en ellas será la misma independientemente de la potencia procesada.
- El EMMF es capaz de procesar diferentes niveles de potencia en sus x puertos primarios y a su vez ofrece puertos secundarios balanceados; sin embargo una vez construido el EMMF, el sistema ya no es escalable debido a que todos los puertos están acoplados en un mismo núcleo.
- El sistema es capaz de mantener el MPP en todas las celdas de forma individual con un ciclo de trabajo similar gracias al efecto que impone el valor mayor de ciclo de trabajo en todas las celdas CZSI acopladas en el EMMF.
- La configuración de los convertidores acoplados en el puerto de salida afectan la eficiencia global del sistema PV; sin embargo pueden mantener un comportamiento equilibrado en potencia a pesar del desbalance de potencia en los puertos de entrada.
- El EMMF está restringido al espacio físico del núcleo magnético y su capacidad de potencia. A su vez, se debe considerar el espacio para garantizar el aislamiento eléctrico entre los puertos del EMMF para aplicaciones en alta tensión.

4. Aportaciones

Las aportaciones centrales del presente trabajo de investigación son:

- El análisis y demostración del manejo de diferentes niveles de potencia en un enlace multipuerto magnéticamente acoplado.
- El análisis y validación de la variante del convertidor Z alimentado en corriente como alternativa para aplicaciones en sistemas PV.

Además de las aportaciones mencionadas, se desarrolló una plataforma de pruebas experimentales que consiste en un enlace multipuerto con dos entradas y dos salidas. Cada puerto de entrada es alimentada por una celda CZSI, y los puertos de salida, alimentan un convertidor multinivel en cascada de 5 niveles. La plataforma tiene una estructura por secciones separadas lo que facilita la integración de componentes ajenos a la configuración inicial tales como sensores de tensión y/o corriente.

5. Problemas Abiertos

En vista de los beneficios del sistema multipuerto para manejar niveles de potencia desbalanceados en la fuente, se considera que el CZSI es una alternativa viable para ser implementado en un esquema multipuerto. Considerando que una de las problemáticas de las fuentes renovables de energía es la variación inevitable de la generación, el esquema propuesto permite mitigar esta problemática. Para tener una evaluación más completa del potencial que ofrecen estos convertidores para esquemas multipuerto magnéticamente acoplados, a continuación se mencionan algunos problemas abiertos que pueden contribuir a complementar el trabajo de investigación y obtener resultados adicionales:

- Realizar el modelo del EMMF que refleje el efecto de los elementos parásitos en la respuesta oscilatoria de alta frecuencia durante la transferencia de potencia.
- Realizar el modelo del CZSI para diseñar un lazo de control para realizar el MPPT en cada celda CZSI.
- Integrar la generación de señales de disparo para los interruptores del CZSI y del multinivel en cascada en un solo procesador digital de señales.
- Por último, diseñar un algoritmo que seleccione de forma dinámica las celdas en un esquema maestro-esclavo para dar prioridad a la modulación de la celda con mayor extracción de energía, e imponer dicha modulación al resto de las celdas CZSI.

6. Publicaciones Generadas

Durante el periodo del trabajo realizado, se generaron las siguientes publicaciones:

- J M. Sandoval, V. Cardenas, Manuel A. Barrios, Mario Gonzalez Garcia and Janeth Alcala, "Multiport isolated link with Current-Fed Z-Source Converters to manage power imbalance in PV applications", *Electronics*, 2020.
- J. M. Sandoval, V. Cárdenas, M. A. Barrios, M. González and A. Aganza Torres, "Large scale Photovoltaic structures with medium-frequency isolation," *2016 13th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE)*, Mexico City, 2016, pp. 1-6.
- J. M. Sandoval, V. Cardenas, M. A. Barrios and M. Gonzalez, "Current-Fed Z-Source Converter for Medium-Voltage Medium-Frequency Isolated Solar-Photovoltaic Systems," *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Anaheim, CA, USA, 2019, pp. 133-138.

0.6.1. Otras Publicaciones Generadas

Otras publicaciones generadas en colaboración se listan a continuación:

- M. A. Barrios, V. Cárdenas, J. M. Sandoval, M. Gonzalez and H. Miranda, "DC-AC-AC Converter for PV Plant in Medium Voltage Grid-Connected Systems," *2018 14th International Conference on Power Electronics (CIEP)*, Cholula, 2018, pp. 146-154.
- M. Barrios, V. Cárdenas, J.M. Sandoval, H. Miranda, "Convertidor CD/CA/CA para la Interconexión de Sistemas Fotovoltaicos a la Red en Media Tensión", *Congreso Nacional de Control Automático (AMCA)*, Querétaro, 2016, pp.146-154.

REFERENCIAS

- [1] International Energy Agency (IEA), *World energy balances: Overview*. IEA, 2019 ed., 2019.
- [2] International Renewable Energy Agency, *Renewable Capacity Statistics 2019*. Abu Dhabi: IRENA, 2019.
- [3] L. B. *et al*, “Reporte de avances de energías limpias: Primer semestre 2018,” tech. rep., Secretaría de Energía, 2019.
- [4] G. Brando, A. Dannier, A. Del Pizzo, and R. Rizzo, “A high performance control technique of power electronic transformers in medium voltage grid-connected pv plants,” in *XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 1–6, 2010.
- [5] P. T. Krein, R. S. Balog, and X. Geng, “High-frequency link inverter for fuel cells based on multiple-carrier PWM,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1279–1288, 2004.
- [6] K. Iyer and N. Mohan, “Asymmetrical converters with medium frequency transformer isolation to interface low voltage dc to a medium voltage three phase grid,” in *IEEE International Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Conference on*, pp. 1–6, Dec 2014.
- [7] S. Essakiappan, S. H. Krishnamoorthy, P. Enjeti, R. S. Balog, and S. Ahmed, “Multilevel Medium-Frequency Link Inverter for Utility Scale Photovoltaic Integration,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 7, pp. 3674–3684, 2015.
- [8] Y. Yu, G. Konstantinou, B. Hredzak, and V. Agelidis, “Power Balance of Cascaded H-Bridge Multilevel Converters for Large-Scale Photovoltaic Integration,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 31, pp. 292–303, Jan 2016.
- [9] S. Kjaer, J. Pedersen, and F. Blaabjerg, “A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1292–1306, 2005.

- [10] S. Narendiran, “Grid tie inverter and MPPT - A review,” in *International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies (ICCPCT)*, pp. 564–567, 2013.
- [11] P. Block, H. Salamanca, M. Teixeira, D. Dahlke, O. Shiono, A. Donadon, and J. Camargo, “Power quality analyses of a large scale photovoltaic system,” in *5th International Renewable Energy Congress (IREC)*, pp. 1–6, 2014.
- [12] S. Kouro, B. Wu, A. Moya, E. Villanueva, P. Correa, and J. Rodriguez, “Control of a cascaded H-bridge multilevel converter for grid connection of photovoltaic systems,” in *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON)*, pp. 3976–3982, 2009.
- [13] E. Villanueva, P. Correa, J. Rodriguez, and M. Pacas, “Control of a Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 11, pp. 4399–4406, 2009.
- [14] D. Ahmadi, S. Mansouri, and J. Wang, “Circuit topology study for distributed MPPT in very large scale PV power plants,” in *26th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 786–791, 2011.
- [15] W. Zhao, H. Choi, G. Konstantinou, M. Ciobotaru, and V. Agelidis, “Cascaded H-bridge multilevel converter for large-scale PV grid-integration with isolated DC-DC stage,” in *3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 849–856, 2012.
- [16] M. Perez, D. Arancibia, S. Kouro, and J. Rodriguez, “Modular multilevel converter with integrated storage for solar photovoltaic applications,” in *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, pp. 6993–6998, 2013.
- [17] S. Rivera, B. Wu, R. Lizana, S. Kouro, M. Perez, and J. Rodriguez, “Modular multilevel converter for large-scale multistring photovoltaic energy conversion system,” in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1941–1946, 2013.
- [18] B. Xiao, L. Hang, C. Riley, L. M. Tolbert, and B. Ozpineci, “Three-phase modular cascaded H-bridge multilevel inverter with individual MPPT for grid-connected photovoltaic systems,” in *28th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 468–474, 2013.
- [19] M. Islam, Y. Guo, and J. Zhu, “A multilevel medium-voltage inverter for step-up-transformer-less grid connection of photovoltaic power plants,” *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 4, no. 3, pp. 881–889, 2014.

- [20] H. Keyhani, M. Johnson, and H. Toliyat, "A soft-switched highly reliable grid-tied inverter for pv applications," in *Annual IEEE 29th Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1725–1732, 2014.
- [21] J. Sandoval, J. Ramos-Ruiz, M. Daniel, S. Essakiappan, and P. Enjeti, "A new delta inverter system for grid integration of large scale photovoltaic power plants," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE*, pp. 1255–1262, March 2014.
- [22] L. Liu, H. Li, Y. Xue, and W. Liu, "Decoupled active and reactive power control for large-scale grid-connected photovoltaic systems using cascaded modular multilevel converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 176–187, 2015.
- [23] M. R. Islam, A. M. Mahfuz-Ur-Rahman, M. M. Islam, Y. G. Guo, and J. G. Zhu, "Modular medium-voltage grid-connected converter with improved switching techniques for solar photovoltaic systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, pp. 8887–8896, Nov 2017.
- [24] M. Islam, Y. Guo, and J. G. Zhu, "Performance and cost comparison of NPC, FC and SCHB multilevel converter topologies for high-voltage applications," in *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1–6, 2011.
- [25] B. Xiao, K. Shen, J. Mei, F. Filho, and L. Tolbert, "Control of cascaded H-bridge multilevel inverter with individual MPPT for grid-connected photovoltaic generators," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3715–3721, 2012.
- [26] R. Za'im, J. Jamaludin, and N. A. Rahim, "Photovoltaic flyback microinverter with tertiary winding current sensing," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, pp. 7588–7602, Aug 2019.
- [27] K. Nathan, S. Ghosh, Y. Siwakoti, and T. Long, "A new dc–dc converter for photovoltaic systems: Coupled-inductors combined cuk-sepic converter," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, pp. 191–201, March 2019.
- [28] S. Ohtsu, T. Yamashita, K. Yamamoto, and T. Sugiura, "Stability in high-output-voltage push-pull current-fed converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, pp. 135–139, April 1993.

- [29] H. Kim, C. Yoon, and S. Choi, "An improved current-fed zvs isolated boost converter for fuel cell applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 2357–2364, Sep. 2010.
- [30] Q. Wu, Q. Wang, J. Xu, and Z. Xu, "Active-clamped zvs current-fed push–pull isolated dc/dc converter for renewable energy conversion applications," *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 2, pp. 373–381, 2018.
- [31] P. J. Wolfs, "A current-sourced dc-dc converter derived via the duality principle from the half-bridge converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, pp. 139–144, Feb 1993.
- [32] M.-K. Nguyen, T.-D. Duong, Y.-C. Lim, and J.-H. Choi, "Active cds-clamped l-type current-fed isolated dc-dc converter," *Journal of Power Electronics*, vol. 18, pp. 955–964, 07 2018.
- [33] W. C. P. De Aragao Filho and I. Barbi, "A comparison between two current-fed push-pull dc-dc converters-analysis, design and experimentation," in *Proceedings of Intelec'96 - International Telecommunications Energy Conference*, pp. 313–320, Oct 1996.
- [34] F. Z. Peng, "Z-source inverter," in *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344)*, vol. 2, pp. 775–781 vol.2, Oct 2002.
- [35] J. Anderson and F. Z. Peng, "Four quasi-z-source inverters," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 2743–2749, June 2008.
- [36] R. A. Guisso, A. M. S. S. Andrade, H. L. Hey, and M. L. d. S. Martins, "Grid-tied single source quasi-z-source cascaded multilevel inverter for pv applications," *Electronics Letters*, vol. 55, no. 6, pp. 342–343, 2019.
- [37] A. M. S. S. Andrade and R. A. Guisso, "Quasi-z-source network dc–dc converter with different techniques to achieve a high voltage gain," *Electronics Letters*, vol. 54, no. 11, pp. 710–712, 2018.
- [38] A. K. Podder, N. K. Roy, and H. R. Pota, "MPPT methods for solar PV systems: a critical review based on tracking nature," *IET Renewable Power Generation*, vol. 13, no. 10, pp. 1615–1632, 2019.

- [39] B. Subudhi and R. Pradhan, “A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, pp. 89–98, Jan 2013.
- [40] M. Coppo, F. Bignucolo, and R. Turri, “Generalised transformer modelling for power flow calculation in multi-phase unbalanced networks,” *IET Generation, Transmission Distribution*, vol. 11, no. 15, pp. 3843–3852, 2017.
- [41] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. John Wiley and Sons, 2003.
- [42] H. Cha and T. Vu, “Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected photovoltaic inverter,” in *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1659–1665, Feb 2010.
- [43] M. A. Elshaharty and H. A. Ashour, “Passive l and lcl filter design method for grid-connected inverters,” in *2014 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT ASIA)*, pp. 13–18, May 2014.
- [44] J. Almaguer, V. Cardenas, and A. Aganza-Torres, “A frequency-based lcl filter design and control considerations for three-phase converters for solid-state transformer applications,” *Electrical Engineering*, 2019.
- [45] W. G. Hurley and W. H. Wölflé, *Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications*. John Wiley & Sons, 2013.
- [46] H. M. Vidales, “Estudio de inversores multinivel para aplicaciones en filtros activos trifásicos de corriente,” Master’s thesis, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, 1 2003.
- [47] Texas Instruments, *LC Filter Design*. Texas Instruments, 11 2016.
- [48] C. McLyman, *Transformer and Inductor Design Handbook, Third Edition*. Electrical and computer engineering Transformer and inductor design handbook, Taylor & Francis, 2004.
- [49] STMicroelectronics, *Calculation of conduction losses in a power rectifier*. Nota de aplicación AN604, STMicroelectronics, August 2011.



CÁLCULO DE PÉRDIDAS

Éste anexo presenta la estimación de pérdidas en base a la Tabla 6 para las tres opciones de convertidores para la etapa CD-CA. Los elementos considerados para la estimación de pérdidas fueron: inductores, condensadores, interruptores y diodos. La estimación de pérdidas tiene como objetivo comparar las tres topologías consideradas y obtener un punto de referencia para la selección del convertidor para la etapa CD-CA en baja tensión.

Inductores

Las pérdidas en el inductor se dan principalmente en el embobinado y en el núcleo [48]. En primer lugar se determina la resistencia del embobinado R_L :

$$R_L = MLT(N)\left(\frac{\mu\Omega}{cm}10^{-6}\right). \quad (A.1)$$

Donde N es el número de vueltas, $\frac{\mu\Omega}{cm}10^{-6}$ es la resistencia del conductor, y MLT es el largo de una espira del conductor. Las pérdidas en el embobinado están dadas por:

$$P_{cu} = I_{L_{RMS}}^2(R_L). \quad (A.2)$$

Las pérdidas en el núcleo magnético se determinan mediante el peso del núcleo w_{core} y las pérdidas específicas del material Pe_{core} (extraída de la hoja de datos),

$$P_{core} = w_{core}Pe_{core}, \quad (A.3)$$

y finalmente las pérdidas totales en el núcleo están dadas por.

$$P_{inductor} = P_{core} + P_{cu}. \quad (A.4)$$

Una vez que se determinan las pérdidas en los inductores, se determina el factor de calidad Q . El factor de calidad se define como:

Tabla 6. Dimensionamiento del sistema PV a 3.6 kW

Parámetros	Buck-Boost	ZSC	CZSC
V_{CD}	90	90	90
V_{zop}	150	150	150
V_{oRMS}	150	133	117
P_o por celda kW	1.2	1.2	1.2
N	10	10	10
Frecuencia kHz	20	20	20
Δi_L	5 %	5 %	5 %
ΔV_c	1 %	1 %	1 %
C μF	0.16	4.67	2
L mH	0.659	0.268	0.338
D	0.625	0.6	0.9
Dz	N/A	0.2	0.4
i_{sw} pico	5.7	8.67	8.43
$i_{swbuck-boost}$ pico	16.83	N/A	N/A
v_{sw} pico	150	150	150
$v_{swbuck-boost}$ pico	240	N/A	N/A
i_L pico	21.33	11.2	13.33
V_L pico	-45	90	90
V_{LRMS}	116.4	60	78.4
I_C	8	13.3	1.4
I_{CRMS}	10.33	6.7	1.4
V_C	180	120	90
I_D	21	16.5	1.7
I_{DRMS}	13.07	15	0.7

$$Q = 2\pi \frac{E_L}{P_{inductor} T}, \quad (A.5)$$

donde E_L es la energía almacenada por ciclo y $P_{inductor}$ es la potencia disipada del inductor por ciclo y T es el periodo. La energía almacenada en un inductor está determinada como:

$$E_L = \frac{1}{2} L (i_L)^2. \quad (A.6)$$

Condensadores

La potencia disipada en los condensadores está directamente relacionada a la corriente que transita a través de ellos y la resistencia equivalente en serie (ESR) propia del

condensador:

$$P_{con} = I_{CRMS}^2 ESR. \quad (A.7)$$

Para el prototipo escalado, se consideró el condensador electrolítico KEMET PEH534 y el KEMET A759 cuya ESR es de $95m\Omega$ y $150m\Omega$ respectivamente. Del mismo modo que para el inductor, se determina el factor de calidad del condensador mediante la ecuación A.5, donde la energía almacenada en el condensador está dada por:

$$E_C = \frac{1}{2}C(V_C)^2. \quad (A.8)$$

Interrupidores

Se consideran doce interruptores para los puente H de cada sistema. Adicionalmente se consideran tres interruptores para el sistema con convertidor buck-boost. Las pérdidas en los interruptores se dan principalmente por conmutación y conducción. Las pérdidas por conmutación se determinan mediante la energía disipada durante el encendido y apagado:

$$E_{on} = t_{on}I_{sw} \left(\frac{V_{sw}}{6} + \frac{V_{Don}}{3} \right), \quad (A.9)$$

$$E_{off} = t_{off}I_{sw} \left(\frac{V_{sw}}{6} + \frac{V_{Don}}{3} \right), \quad (A.10)$$

donde,

$$V_{Don} = R_{DS}(I_{sw}). \quad (A.11)$$

A su vez, las pérdidas por conducción se determinan por:

$$E_{cond} = t_{cond}R_{DS}I_{sw}^2, \quad (A.12)$$

donde,

$$t_{cond} = DT. \quad (A.13)$$

R_{DS} es la resistencia drenaje-fuente del MOSFET y t_{cond} es el tiempo de conducción. Finalmente la energía se suma para obtener la energía total en joules, y multiplicando por la frecuencia de conmutación, se obtiene la potencia disipada por cada interruptor.

$$P_{swtotal} = (E_{on} + E_{off} + E_{cond})f_{sw} \quad (A.14)$$

Diodos

Las pérdidas por conducción en los diodos están relacionadas a los esfuerzos en corriente y la temperatura de unión. El procedimiento utilizado para el cálculo de pérdidas en los diodos está descrito en [49]. Primero se determina la tensión de encendido V_f para dos temperaturas y corrientes de referencia y se obtiene de la curva V_f vs I_f (Figura A.1) proporcionada en la hoja de datos del dispositivo.

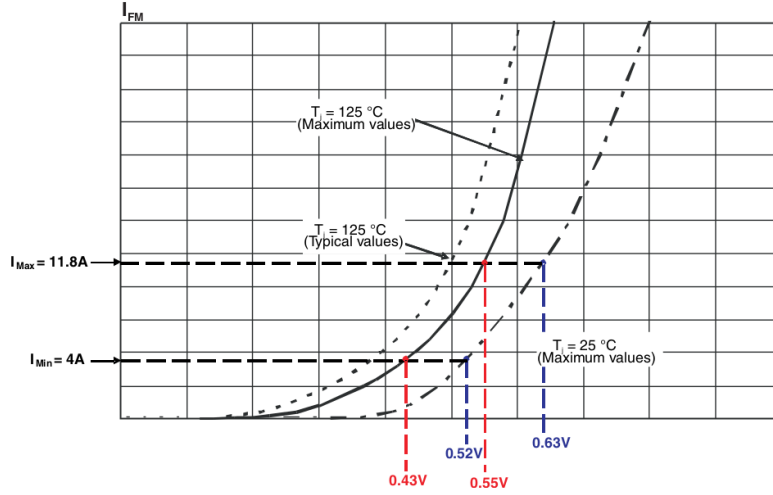


Figura A.1. Curva de características V_f vs I_f .

Una vez identificados las tensiones de activación, se determinan la tensión mínima de activación (threshold) V_{To} y la resistencia dinámica R_D mediante las siguientes expresiones:

$$V_{To} = \frac{V_{f(ref1)}I_{f2} - V_{f(ref2)}I_{f1}}{I_{f2} - I_{f1}}, \quad (\text{A.15})$$

$$R_D = \frac{V_{f(ref2)} - V_{f(ref1)}}{I_{f2} - I_{f1}}, \quad (\text{A.16})$$

y además se calculan los coeficientes térmicos αV_{To} y αR_D para las dos referencias de temperatura (generalmente 25°C y 125°C) mediante:

$$\alpha V_{To} = \frac{V_{To_{ref2}} - V_{To_{ref1}}}{T_{j_{ref2}} - T_{j_{ref1}}}, \quad (\text{A.17})$$

$$\alpha R_D = \frac{R_{D_{ref2}} - R_{D_{ref1}}}{T_{j_{ref2}} - T_{j_{ref1}}}. \quad (\text{A.18})$$

enseguida se obtiene los valores de V_{To} y R_D para cualquier temperatura de unión mediante:

$$V_{Tot} = V_{To_{ref1}} - \alpha V_{To}(T_j - T_{j_{ref1}}), \quad (\text{A.19})$$

$$R_{D_t} = R_{D_{ref1}} - \alpha R_D (T_j - T_{jref1}), \quad (A.20)$$

y finalmente, se determinan las pérdidas mediante la expresión:

$$P_{Diodo} = V_{To_t} I_{prom} + R_{D_t} I_{RMS}^2. \quad (A.21)$$

Resumen de pérdidas

En la tabla 7 se resumen los valores obtenidos mediante el cálculo de pérdidas. Se puede apreciar que considerando todos los componentes para tres fuentes PV, el CZSI presenta menores pérdidas estimadas a pesar de su inductor adicional. La reducción de perdidas principal se da en los diodos y condensadores debido a la baja corriente que circula en ellos comparada con aquella en las otras dos topologías. A su vez, la mayor parte de las pérdidas en el CZSI se da en las pérdidas por conducción de los interruptores debido a que todos ellos conducen durante los periodos de traslape ya que tienen un ciclo de trabajo mayor .

Con respecto al buck-boost se aprecia que la mayor cantidad de pérdidas se distribuyen entre los interruptores del buck-boost (no del puente H) debido a la corriente que circula por él, y las pérdidas en el condensador debido al estrés por corriente. Finalmente en el ZSC, las pérdidas se reparten en mayor grado en el diodo, y en segundo en el condensador e interruptores, y en menor grado, en los inductores.

Tabla 7. Resumen de pérdidas (W).

Parámetros	Buck-Boost	ZSC	CZSC
Inductores			
Núcleo	2 E-70	ETD-57	E-80
MLT	15.01	15.57	14.72
N	32	29	51
AWG	0.213	0.130	0.126
P_{cu}	2.5	0.75	2.14
P_{core}	2.8	0.71	0.5
Pérdidas	3.1	1.45	2.64
E_L	0.18	0.02	0.036
Pérdidas Totales	3.1	2.89	7.9
Condensadores			
Condensador	PEH534	PEH534	A759
ESR	0.095	0.095	0.150
Pérdidas	10.1	8.67	6
Interruptores			
MOSFET	IRFP4868pbf	IRFP4868pbf	IRFP4868pbf
R_{DS}	0.032	0.032	0.032
P_{sw}	3.98	9.32	12.3
P_{swbb}	8.7	N/A	N/A
Diodos			
Diodos	VS-80EBU04	VS-80EBU04	VS-80EBU04
V_{To}	0.6	0.575	0.6
R_D	0.0067	0.0082	0.025
P_{diodo}	5.99	9.41	0.8
TOTAL			
Inductores en el sistema	3	6	9
Condensadores en el sistema	3	6	6
Interruptores en el sistema	15	12	12
Diodos en el sistema	3	3	3
Pérdidas totales en el sistema	95.8	90.9	80.97

DISEÑO DE LOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS

El sistema PV presentado implementa varios módulos CZSI y un enlace magnético multipuerto en MF. Para ambas partes se requieren elementos magnéticos, y en el caso de los módulos CZSI, tres inductores del mismo valor. En el caso del EMMF se requiere diseñar un transformador multipuerto con tres devanados primarios y dos devanados secundarios.

B.1. Diseño Magnético de los Inductores

Para diseñar los inductores se consideraron los parámetros de la Tabla 8

Tabla 8. Parámetros para el diseño de los inductores en el CZSI.

Parámetros	Valor
Inductancia (L)	0.416 mH
Corriente CD (I_L)	13.3 A
Corriente pico (I_p)	15 A
Frecuencia del rizo (f)	40 kHz
Factor de forma (Kf)	4
Densidad de flujo (Bm)	0.36
Factor de utilización (Ku)	0.4
Factor de temperatura (Kj)	590
Constante material X	1.140
y	-0.125

B.1.1. Requisitos de Potencia

Para el diseño de los inductores se aplicó el método reportado en [48] para inductores de CD. Para determinar cuanta energía debe procesar el inductor diseñado:

$$E = \frac{L(i_{pico}^2)}{2} = 0.0445 \quad (B.1)$$

B.1.2. Selección del Núcleo

Una vez que se determinó cuanta potencia debe procesar el inductor, se determina el producto de áreas que requiere el núcleo:

$$Ap = \left(\frac{2E10^4}{KfBmKuKj} \right)^X = 18cm^4.$$

Con el Ap requerido se selecciona un núcleo comercial disponible. Para este diseño se utiliza un núcleo de ferrita N27 con geometría E-80 de TDK cuyas especificaciones se muestran en la Tabla 9

Tabla 9. Parámetros del núcleo de ferrita E-80.

Parámetros	Valor
Material	N27
Área de ventana (wa)	10.8 cm ²
Área transversal (ae)	3.92 cm ²
Producto de áreas (Ap_{80})	42.32 cm ⁴
Altura interna de ventana (G)	5.58 cm
Longitud de trayectoria magnética (MLT)	15.28 cm
Volumen específico (Ve)	71.8 cm ³

B.1.3. Selección del Calibre del Conductor

Una vez seleccionado el núcleo del inductor se procede a seleccionar el calibre del inductor a utilizar. En primer lugar se estima la densidad de corriente requerida por el inductor mediante:

$$J = K_j Ap_{80}^Y = 369.4A/cm^2,$$

y en seguida se calcula el calibre necesario para el conductor:

$$AWG = \frac{i_L}{J} = 0.0361 \text{ cm.}$$

se selecciona el calibre AWG 12 ya que es el calibre de conductor más cercano.

B.1.4. Número de Vueltas y Entrehierro

Para determinar el número de vueltas se estima un número inicial mediante la expresión:

$$N_{inicial} = \frac{Wa}{2AWG_{selec}} = 163.2,$$

se procede a continuación a estimar el número total de vueltas mediante:

$$N_{total} = \frac{WaVueltas_{cm^2}}{2} = 90.7,$$

a partir de este número de vueltas, se estima otro menor o igual al obtenido. Para el presente diseño se proponen 70 vueltas.

A continuación se procede a calcular el entrehierro necesario:

$$l_g = \frac{0.4N_{prop}ae10^{-8}}{L} = 0.58 \text{ mm},$$

y el entrehierro real sería:

$$l_{greal} = \frac{l_g}{2}.$$

A continuación se determina el numero final de vueltas dado por:

$$N_{final} = \sqrt{\frac{Ll_g}{0.4\pi aem10^{-8}}} = 51.242,$$

donde m se obtiene mediante:

$$m = 1 + \frac{lg}{\sqrt{ae}} \ln \left(\frac{2G}{lg} \right)$$

Finalmente se comprueba que la densidad de flujo máxima no supere la estimada:

$$B_{max} = \frac{Li_L}{N_{final}ae10^{-4}} = 0.359 \text{ T}$$

B.2. Diseño Magnético del EMMF

A continuación se presenta el diseño del enlace magnético común multipuerto en MF (EMMF). Para el diseño se plantea procesar 1.2 kW en cada uno de los tres devanados primarios y 1.5 kW en cada uno de los dos devanados secundarios. La Tabla 10 indica los parámetros utilizados para el diseño del transformador.

Tabla 10. Parámetros para el diseño del EMMF.

Parámetros	Valor
Tensión eficaz de entrada (V_p)	113.39 V
Tensión eficaz de salida (V_s)	793.73 kV
Corriente de entrada (I_p)	10.583 A
Corriente de salida (I_s)	2.268 A
Frecuencia (f)	20 kHz
Eficiencia estimada (η)	95 %
Relación de transformación	1:7
Devanados primarios	3
Devanados secundarios	2
Factor de forma (K_f)	3.8
Densidad de flujo (B_m)	0.36
Factor de utilización (K_u)	0.4
Factor de temperatura (K_j)	590
Constante material X	1.140
y	-0.125

B.2.1. Requisitos de Potencia

De forma similar a los inductores, se determinan los requisitos de potencia del EMMF. En primer lugar se determina la potencia de entrada:

$$P_p = 3V_p I_p = 3.6kW,$$

considerando que se requieren 3 devanados primarios que puedan transferir la misma cantidad de potencia. Enseguida se estima la potencia de salida mediante

$$P_s = 2V_s I_s \eta = 3.42kW,$$

y a continuación se puede determinar la potencia construida del transformador:

$$P_t = P_p + P_s = 7.02kW.$$

B.2.2. Selección del Núcleo

Para seleccionar el núcleo requerido para el EMMF, primero se determina el producto de área necesario para la potencia obtenida. El producto de áreas Ap se puede calcular mediante:

$$Ap = \left(\frac{P_t 10^4}{KfKuBmKjf} \right)^X = 17.75 \text{ cm}^4,$$

y como se vio en el diseño del inductor, el núcleo E-80 cumple con el requisito para la potencia requerida por el EMMF.

B.2.3. Número de Vueltas y selección del Calibre del Conductor

Una vez seleccionado el núcleo, se procede a estimar el número de vueltas para los devanados primarios y secundarios. El número de vueltas para los devanados primarios se determina mediante la siguiente expresión:

$$N_p = \frac{V_p 10^4}{KfBmf_{ae}} = 12.1 \simeq 12,$$

para fines de construcción se redondea a 12 vueltas. Para calcular el número de vueltas para los devanados secundarios se utiliza la siguiente ecuación:

$$N_s = \frac{N_p V_s}{V_p} = 84.58 \simeq 85,$$

que para fines de construcción se redondea a 85 vueltas.

A continuación se procede a calcular el calibre requerido para los devanados primarios y secundarios. De forma similar a los inductores se determina la densidad de corriente:

$$J = K_j A_p^Y = 369.42 \text{ A/cm}^2.$$

A partir de J se pueden determinar los calibres necesarios para los devanados primarios y secundarios. El calibre para los devanados primarios puede calcularse mediante:

$$AWG_p = \frac{I_p}{J} = 0.029 \text{ cm}^2,$$

lo que corresponde al calibre AWG 11. Para encontrar el calibre para los devanados secundarios, se utiliza la siguiente expresión:

$$AWG_s = \frac{I_s}{J} = 0.006 \text{ cm}^2,$$

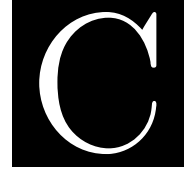
que corresponden al calibre AWG 17.

B.2.3.1. Efecto piel

El efecto piel en los conductores se refiere a la profundidad que penetra la corriente en un conductor, en este caso circular, en función de la frecuencia a la que opera. Para calcular la distancia que penetra la corriente a la frecuencia de operación, se utiliza la siguiente expresión [48]:

$$D_{piel} = \sqrt{\frac{1.7(10^{-6})}{f}} = 0.046cm,$$

esta distancia es mayor a ambos calibres obtenidos durante el diseño, por lo que no se requiere dividir la corriente en múltiples conductores para evitar el efecto piel.



ALGORITMOS PARA LAS SEÑALES DE DISPARO DEL PROTOTIPO EXPERIMENTAL

C.1. Generación de las Señales de Disparo del Convertidor Z alimentado en corriente.

El código Para generar las señales de disparo para los CZSI se implemento en un FPGA Nexys 3. Las señales programadas consiste en tres pares de señales cuadradas y cada par consiste en dos señales desfasadoas 180 grados con ciclo de trabajo fijo en 87%. A continuación se presenta el código principal:

```

1 library IEEE;
  use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
3 use IEEE.NUMERIC_STD.ALL;

5
  entity PWM_M is
7 Port (CLK : in STD_LOGIC;
  RST: in STD_LOGIC;
9 SWA1 : out STD_LOGIC;
  SWA2 : out STD_LOGIC;
11 SWA3 : out STD_LOGIC;
  SWB1 : out STD_LOGIC;
13 SWB2 : out STD_LOGIC;
  SWB3 : out STD_LOGIC);
15 end PWM_M;

17 architecture Behavioral of PWM_M is

19 component temporizador is
  generic(cont : integer:=2500);

```

```

21 Port ( CLK : in  STD_LOGIC;
TEMP : out  STD_LOGIC);
23 end component;

25
component portadora is
27 Port (
CLK  : in  std_logic;
29 RST   : in  std_logic;
ramp: out  STD_LOGIC_VECTOR (7 downto 0));
31 end component;
component portadoradef is
33 Port (
CLK  : in  std_logic;
35 RST   : in  std_logic;
ramp: out  STD_LOGIC_VECTOR (7 downto 0));
37 end component;

39
component Comparador is
41 Port (
f1  : in  STD_LOGIC_VECTOR(7 DOWNTO 0);
43 f2  : in  STD_LOGIC_VECTOR(7 DOWNTO 0);
f3  : in  STD_LOGIC_VECTOR(7 DOWNTO 0);
45 RAM : in  STD_LOGIC_VECTOR(7 DOWNTO 0);
CLK : in  STD_LOGIC;
47 SW1 : out  STD_LOGIC;
SW2 : out  STD_LOGIC;
49 SW3 : out  STD_LOGIC);
end component;

51
--constant Dz1: STD_LOGIC_VECTOR (7 downto 0):="10110010"; D=0.37
53 constant Dz1: STD_LOGIC_VECTOR (7 downto 0):="00110011";
constant Dz2: STD_LOGIC_VECTOR (7 downto 0):="00110011";
55 constant Dz3: STD_LOGIC_VECTOR (7 downto 0):="00110011";
signal temp:STD_LOGIC:='0';
57 signal ramp,rampdef:STD_LOGIC_VECTOR(7 downto 0):=(others=>'0');

59
begin
61
63
TEMP1: temporizador generic map(4) port map(CLK,temp);
65 Block_01: portadora port map(temp,RST,ramp);
Block_02: portadoradef port map(temp,RST,rampdef);
67 Block_03: Comparador port map(Dz1,Dz1,Dz1,ramp,CLK,SWA1,SWA2,SWA3);
Block_04: Comparador port map(Dz1,Dz1,Dz1,rampdef,CLK,SWB1,SWB2,SWB3);
69 end Behavioral;

```

A continuación el código para generar las portadoras:

```

1 library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.all;
3 use IEEE.NUMERIC_STD.ALL;

```

```

5 entity portadora is
  Port (
7 CLK : in std_logic;
  RST: in std_logic;
9 ramp: out STD_LOGIC_VECTOR (7 downto 0));
  end portadora;
11
  architecture rampa of portadora is
13 constant lim : std_logic_vector(7 downto 0):=(others=>'1'); -- (2)
  signal t:std_logic:='0';
15 signal temp:std_logic:='0';
  signal r: std_logic_vector(7 downto 0):=(others=>'0');
17
  begin
19 process(CLK,RST)
  begin
21 if (RST='1') then
  r<=(others=>'0');
23 temp<='0';
  else
25 if rising_edge(CLK) then
  if (r ="11111110") then
27 temp<='1';
  elsif (r="00000001") then
29 temp<='0';
  end if;
31
  if (temp='0') then
33 r<=std_logic_vector(unsigned(r)+1);
  else
35 r<=std_logic_vector(unsigned(r)-1);
  end if;
37 end if;
  end if;
39 end process;

41 ramp<=r;
  end rampa;

```

y finalmente el comparador de señales:

```

library IEEE;
2 use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;

4 entity Comparador is
  Port (
6 f1 : in STD_LOGIC_VECTOR(7 DOWNTO 0);
  f2 : in STD_LOGIC_VECTOR(7 DOWNTO 0);
8 f3 : in STD_LOGIC_VECTOR(7 DOWNTO 0);
  RAM : in STD_LOGIC_VECTOR(7 DOWNTO 0);
10 CLK : in STD_LOGIC;
  SW1 : out STD_LOGIC;
12 SW2 : out STD_LOGIC;
  SW3 : out STD_LOGIC);

```

```

14 end Comparador;

16 architecture Behavioral of Comparador is

18   signal t:std_logic:='0';
   signal cont_reloj: integer range 0 to 1:=0;
20 begin

22   process(CLK)
   begin
24     if rising_edge(CLK) then
       if (cont_reloj = 1) then
26       t<= not(t);
       cont_reloj<=0;
28     else
       cont_reloj<=cont_reloj+1;
30     end if;
     end if;
32   end process;

34   process(t)
   begin
36     if rising_edge(t) then
       if (f1>RAM) then
38       SW1<='1';

40     else
       SW1<='0';
42     end if;
44     if (f2>RAM) then
       SW2<='1';
46     else
48       SW2<='0';

50   end if;
     if (f3>RAM) then
52     SW3<='1';

54   else
       SW3<='0';
56   end if;
58   end if;
     end process;
60   end Behavioral;

```

C.2. Generación de las Señales de Disparo del Convertidor Multinivel

A continuación se presenta el código para generar las señales de disparo para un convertidor en cascada de dos celdas para generar 5 niveles. El código fue tomado originalmente de un curso de Texas Instruments en la documentación para la tarjeta de desarrollo TMS320F320879D, el cual fue modificado por el M.C. Manuel Antonio Barrios Flores ajustado para el prototipo implementado.

A continuación se presenta el código:

```

1  #include <stdio.h>
   #include "F28x_Project.h"           // Device Header File and Examples Include File
3
   #define    PROFILE_FREQ    200      // Specified in MHz
5  #define    PROFILE_PER    16.276041666666666666666666666667 //Specified in
      microseconds    Resolution :1024
   // #define    PROFILE_PER    2.034505208333333333333333333334 //Specified in
      microseconds    Resolution :8192
7  // #define    PROFILE_PER    1.017252604166666666666666666667 //Specified in
      microseconds    Resolution :16384
   #define    TWO_PI          6.283185307179586476925286766559
9  long double T=0;

11 // Function Prototypes
   void ConfigureEPWM(void);
13 void Setup_ePWM(void);
   __interrupt void cpu_timer0_isr(void);
15

17 void main(void)
   {
19 // Initialize System Control
   InitSysCtrl();
21 //    EALLOW;
   ClkCfgRegs.PERCLKDIVSEL.bit.EPWMCLKDIV = 1; //Peripheral Clock Divider Select Register
      -> EPWM Clock Divide Select -> 0: /1 PLLSYSCLK
23 //    EDIS;

25 // Initialize GPIO
   InitGpio(); // Configure default GPIO
27 InitEPwm1Gpio(); // Configure EPWM1 GPIO pins
   InitEPwm2Gpio(); // Configure EPWM5 GPIO pins
29 InitEPwm3Gpio(); // Configure EPWM5 GPIO pins
   InitEPwm4Gpio(); // Configure EPWM1 GPIO pins
31 InitEPwm5Gpio(); // Configure EPWM5 GPIO pins
   InitEPwm6Gpio(); // Configure EPWM5 GPIO pins
33

   EALLOW;
35 GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO31 = 1; // GPIO Direction Register -> 1: pin as ouput (
      Drives LED LD2 on controlCARD)
   EDIS;

```

```

37  GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO31 = 1;    // GPIO Data Register -> Turn off LED

39  // Clear all interrupts and initialize PIE vector table
    DINT;    //Disable interrupts globally
41  InitPieCtrl();    //Enable the PIE by setting the ENPIE bit of the PIECTRL register
    IER = 0x0000;    //Set the CPU IER bit for any PIE group containing enabled interrupts
43  IFR = 0x0000;
    InitPieVectTable();    //In PieVect.c -> // Enable the PIE Vector Table
45
    // Map ISR functions
47  EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
    PieVectTable.TIMER0_INT = &cpu_timer0_isr;
49  EDIS;    // This is needed to disable write to EALLOW protected registers

51  InitCpuTimers();    // For this example, only initialize the Cpu Timers

53  // Configure CPU-Timer 0, 1, and 2 to interrupt every second:
    // 200MHz CPU Freq, 1 second Period (in uSeconds)
55  //
    ConfigCpuTimer(&CpuTimer0,PROFILE_FREQ,PROFILE_PER);
57
    // Initialize ePWM modules
59  Setup_ePWM();

61  // Enable global interrupts and higher priority real-time debug events
    IER |= M_INT1;    // Enable group 1 interrupts
63  EINT;    // Enable Global interrupt INTM
    ERIM;    // Enable Global realtime interrupt DBGM
65
    // Enable PIE interrupt
67  PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1; // Interrupt Group1 Enable Register -> enable TIMER0
        interrupt in PIE group 1

69
    // Sync ePWM
71  EALLOW;
    CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1; //Peripheral Clock gating Register -> ePWM time
        base clock sync start counting
73  CpuTimer0Regs.TCR.bit.TSS = 0;    // start timer0

75  do {
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO31 = 0;    // Turn on LED
77  DELAY_US(1000 * 500);    // ON delay
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO31 = 1;    // Turn off LED
79  DELAY_US(1000 * 500);    // OFF delay
    } while(1);
81  }

83  void Setup_ePWM(void)
    {
85
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;    // Time Base Control Register -> Time Base
        Clock Pre-Scale Bits -> 000: /1 default on reset
87  EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;    // Time Base Control Register -> High Speed
        Time Base Clock Pre-Sacle Bits -> 001:/2 (default on reset)

```

```

EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2;          // Time Base Control Register -> Counter
      Mode -> Up-count modeup - down mode
89 EPwm1Regs.AQCTLA.all = 0x0060;          // set ePWM1A on CMPA up -clear ePWM1A on CMPA down
EPwm1Regs.TBPRD = 5020;                    // timer period for 10 KHz
91 EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = EPwm1Regs.TBPRD / 2;          //Counter Compare Aregister ->
      Compare A Register -> Set compare A value

93 EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;          // CLKDIV = 1
EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;        // HSPCLKDIV = 1
95 EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2;        // up - down mode
EPwm2Regs.AQCTLA.all = 0x0060;            // ZRO = set , PRD = clear
97 EPwm2Regs.TBPRD = 5020;                  // 1KHz - PWM signal
EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = EPwm2Regs.TBPRD / 2;
99
EPwm3Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;          // CLKDIV = 1
101 EPwm3Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;      // HSPCLKDIV = 1
EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2;          // up - down mode
103 EPwm3Regs.AQCTLA.all = 0x0006;          // ZRO = set , PRD = clear
EPwm3Regs.TBPRD = 5020;                    // 1KHz - PWM signal 4883
105
EPwm4Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;          // Time Base Control Register -> Time Base
      Clock Pre-Scale Bits -> 000: /1 default on reset
107 EPwm4Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;      // Time Base Control Register -> High Speed
      Time Base Clock Pre-Sacle Bits -> 001:/2 (default on reset)
EPwm4Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2;          // Time Base Control Register -> Counter
      Mode -> Up-count modeup - down mode
109 EPwm4Regs.AQCTLA.all = 0x0060;          // set ePWM1A on CMPA up -clear ePWM1A on CMPA down
EPwm4Regs.TBPRD = 5020;                    // timer period for 10 KHz
111 EPwm4Regs.CMPA.bit.CMPA = EPwm4Regs.TBPRD / 2;          //Counter Compare Aregister ->
      Compare A Register -> Set compare A value

113 EPwm5Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;          // CLKDIV = 1
EPwm5Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;        // HSPCLKDIV = 2
115 EPwm5Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2;        // up - down mode
EPwm5Regs.AQCTLA.all = 0x0060;            // ZRO = set , PRD = clear
117 EPwm5Regs.TBPRD = 5020;                  // 1KHz - PWM signal
EPwm5Regs.CMPA.bit.CMPA = EPwm5Regs.TBPRD / 2;
119
EPwm6Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;          // CLKDIV = 1
121 EPwm6Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;      // HSPCLKDIV = 2
EPwm6Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2;          // up - down mode
123 EPwm6Regs.AQCTLA.all = 0x0006;          // ZRO = set , PRD = clear
EPwm6Regs.TBPRD = 5020;                    // 1KHz - PWM signal 4883
125
//Desfases
127
EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 1;          // Time Base Control Register -> Sync Output Select
      -> 01: CTR=zero (SYNC output on CTR = 0)
129 EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;          // enable phase shift for ePWM2
EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 0;          // syncin = syncout
131 EPwm2Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;          // enable phase shift for ePWM3
133 EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 0;          // generate a syncout if CTR = 0
EPwm3Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 2510;
135 EPwm4Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;          // enable phase shift for ePWM2

```

```

EPwm4Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 0;    // syncin = syncout
137 EPwm4Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 2510;
EPwm5Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;        // enable phase shift for ePWM2
139 EPwm5Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 0;    // syncin = syncout
EPwm5Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 2510;
141 EPwm6Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;        // enable phase shift for ePWM3
EPwm6Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 0;    // generate a syncout if CTR = 0
143 EPwm6Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 5020;
}
145
147
interrupt void cpu_timer0_isr(void)
149 // ISR runs every 32.552 uS (con frecuencia de conmutacion independiente de 10 KHz)
// and is triggered by TIMER0
151 // run - time of ISR is 630 ns
{
153
static float ua=0.75;
155 // Service watchdog every interrupt
CpuTimer0.InterruptCount++;
157
//SPWM unipolar inferior
159 EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = EPwm1Regs.TBPRD - ((((__sinpuf32(T))*(ua)+1)/2)*EPwm1Regs.
    TBPRD);
//SPWM unipolar superior
161 EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = ((((__sinpuf32(T))*(ua)+1)/2)*EPwm2Regs.TBPRD);
//SPWM unipolar inferior
163 EPwm4Regs.CMPA.bit.CMPA = EPwm4Regs.TBPRD - ((((__sinpuf32(T))*(ua)+1)/2)*EPwm4Regs.
    TBPRD);
//SPWM unipolar superior
165 EPwm5Regs.CMPA.bit.CMPA = ((((__sinpuf32(T))*(ua)+1)/2)*EPwm5Regs.TBPRD);

167 if (T<=1)
{
169 T=T+0.0009765625;           //Resolution :1024
//      T=T+0.0001220703125;    //Resolution :8192
171 //      T=T+0.00006103515625;  //Resolution :16384;
}
173 if (T>1)
{
175 T=0.0;
}
177
//      T=T+0.0009765625;
179 //      if (T>1) T = 0;
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1; //ahora reiniciamos las banderas de la
    interrupcion del timer0
181
}

```