



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

“Control de un Convertidor para Sistemas Fotovoltaicos en Media Tensión con Funciones de Calidad de Energía y de Redes Eléctricas Inteligentes”

T E S I S

Que para obtener el grado de:

Doctora en Ingeniería Eléctrica

Presenta:

M.I. Rosa Iris Viera Díaz

Asesor:

Dr. Mario Arturo González García

Co-asesor:

Dr. Ricardo Álvarez Salas

San Luis Potosí, S. L. P.

Febrero de 2023



Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ingeniería



Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

Doctorado en Ingeniería Eléctrica



Opción: Electrónica de Potencia para Fuentes Alternas de Energía (EP-FAE)

**Control de un Convertidor para Sistemas Fotovoltaicos en Media Tensión
con Funciones de Calidad de la Energía y de Redes Eléctricas Inteligentes**

Presenta:

M.I. Rosa Iris Viera Díaz

Sinodales:

Dr. Mario Arturo González García
Asesor

Dr. Ricardo Álvarez Salas
Co-Asesor

Dr. Victor Manuel Cárdenas Galindo
Revisor

Dr. Jesús Darío Mina Antonio
Revisor externo

Dr. Juan Segundo Ramírez
Revisor

San Luis Potosí, S.L.P., Enero de 2023

20 de octubre de 2022

M.I. ROSA IRIS VIERA DÍAZ
P R E S E N T E.

En atención a su solicitud de Temario, presentada por los **Dres. Mario Arturo González García y Ricardo Álvarez Salas**, Asesor y Coasesor de la Tesis que desarrollará Usted con el objeto de obtener el Grado de **Doctora en Ingeniería Eléctrica**, me es grato comunicarle que en la sesión del H. Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 20 de octubre del presente año, fue aprobado el Temario propuesto:

TEMARIO:

“Control de un Convertidor para Sistemas Fotovoltaicos en Media Tensión con Funciones de Calidad de Energía y de Redes Eléctricas Inteligentes”

Introducción.

1. Estado del arte y selección de una topología de convertidor
2. Modelado, dimensionamiento y región de operación del convertidor
3. Diseño del sistema de control
4. Resultados

Conclusiones.

Apéndices

Referencias.

“MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO”

A T E N T A M E N T E



DR. EMILIO JORGE GONZÁLEZ GALVÁN
DIRECTOR

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA
DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE INGENIERÍA
DIRECCIÓN



UASLP
Universidad Autónoma
de San Luis Potosí



FACULTAD DE
INGENIERÍA



CENTRO DE
**INVESTIGACIÓN
Y ESTUDIOS
DE POSGRADO**

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ

FACULTAD DE INGENIERÍA

Área de Investigación y Estudios de Posgrado

Aclaración

El presente trabajo que lleva por título:

“Control de un Convertidor para Sistemas Fotovoltaicos en Media Tensión con Funciones de Calidad de Energía y de Redes Eléctricas Inteligentes”

se realizó en el periodo septiembre de 2018 a enero de 2023 bajo la dirección del Dr. Mario Arturo González García y el Dr. Ricardo Álvarez Salas.

Originalidad

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

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

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

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

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

Nombre y Firma del autor

Rosa Iris Viera Díaz

Agradecimientos

Quiero agradecer:

A mi esposo Yuniel por ser mi mejor amigo, mi consejero, mi soporte, mi escudo, mi orgullo, aceptarme tal cual soy y estar a mi lado en los momentos más difíciles de todo este periodo, dándome siempre su amor incondicional.

A mi familia hermosa por quererme y apoyarme día a día aun estando lejos.

A mis tutores por acompañarme durante el desarrollo del trabajo, en especial al Dr. Mario por su paciencia y dedicación.

A los doctores del posgrado de Ingeniería Eléctrica, en especial a Victor Cárdenas, Homero, César Barrios, por brindarme su tiempo, conocimiento y ayuda en los momentos en que acudí a ellos.

A Anita por su servicialidad, con la voluntad de querer ayudar siempre.

A mis compañeros por el intercambio de conocimientos y por los buenos momentos de conmemoraciones: Daniel, Jessica, Arón, Julio, Carlos, Diana, Juanito, Fer, Toby, Sandoval, Aganza, Claudia, Isac, Israel, Uriel, Sanjo, entre otros.

A México y al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por la beca otorgada.

A mis amigos y todos los que de una forma u otra me han apoyado,

GRACIAS.

Resumen

Actualmente los sistemas fotovoltaicos están jugando un papel importante en las redes eléctricas para ayudar a suplir la demanda energética, y su adopción sigue en aumento. La alta penetración de esta y otras fuentes de energía renovable, junto con la integración progresiva de cargas no lineales provocan efectos no deseados en las redes eléctricas, tales como: variaciones de voltaje y frecuencia, desviaciones del factor de potencia, contaminación armónica, interrupciones (blackouts), desbalances, entre otros. En consecuencia, ha crecido la necesidad de convertidores que no sólo puedan inyectar eficientemente la energía generada por los paneles fotovoltaicos a la red, sino que también actúen por ejemplo: como filtros activos de potencia, provean soporte de regulación de tensión o de frecuencia y se mantengan conectados con inyección de potencia reactiva durante la noche; de manera que ayuden a la red eléctrica a resolver o mitigar estos efectos. En este proyecto de tesis se propone un sistema de control para un convertidor fotovoltaico de gran escala, tal que, además de inyectar la potencia activa que se extrae de los paneles fotovoltaicos a la red, proporciona flujo de potencia reactiva ya sea para dar soporte de tensión en el punto de acoplamiento común, mitigando simultáneamente los armónicos de una carga no lineal conectada en este punto, o para evitar la sobremodulación en caso de que ocurra un desbalance significativo entre la irradiancia que recibe un arreglo fotovoltaico con respecto a otro.

El desarrollo de este trabajo inicia en el Capítulo 1 con la selección de un convertidor modular multinivel trifásico el cual se conectará a una red eléctrica de media tensión. La topología seleccionada cuenta con dos etapas de procesamiento de potencia por módulo hasta el punto de conexión a la red. La etapa CD-CD contiene un transformador, con un devanado primario y tres secundarios idénticos, que opera en media frecuencia, lo cual reduce las dimensiones de los elementos pasivos, resultando en un menor volumen. Además, el flujo magnético repartido por igual en los secundarios permite el balance natural de las tensiones de los buses de CD entre las fases. En la etapa de CA, las salidas de los inversores de cada módulo se conectan en cascada para formar la salida multinivel y finalmente a la red de media tensión a través de una impedancia de enlace por fase, lográndose así modularidad y flexibilidad.

En el Capítulo 2 se deriva el modelado matemático del convertidor, se propone una metodología de dimensionamiento de los elementos pasivos y se analiza su capacidad para trabajar en diferentes puntos de operación. Los modelos derivados pueden utilizarse para una estructura

de k módulos. El dimensionamiento de los elementos pasivos se realiza en función de los rizados de tensión que se quieren obtener y de las distorsiones armónicas de la corriente y de la tensión de la red especificados en estándares internacionales.

La propuesta del sistema de control se presenta en el Capítulo 3, el cual incluye: (1) los controladores de la tensión del arreglo fotovoltaico, de la tensión del bus de CD y de la corriente que se inyecta a la red, (2) el algoritmo para realizar el seguimiento del punto de máxima potencia, (3) las técnicas de modulación de las dos etapas, (4) la extracción de los armónicos de la carga no lineal, y (5) el lazo de amarre de fase. El esquema de control garantiza que el convertidor multinivel realice las siguientes tareas: inyección de potencia activa en todo el rango de irradiancia solar y funciones adicionales para poder operar en redes eléctricas inteligentes dadas por flujo de potencia reactiva y compensación armónica, así como la operación ante desbalances de las potencias de entrada en los módulos del convertidor multinivel.

En el Capítulo 4 se valida el dimensionamiento de los elementos pasivos y el diseño de los controladores mediante el software PSIM. Para ello se realizan pruebas con diferentes irradiancias y potencia reactiva, inversiones de flujo de potencia reactiva, mitigación de armónicos de una carga no lineal conectada en el punto de conexión común, inyección de potencia reactiva como soporte ante una caída de la tensión del generador de la red, y la operación simultánea como filtro activo, procesando potencia reactiva y en presencia de desbalances de la potencia que entrega cada arreglo fotovoltaico.

En la última sección se presentan las principales conclusiones del trabajo de tesis, sugerencias para un trabajo futuro, las publicaciones científicas generadas, los anexos y la bibliografía.

Índice general

Agradecimientos	IX
Resumen	XI
Índice de figuras	XVII
Índice de tablas	XXI
Simbología y acrónimos	XXIII
Introducción	1
1. Estado del arte y selección de la topología del convertidor	5
1.1. Introducción	5
1.2. Estado del arte	7
1.3. Problema de investigación	12
1.4. Hipótesis de investigación	12
1.5. Objetivos de investigación	12
1.6. Selección de la topología trifásica multinivel	13
2. Modelado, dimensionamiento y región de operación del convertidor	19
2.1. Modelado del convertidor trifásico multinivel	20
2.1.1. Modelado de la etapa arreglo PV-convertidor FBCC	21
2.1.1.1. Modos de operación del PV-FBCC	22
2.1.1.2. Modelo conmutado del PV-FBCC	24
2.1.1.3. Modelo promedio no lineal del PV-FBCC	24
2.1.1.4. Modelo lineal del PV-FBCC	26
2.1.2. Modelado de la etapa inversor-filtro-red	27
2.2. Dimensionamiento del convertidor trifásico multinivel	28
2.2.1. Relación de transformación	29
2.2.2. Arreglo de paneles fotovoltaicos y procesamiento de potencia reactiva .	30

2.2.3. Inductor a la entrada del TMF	31
2.2.4. Capacitor del arreglo de paneles fotovoltaicos	32
2.2.5. Filtro de enlace a la red	33
2.2.6. Capacitor de los buses de CD	35
2.3. Dimensionamiento para un convertidor trifásico multinivel de 3 módulos . . .	36
2.4. Desempeño del convertidor trifásico multinivel en diferentes puntos de operación	38
2.4.1. Análisis ante condiciones de desbalance entre las potencias de entrada de los módulos	38
2.4.2. Análisis ante condiciones de desbalance entre las potencias de entrada de los módulos y procesamiento de potencia reactiva a la salida	40
2.4.3. Análisis ante una caída de la tensión de la red e inyección de potencia reactiva a la salida	40
2.4.4. Análisis de la capacidad de compensación armónica	41
3. Diseño del sistema de control	43
3.1. Controlador para realizar el MPPT	45
3.2. Controladores para las tensiones de los buses de CD y para la suma de las tensiones	47
3.3. Controlador para la corriente de salida del inversor	49
4. Resultados	53
4.1. Variación de irradiancias en todos los módulos y procesamiento de potencia reactiva	54
4.2. Desbalance de potencia de entrada entre los módulos y procesamiento de po- tencia reactiva	57
4.3. Variación de irradiancia en todos los módulos y operación simultánea como FAC	59
4.4. Operación como FAC, simultáneamente con soporte de tensión en el PCC ante una caída de la tensión de la red, en presencia de desbalance de entrada y procesamiento de potencia reactiva	62
4.5. Operación como FAC, simultáneamente con soporte de tensión en el PCC ante una caída de la tensión de la red con procesamiento de potencia reactiva para una red débil	66
4.6. Comparación respecto a trabajos reportados	67
Conclusiones	69
Apéndices	
A. Modelado y dimensionamiento de un convertidor monofásico de 1.41 kVA	75
A.1. Modelado del convertidor monofásico	76
A.1.1. Modelado del PV-FBCC	76
A.1.2. Modelado de la etapa inversor-filtro-red	76
A.2. Dimensionamiento del convertidor monofásico	77

A.2.1. Arreglo de paneles fotovoltaicos	77
A.2.2. Valor de referencia del bus de CD	78
A.2.3. Relación de transformación e inductor a la entrada del MFT	80
A.2.4. Capacitor del arreglo de paneles fotovoltaicos	80
A.2.5. Filtro LCL	80
A.2.6. Capacitor del bus de CD	83
B. Prototipo experimental del convertidor monofásico de 1.41 kVA	85
Bibliografía	89

Índice de figuras

1.1. Concepto de red inteligente y sus componentes.	6
1.2. Funciones básicas e inteligentes de los CEP para la integración a la red eléctrica moderna.	6
1.3. Tecnologías de inversores PV conectados a la red.	13
1.4. Propuesta de topología de convertidor multinivel trifásico fotovoltaico interconectado a la red para generación de energía eléctrica a gran escala.	15
2.1. Representación de la fase x del convertidor trifásico multinivel de k módulos.	20
2.2. (a) Modelo del arreglo PV. (b) Curva característica I-V del arreglo PV. (c) Modelos equivalentes lineales.	21
2.3. Convertidor PV-FBCC representado para el módulo 1 y la fase a de la topología multinivel.	21
2.4. Modulacón PS-PWM; tensión en los terminales de salida del inversor del FBCC (v_{t1}), corriente a la entrada del TMF (i_{t1}) en DCM y corriente i_1	22
2.5. Modos de operación del PV-FBCC. (a) Modo 1. (b) Modo 2. (c) Modo 3. (a) Modo 4. (b) Modo 5. (c) Modo 6.	23
2.6. Representación de la fase x del convertidor trifásico multinivel.	28
2.7. Diagramas fasoriales que responden a la expresión (2.54). (a) Sin procesamiento de potencia reactiva. (b) Con procesamiento de $-Q_{red,x}$. (c) Con procesamiento de $+Q_{red,x}$	41
2.8. Circuito utilizado para el análisis de los armónicos de la fase a de la topología multinivel.	42
3.1. Convertidor multinivel trifásico, CNL conectada en el PCC y esquema de control propuesto.	44
3.2. Diagrama de Bode de la función de transferencia $G_{pv} \cdot TF_{pv}$, $G_{pv} \cdot TF_{pv500}$ y $G_{pv} \cdot TF_{pv100}$. (a) Magnitud. (b) Fase.	46
3.3. Algoritmo $P\&O$ para la generación de la referencia del control MPPT.	46
3.4. Diagrama de Bode de las funciones de transferencia $PI \cdot TF_{cd}$ y $PI \cdot TF_{cd100}$. (a) Magnitud. (b) Fase.	48

3.5. Diagrama de Bode de las funciones de transferencia $G_{dc} \cdot TF_{ind}$ y $G_{dc} \cdot TF_{ind100}$. (a) Magnitud. (b) Fase.	49
3.6. Diagrama del SOGI-PLL.	51
4.1. Representación simplificada del convertidor trifásico multinivel de 3 módulos para facilitar el análisis de la Figura 4.2.	54
4.2. Desempeño del convertidor PV trifásico multinivel ante cambios de irradiancia y procesamiento de potencia reactiva. a) Extracción de la máxima potencia de los arreglos de paneles PV. b) Potencia reactiva intercambiada con la red. c) Potencia activa entregada a la red. d) Tensión y corriente de red de la fase a . e) Corrientes de red. f) Tensiones de red $v_{red,x}$ y tensión línea a línea $v_{red,ab}$. g) Corriente i_{p1} . h) Tensión PWM de la fase a . i) Tensiones de los buses de CD de la fase a . j) Señales moduladoras de las tres fases en el módulo uno del convertidor.	55
4.3. Desempeño del convertidor PV trifásico multinivel ante cambios de irradiancia y procesamiento de potencia reactiva. Continuación. a) Tensiones de referencia v_{pvk}^{ref} y tensiones v_{pvk} en los terminales del arreglo de paneles PV. b) Corrientes i_{pvk}	56
4.4. Representación simplificada del convertidor trifásico multinivel de 3 módulos para facilitar el análisis de la Figura 4.5.	57
4.5. Desempeño del convertidor PV trifásico multinivel ante variaciones desbalan- ceadas de irradiancia en las entradas e inyección de potencia reactiva. a) Ex- tracción de la máxima potencia de los arreglos de paneles PV. b) Potencia activa entregada a la red. c) Potencia reactiva inyectada a la red. d) Corrientes de red. e) Tensión y corriente de red de la fase a . f) Señales moduladoras de los 3 módulos de la fase a . g) Tensiones de referencia v_{pvk}^{ref} y tensiones v_{pvk} en los terminales del arreglo de paneles PV. h) Tensiones de la red. i) Tensiones de los buses de CD de la fase a . j) Suma de las tensiones de los buses de CD.	58
4.6. Representación simplificada del convertidor trifásico multinivel de 3 módulos para facilitar el análisis de la Figura 4.7.	60
4.7. Desempeño del convertidor PV trifásico multinivel ante variaciones de irra- diancia actuando como FAC. a) Potencia trifásica del convertidor, de la CNL y de la red. b) Tensión y corriente de la red de la fase a . c) Potencia reactiva trifásica del convertidor, de la CNL y de la red. d) Corrientes de red. e) Señales moduladoras de las fases del módulo 1. f) Corrientes de red sin la función de filtro activo de potencia. g) Tensiones de referencias v_{pvk}^{ref} y tensiones v_{pvk} . h) Tensiones de la red. i) Tensiones de los buses de CD de la fase a . j) Corrientes de la carga no lineal.	61
4.8. Componente fundamental y contenido armónico de la corriente que entrega el convertidor, de la corriente de la red y de la carga no lineal para la fase a y el valor nominal de potencia activa a 1000 W/m ²	62

4.9. Representación simplificada del convertidor trifásico multinivel de 3 módulos para facilitar el análisis de la Figura 4.10.	63
4.10. Desempeño del convertidor PV trifásico multinivel ante variaciones desbalanceadas de irradiancia, actuando como FAC y con procesamiento de potencia reactiva. a) Extracción de la máxima potencia del arreglo de paneles PV. b) Tensión y corriente de la red de la fase <i>a</i> . c) Potencia trifásica del convertidor, de la CNL y de la red. d) Corrientes que entrega el convertidor. e) Señales moduladoras de los 3 módulos de la fase <i>a</i> . f) Corrientes de red. g) Tensiones de los buses de CD de la fase <i>a</i> . h) Tensiones de red. i) Potencia reactiva procesada por fase del convertidor, de la CNL y de la red. j) Tensiones del generador de la red.	64
4.11. Desempeño del convertidor PV trifásico multinivel ante variaciones desbalanceadas de irradiancia, actuando como FAC, como soporte de tensión en el PCC y con procesamiento de potencia reactiva. Continuación. a) Corrientes de la carga no lineal. b) Tensión de red de la fase <i>a</i> y tensión estimada por el PLL.	65
4.12. Desempeño del convertidor PV trifásico multinivel actuando como FAC y con procesamiento de potencia reactiva para una impedancia de red del doble. a) Tensiones de red. b) Señales moduladoras de los 3 módulos de la fase <i>a</i> . c) Tensión $v_{red,a}$ y tensión $v_{red,a}$ de la Figura 4.10 (h). d) Tensión y corriente de la red de la fase <i>a</i> . e) Corrientes de red. f) Tensiones de los buses de CD de la fase <i>a</i>	66
A.1. Convertidor fotovoltaico monofásico interconectado a la red.	75
A.2. THD y pérdidas del inversor para diferentes valores de la tensión del bus de CD y 127 V de tensión línea-neutro. (a) THD de corriente de la red, (b) Pérdidas estimadas del inversor.	79
A.3. Circuito equivalente utilizado para la derivación de los parámetros del filtro LCL.	81
A.4. Diagrama de Bode de la función de transferencia $I_s(s)/V_{inv}(s)$ del filtro LCL, con o sin la resistencia R_f	82
A.5. Forma de onda de la tensión del bus de CD.	83
B.1. Convertidor fotovoltaico monofásico de 1.41 kVA alimentando a una carga resistiva-inductiva.	86
B.2. Prototipo del convertidor fotovoltaico monofásico de 1.41 kVA alimentando a una carga resistiva-inductiva.	86
B.3. Circuitos snubbers utilizados en el prototipo. (a) Tipo B. (b) Tipo D.	86
B.4. Resultados experimentales del prototipo implementado del convertidor fotovoltaico monofásico de 1.41 kVA alimentando a una carga resistiva-inductiva. (a) (ch1) y (ch2) señales de conmutación de los interruptores S_1 y S_2 , (ch3) tensión v_p . (b) (ch1) y (ch2) tensiones drenaje-fuente de los interruptores S_1 y S_2 , (ch3) corriente i_t . (ch4) tensión v_{bus} . (c) (ch1) y (ch2) tensiones drenaje-fuente de los interruptores S_1 y S_2 , (ch3) corriente i_s . (ch4) tensión v_{bus} . (d) (ch1) y (ch2) tensiones drenaje-fuente de los interruptores S_5 y S_8 , (ch4) tensión v_{bus}	87

Índice de tablas

2.1. Valores de las variables $i_1, v_{t1}, v_1, i_{cd,a1}$ según las conmutaciones de los interruptores y de los diodos.	23
2.2. Parámetros del panel PV ERDM 250P/6 a STC.	29
2.3. Características del arreglo PV para un módulo con potencia $P_{mp,mod} = 95.98$ kW (convertidor de 11 módulos).	31
2.4. Valores pico de los armónicos de la corriente i_1 a la frecuencia armónica w_j	33
2.5. Tensiones y frecuencias de los armónicos más significativos de $v_{inv,x}$, seleccionados para el cálculo de la inductancia L_L	35
2.6. Parámetros del convertidor trifásico multinivel de 1.41 MVA, 13.2 kV, 11 módulos.	36
2.7. Parámetros del convertidor trifásico multinivel de 1.41 MVA, 13.2 kV, 3 módulos.	36
2.8. Valores pico de los armónicos de la corriente i_1 a la frecuencia armónica w_j para 3 módulos.	37
2.9. Tensiones y frecuencias de los armónicos más significativos de $v_{inv,x}$, seleccionados para el cálculo de la inductancia L_L en la topología de 3 módulos.	37
2.10. Valores de las moduladoras M_{xk} para la topología de 3 módulos ante condiciones de desbalance entre los módulos, sin considerar procesamiento de potencia reactiva a la salida del convertidor.	39
2.11. Valores de las moduladoras M_{xk} para la topología de 3 módulos ante condiciones de desbalance entre los módulos, con procesamiento de potencia reactiva.	39
2.12. Valores de los armónicos más representativos de CNL.	41
2.13. Porcentaje máximo de la corriente nominal que el convertidor puede reproducir para un armónico h de la CNL tomando como valor límite $M_x = 0.9$	42
4.1. Parámetros de simulación para el convertidor trifásico multinivel de 1.45 MVA, 13.2 kV, 3 módulos.	53
4.2. Distorsiones armónicas obtenidas en la simulación de la corriente $i_{red,x}$ en porcentaje de la corriente nominal I_{nom} y valores permitidos en la Std IEEE 1547-2018.	65
4.3. Tabla comparativa de resultados de diferentes trabajos reportados.	68

A.1. Parámetros del arreglo serie PV formado por 4 paneles ERDM 250P/6.	77
A.2. Ecuaciones resultantes por estado y comportamiento de i_c dependiendo del signo de v_s	78
A.3. Valores pico de los armónicos de la corriente i y las frecuencias armónicas. . .	80
A.4. Parámetros resultantes del dimensionamiento para el convertidor monofásico de 1.41 kVA.	84
B.1. Parámetros de la carga y del convertidor monofásico de 1.14 kVA.	85

Simbología y acrónimos

Símbolo	Descripción
A	Matriz de estados
a_j	Coefficiente de la serie de Fourier de la corriente i_k asociada al coseno
B	Matriz de entrada
b_j	Coefficiente de la serie de Fourier de la corriente i_k asociada al seno
C	Matriz de salida
C_p	Matriz antisimétrica
CHB	Inversor de puentes H conectados en cascada
CCM	Modo de conducción continua
CEP	Convertidor de electrónica de potencia
CNL	Carga no lineal
C_{pv}	Capacitor en los terminales del arreglo de paneles fotovoltaicos
C_o	Capacitor de salida del convertidor CD-CD
C_{cd}	Capacitor del bus de CD
D	Matriz de transmisión directa
D_p	Matriz de los elementos de almacenamiento
DCM	Modo de conducción discontinua
D_{1kx}	Diodo en el lado superior izquierdo del puente rectificador del módulo k y la fase x
D_{2kx}	Diodo en el lado inferior derecho del puente rectificador del módulo k y la fase x
D_{3kx}	Diodo en el lado superior derecho del puente rectificador del módulo k y la fase x
D_{4kx}	Diodo en el lado inferior izquierdo del puente rectificador del módulo k y la fase x
D_{cd}	Valor nominal del ciclo útil del convertidor CD-CD

$D_{cd,min}$	Valor nominal mínimo considerado del ciclo útil del convertidor CD-CD
d_1	Ciclo útil del convertidor CD-CD
d_2	Porción de tiempo que comprende la operación del convertidor CD-CD en el Modo 2
$\mathbf{e}_x$	Vector que contiene los errores entre las variables de estado y sus referencias
FC	Inversor de capacitores flotantes
FP	Factor de potencia
FAC	Filtro activo de corriente
FBCC	Convertidor <i>full-bridge</i> CD-CD con filtro de salida capacitivo
FBLC	Convertidor <i>full-bridge</i> CD-CD convencional
f_{cd}	Frecuencia de conmutación del convertidor CD-CD
f_{red}	Frecuencia de la red
f_{inv}	Frecuencia de conmutación de los inversores puente H de salida
G_{pv}	Función de transferencia del controlador para la regulación de la tensión
	v_{pvk}
G_{dc}	Función de transferencia del controlador para la regulación de las tensiones individuales de los buses de CD
$\mathbf{I}$	Matriz identidad
$i(k)$	Variable que recoge la muestra actual de la corriente del arreglo de paneles fotovoltaicos
i_{pvk}	Corriente del arreglo de paneles fotovoltaicos del módulo k
i_{tk}	Corriente que pasa por el inductor L_k del convertidor CD-CD del módulo k
i_{tp}	Valor pico de la corriente i_{tk}
i_k	Corriente a la entrada del inversor del convertidor CD-CD del módulo k
$i_{cd,xk}$	Corriente a la salida del puente rectificador de la fase x y el módulo k
i_x	Corriente de salida del convertidor de la fase x
i_x^{ref}	Corriente de salida de referencia del convertidor de la fase x
$i_{red,x}$	Corriente de red de la fase x
$i_{cnl,abc}$	Corrientes de la carga no lineal para las fases a , b y c
$i_{cnl,x,h}$	Armónicos de corriente de la carga no lineal de la fase x
i_{ph}	Corriente fotovoltaica
I_j	Valores pico de los armónicos de la corriente i_k
I_t	Valor promedio de la corriente i_{tk} en el primer semiciclo
I_{eq}	Fuente de corriente equivalente del arreglo de paneles fotovoltaicos
I_{sc}	Corriente de corto circuito del arreglo de paneles fotovoltaicos

I_{mp}	Corriente de máxima potencia del arreglo de paneles fotovoltaicos
I_{2mf}	Amplitud pico de los armónicos de corriente que aparecen en el primer grupo del espectro de armónicos debidos a la conmutación de los inversores de salida
$I_{m,x}$	Amplitud pico de la corriente de la red $i_{red,x}$
$I_{cd,xk}$	Valores promedios de las señales $i_{cd,xk}$
$I_{cd,xT}$	Suma de los valores promedios las tres señales $i_{cd,x1}$, $i_{cd,x2}$ y $i_{cd,x3}$
$\hat{i}_x$	Valor pico de i_x
j	Variable que representa el número de armónicos
k	Variable que representa el número de módulos
k_1	Constante de pasividad
k, k_p, k_i	Constantes utilizadas en el esquema del SOGI-PLL
L_k	Inductor que incluye la inductancia de dispersión del TMF
LS-PWM	Modulación por desplazamiento de nivel
L_L	Inductor de enlace
L_{red}	Inductor de la red
L_{cnl}	Inductor de la carga no lineal
M	Matriz diagonal utilizada para representar el modelo promedio del convertidor CD-CD
MF ^o	Margen de fase en grados
MFT	Transformador de frecuencia media
m_x	Señal moduladora total de la fase x
M_x	Amplitud nominal de la señal moduladora total de la fase x
MMC	Inversor modular
MPP	Punto de máxima potencia
MPPT	Seguimiento del punto de máxima potencia
m_{xk}	Función de conmutación continua utilizada para controlar los interruptores de los puentes inversores
M_{xk}	Magnitud de las moduladoras m_{xk}
$\hat{m}_{xk}$	Valores pico de las m_{xk}
n	Relación de transformación del TMF
N_L	Submatriz diagonal cuyo orden representa la cantidad de inductores en el circuito
NPC	Inversor con diodos de enclavamiento
N_s	Número de celdas en serie
N_{red}	Punto neutro de los generadores de la red

$paso$	Tensión de perturbación del algoritmo MPPT
$P(k)$	Variable que recoge la potencia actual del arreglo de paneles fotovoltaicos
ΔP	Variable que recoge la diferencia entre la potencia actual y la anterior del arreglo de paneles fotovoltaicos
$P\&O$	Algoritmo “Perturba y observa” para realizar el MPPT
P_{mp}	Potencia máxima del arreglo de paneles fotovoltaicos
PBC	Control basado en pasividad
PCC	Punto de conexión común
PI	Función de transferencia del controlador para la regulación de la suma de las tensiones de los buses de CD
PV	Fotovoltaico
PLL	Lazo de amarre de fase
SOGI-PLL	Lazo de amarre de fase del tipo integrador generalizado de segundo orden
PS-PWM	Modulación por desplazamiento de fase
PWM	Modulación del ancho del pulso
P_{pv}	Potencia promedio del arreglo de paneles fotovoltaicos
P_{xk}	Potencia a la salida del puente rectificador del módulo k y la fase x
P_{cnl}	Potencia de la carga no lineal
$P_{mod,mod}$	Potencia en el MPP de cada módulo
$P_{mp,T}$	Potencia potencia total del convertidor multinivel trifásico
$P_{red,x}$	Potencia activa obtenida de cada módulo en la fase x
$\mathbf{Q_p}$	Matriz de las fuerzas externas
Q_{xk}	Potencia reactiva a la salida del condensador del bus de CD del módulo k y la fase x
$Q_{mod,f}$	Potencia reactiva que procesa el módulo k y la fase x
$Q_{mod,3f}$	Potencia reactiva que procesa la fase x
$Q_{red,x}$	Potencia reactiva obtenida de cada módulo en la fase x
Q^{ref}	Potencia reactiva de referencia para cada fase
Q_T	Potencia reactiva total del convertidor multinivel trifásico
$\mathbf{R_p}$	Matriz de los elementos disipativos
R_L	Resistencia parásita del inductor L_L
R_{red}	Resistencia de la red
R_{cnl}	Resistencia de la carga no lineal
R_{serie}	Resistencia serie del arreglo de paneles fotovoltaicos
R_{sh}	Resistencia paralelo del arreglo de paneles fotovoltaicos
R_{eq}	Resistencia equivalente del arreglo de paneles fotovoltaicos

R_o	Resistencia que representa a una carga resistiva a la salida del convertidor PV-FBCC
SER	Sistemas de energía renovable
S-PWM	Modulación de ancho de pulso sinusoidal
S_{5kx}	Interruptor de potencia en el lado superior izquierdo del inversor de salida del módulo k y la fase x
S_{6kx}	Interruptor de potencia en el lado inferior derecho del inversor de salida del módulo k y la fase x
S_{7kx}	Interruptor de potencia en el lado superior derecho del inversor de salida del módulo k y la fase x
S_{8kx}	Interruptor de potencia en el lado inferior izquierdo del inversor de salida del módulo k y la fase x
S_{1k}	Interruptor de potencia en el lado superior izquierdo del enlace de media frecuencia del módulo k
S_{2k}	Interruptor de potencia en el lado inferior derecho del enlace de media frecuencia del módulo k
S_{3k}	Interruptor de potencia en el lado superior derecho del enlace de media frecuencia del módulo k
S_{4k}	Interruptor de potencia en el lado inferior izquierdo del enlace de media frecuencia del módulo k
SW_1	Variable que representa la conmutación de la pareja de diodos D_{1kx}, D_{2kx}
SW_2	Variable que representa la conmutación de la pareja de diodos D_{3kx}, D_{4kx}
t	Variable que representa al tiempo
TMF	Transformador de media frecuencia
T_{cd}	Período de conmutación del convertidor CD-CD
TF_{pv}	Función de transferencia de la planta derivada para el control de la tensión v_{pvk}
TF_{cd}	Función de transferencia de la planta derivada para el control de la suma de las tensiones de los buses de CD
TF_{ind}	Función de transferencia de la planta derivada para el control de las tensiones individuales de los buses de CD
THD	Distorsión armónica total
THD_{cnl}	THD de la carga no lineal
$THD_{i_{red}}$	THD de la corriente de red
$THD_{v_{red}}$	THD de la tensión en el PCC
v_d	Valor pico estimado de la tensión $v_{red,a}$
V_e	Función candidata de Lyapunov para el error
$v_{pv}(k)$	Variable que recoge la muestra actual de la tensión en los terminales del arreglo de paneles fotovoltaicos

$v_{pv}(k-1)$	Variable que recoge la muestra anterior de la tensión en los terminales del arreglo de paneles fotovoltaicos
$v(k)$	Variable que recoge la muestra actual de la tensión en los terminales del arreglo de paneles fotovoltaicos
Δv	Variable que recoge la diferencia entre la tensión actual y la anterior del arreglo de paneles fotovoltaicos
v_{pvk}	Tensión en los terminales del arreglo de paneles fotovoltaicos del módulo k
$v_{pv1_{rms}}$	Tensión rms en los terminales del arreglo PV considerando solo los armónicos
v_{pvk}^{ref}	Tensión de referencia de los terminales del arreglo de paneles fotovoltaicos del módulo k
v_{tk}	Tensión PWM del inversor del convertidor CD-CD del módulo k
$v_{cd,xk}$	Tensión del bus de CD de la fase x y el módulo k
v_x	Tensión fase a neutro de la red de la fase x
V_x	Tensión rms de fase a neutro de la red de la fase x
V_{xp}	Tensión pico de fase a neutro de la red de la fase x
v_k	Tensión en el primario del TMF del módulo k
$v_{red,x}$	Tensión en el PCC de la fase x
$v_{in,xk}$	Tensión PWM del inversor de salida del módulo k y la fase x
$v_{inv,x}$	Tensión PWM a la salida de la fase x
$V_{inv,2mf}$	Amplitud pico de los armónicos de $v_{inv,x}$ que aparecen en el primer grupo del espectro de armónicos debidos a la conmutación de los inversores de salida
V_{eq}	Fuente equivalente de tensión del arreglo de paneles fotovoltaicos
$V_{cd,xk}$	Valores promedios de las señales $v_{cd,xk}$
$V_{cd,xT}$	Suma de los valores promedios las tres señales $v_{cd,x1}$, $v_{cd,x2}$ y $v_{cd,x3}$
V_j	Valores pico de los armónicos de v_{pvk}
v_{pv}	Tensión en los terminales del arreglo de paneles fotovoltaicos
V_{cd}	Tensión de referencia de los buses de CD
$V_{cd,T}$	Suma de las tensiones de referencia de los buses de CD
ΔV_{cd}	Rizo de 120 Hz de las tensiones de los buses de CD
V_{mp}	Tensión de máxima potencia del arreglo de paneles fotovoltaicos
V_{oc}	Tensión de circuito abierto del arreglo de paneles fotovoltaicos
w_c	Variable que representa la frecuencia de cruce de ganancia
w_{cd}	Frecuencia de conmutación en rad/s del convertidor CD-CD
w_{red}	Frecuencia en rad/s de la red eléctrica

w_j	Frecuencia armónica
$\hat{w}_g$	Frecuencia estimada de la red
x	Variable que representa a las fases a , b y c
$\mathbf{x}$	Vector de variables de estado
$\mathbf{x}^{\text{ref}}$	Vector de las referencias de las variables de estado
ZCS	Conmutación a corriente cero
Z_{2mf}	Impedancia de red para los armónicos debidos a la conmutación de los inversores de salida
α_{xk}	Salida del controlador de la tensión del bus de CD del módulo k y la fase x
φ	Ángulo de desfase entre los interruptores S_{1k} y S_{2k} para la modulación PS-PWM
φ_{max}	Ángulo de desfase máximo considerado entre los interruptores S_{1k} y S_{2k} para la modulación PS-PWM
θ	Ángulo de desfase de m_x con respecto a la referencia v_x
ϕ	Ángulo de desfase que tiene i_x con respecto a la referencia v_x
$\Delta\lambda$	Variable utilizada para el ajuste dinámico de la tensión v_{pvk}^{ref}
$\hat{\theta}$	Ángulo estimado de la tensión $v_{red,a}$

Introducción

Situación energética actual y desarrollo de las energías renovables

A partir de estudios y documentaciones reportados entre 2015-2017 se ha concluido que las reservas de combustibles fósiles durarán solo unas décadas más [1]. Esto ligado al incremento de la demanda eléctrica mundial a través del tiempo y a las preocupaciones medioambientales, han orientado las investigaciones en busca de formas alternativas de obtener energía. Una solución que proporciona energía alternativa para superar el problema energético global y reducir la contaminación ambiental, es la utilización de fuentes de energía renovables [1],[2]. Los sistemas de energía renovable (SER) involucran varios aspectos, tales como: eficiencia, confiabilidad, costo de la conversión, conexión segura a la red eléctrica, capacidad para administrar microrredes, almacenamiento de energía y transporte con bajo impacto ambiental, desarrollo de algoritmos avanzados de control y monitoreo, conexión fuente-consumidor y disponibilidad de herramientas para simulaciones y experimentos [3].

En términos de capacidad instalada global de los SER, los tres sistemas más importantes son: el hidroeléctrico, el fotovoltaico (PV) y el eólico. En la década del 2010-2020 se vio una mejora dramática en la competitividad de las tecnologías de generación de energía solar y eólica debido a la reducción notable de sus costos. La combinación de apoyo político específico e impulso de la industria ha hecho que la electricidad proveniente de la energía solar y la eólica pasen de un nicho costoso, a una competencia cara a cara con los combustibles fósiles para obtener nueva capacidad. En 2020, un total de 162 GW de la capacidad de generación mundial de energía renovable agregada tuvo costos de producción más bajos que la fuente más barata alimentada con combustibles fósiles [4]. El reporte de la Agencia Internacional de Energías Renovables (IRENA) del 2022 refleja que en el año 2021, más del 80 % de la nueva capacidad eléctrica mundial agregada fue de energías renovables, alcanzando los 3064 GW, de los cuales 849 GW (27.72 %) corresponden a energía solar.

El sistema PV se ha convertido en una tecnología prometedora debido a su capacidad de generar electricidad a partir del sol de una manera limpia, silenciosa y confiable. En el pasado, el precio de los paneles fotovoltaicos era la principal contribución al alto costo de estos sistemas,

lo cual limitaba su uso. Sin embargo, debido a la tendencia descendente en el precio por el aumento masivo en la capacidad de producción de los mismos y los avances en la tecnología de fabricación del material, los países cada vez más están apostando por este tipo de energía. Se estima que para el año 2050, el valor de los paneles podría reducirse en aproximadamente un 75 % con respecto al precio en el 2010 [5].

Los sistemas fotovoltaicos conectados a la red se pueden clasificar según su potencia nominal en: pequeña, media, gran y ultra gran escala; sin embargo, en la literatura no convergen los criterios para definir en qué denominación debe estar un sistema según los kW que genere. Por ejemplo, en [6] se considera pequeña escala a un sistema que va desde unos pocos Watts a algunas decenas de kW, media escala desde unas pocas decenas de kW a unos cientos, y a gran escala, desde pocas centenas de kW a varios cientos de MW. Por otro lado, en [7] se ha valorado como pequeña escala a sistemas por debajo de los 250 kW, de media escala en el rango de 250 kW a 1 MW, gran escala de 1 MW a 100 MW y ultra gran escala de 100 MW al orden de los GW. No obstante, de estos criterios se puede concluir que se consideran sistemas de gran escala a partir de 1 MW. Desde el 2007, instalaciones con esta denominación han atraído una enorme atención, y parques solares de más de 500 MW se han convertido en una realidad. Algunos ejemplos de ellos son [8]: el parque solar Bhadla con 2245 MW en la India, el parque solar del desierto de Tengger con 1500 MW en China, el parque solar Benban con 1650 MW en Egipto y el parque solar Villanueva con 828 MW en México, además de otros que actualmente se encuentran en etapas de planificación y desarrollo.

No obstante, los SER no pueden reemplazar completamente a las tecnologías de generación existentes de la red de energía eléctrica. Estas últimas están muy bien establecidas, mientras que las tecnologías alternativas presentan algunas desventajas. Por ejemplo, en el caso de los sistemas PV aun se tiene baja eficiencia de conversión de las celdas fotovoltaicas y una alta dependencia de la potencia de salida de la celda con respecto a la irradiancia y a la temperatura [5], por ejemplo a 1000 W/m^2 y 30° de temperatura ambiente, se pudiera tener un factor de planta de 0.85. Además, se presentan pérdidas por *mismatch* debido a que la potencia suministrada por una cadena PV es diferente de la que proveen otras cadenas, como consecuencia de sombreados parciales, diferenciales de temperatura y paramétricas, y diferentes degradaciones con el tiempo. Luego entonces, instalaciones de sistemas fotovoltaicos que se expandan considerablemente en la red, pueden producir efectos secundarios no deseados debido a su naturaleza variante, que como consecuencia afectará la disponibilidad, la confiabilidad y la calidad de la red eléctrica a la que están conectadas. Posiblemente, se debilitará la capacidad de control de todo el sistema de potencia fotovoltaica integrada, especialmente cuando se alcance un nivel de penetración muy alto, debido a una inyección fluctuante de la potencia PV [9]. Por lo tanto, es sensato incorporar gradualmente los SER en las redes existentes y transformar y adaptar soluciones al sistema con el paso del tiempo [3].

Todo lo anterior es una muestra de la necesidad creciente del aprovechamiento de las energías renovables y de que la gestión eficiente de la energía PV es imprescindible. De acuerdo a lo reportado en [7], la mayoría de los inversores fotovoltaicos actuales conectados a la red no tienen la capacidad para proporcionar soporte de voltaje, y funcionan con un factor de potencia unitario, por lo tanto, es la empresa proveedora del servicio eléctrico la responsable

de la administración de la potencia reactiva. Luego, la operación de los sistemas eléctricos de potencia del futuro y sus componentes, requieren de nuevas y avanzadas funciones de control, y en conjunto, deben integrarse con determinadas soluciones de automatización, dispositivos electrónicos inteligentes y componentes de red [10],[11].

En sus inicios, los inversores tenían estructuras básicas donde solo se alcanzaban 2 o 3 niveles de tensión. Posteriormente las estructuras se fueron modificando hasta alcanzar configuraciones multinivel. Para los nuevos proyectos de redes eléctricas, existe una tendencia importante de considerar las topologías de convertidor multinivel debido a sus características [12],[13]: no requieren de voluminosos filtros pasivos ni del transformador de baja frecuencia, logran mejoras significativas en términos de eficiencia y costo en sistemas de gran escala, bajos dv/dt , mejor desempeño en cuanto a armónicos de corriente, el uso de semiconductores de menor tensión y la generación de una señal de salida con baja distorsión armónica total. Por tales motivos, su uso simplifica el diseño de recursos de energía distribuidos y permite la conexión directa de los convertidores de electrónica de potencia a las líneas de distribución de energía. Entre las configuraciones multinivel más utilizadas se encuentran: el inversor con diodos de enclavamiento (NPC), el inversor de capacitores flotantes (FC), el inversor modular (MMC) y el inversor de puentes H puestos en cascada (CHB); además, se pueden encontrar combinaciones entre ellas. En la literatura se observa que para los sistemas PV a gran escala existe una tendencia reciente a estudiar más la configuración en cascada, donde el convertidor multinivel se compone de inversores conectados en cascada conformando ya sea una estructura monofásica o trifásica.

El enfoque para la gestión de los nuevos sistemas de energía eléctrica está caracterizado por una mayor entrada de recursos de generación distribuida basados en inversores que pueden utilizarse para inyectar potencia activa, reactiva y armónicos (los dos últimos pueden aplicarse incluso si la fuente de energía primaria no está disponible) [3]. Los servicios auxiliares son similares a los que proporcionan las centrales eléctricas tradicionales para garantizar la operación segura y estable del sistema, pero ofreciendo posibilidades adicionales para una mejor gestión de la energía. En este trabajo de investigación se aborda el control de un sistema trifásico de generación fotovoltaica multinivel de gran escala interconectado a la red eléctrica de forma que ayude a mejorar la calidad de la energía de la misma para un mejor uso de la energía solar, proporcionando a la vez servicios de soporte de red.

Organización del trabajo

En el Capítulo 1 se presenta el estado del arte respecto a las diferentes funciones que puede realizar un convertidor para la conexión a futuro a la llamada red inteligente. Además, se selecciona una topología de un convertidor fotovoltaico trifásico multinivel a partir de las estructuras encontradas en la literatura.

En el Capítulo 2 se exponen los criterios de análisis para desarrollar el modelado y dimensionamiento de la topología multinivel; y se establecen los límites de operación en los que el convertidor puede trabajar sin que se exceda su capacidad nominal o existan problemas como la sobremodulación.

En el Capítulo 3 se exponen los aspectos considerados en el diseño del sistema de control, que incluye la selección de los controladores y del algoritmo para realizar el seguimiento del punto de máxima potencia, para lograr que el convertidor multinivel realice las tareas de: inyección de potencia activa en un amplio rango de irradiancia solar y funciones adicionales de redes eléctricas inteligentes, así como la operación ante desbalances de las potencias de entrada en el convertidor modular multinivel.

En el Capítulo 4 se realiza la validación mediante simulación del convertidor multinivel trifásico con el sistema de control propuesto para realizar las funciones anteriormente descritas.

Finalmente se presentan las conclusiones y aportaciones del trabajo de tesis, propuestas de trabajos futuros y las publicaciones científicas generadas.

Se incluyen además dos apéndices: el primero contiene el modelado y dimensionamiento de un convertidor monofásico que sirvió como punto de partida para luego trasladar el análisis a la topología multinivel, y el segundo, expone los resultados experimentales que se obtuvieron.

Capítulo 1

Estado del arte y selección de la topología del convertidor

1.1. Introducción

Con el objetivo de mantener uniformes los requerimientos para asegurar la confiabilidad y la estabilidad de las redes eléctricas, se han desarrollado normas que establecen guías específicas para la integración de los SER a la red. Estas normas y los llamados códigos de red tienen la responsabilidad de mantener estable la tensión y la frecuencia, garantizar la regulación de potencia, el control de armónicos, la compatibilidad electromagnética, responder ante condiciones atípicas del sistema, y la restauración del mismo. En [1],[6],[14] se mencionan algunas de estas normas: IEEE Std 1547, IEEE Std 519, IEC Std 60364-7-712, IEC Std 61727, IEC Std 61683, EN Std 6000-3-2, UL Std 1741, EN 50160, entre otras.

Como se mencionó anteriormente, el sistema eléctrico futuro y sus componentes requieren de funciones avanzadas de control. La disponibilidad de la tecnología de la información y la comunicación, así como de los conceptos avanzados de automatización, brindan oportunidades para operar las redes eléctricas altamente interconectadas con los componentes correspondientes, de una manera más efectiva, conocida bajo el término de “red inteligente”, como se observa en la Figura 1.1. Ésta garantiza el desempeño de una red eléctrica en términos de confiabilidad, flexibilidad, automatización, eficiencia, escalabilidad, calidad del servicio, seguridad y economía [15].

Para poner en práctica la visión de las redes inteligentes y las funciones correspondientes, se necesita inteligencia distribuida en cada uno de los diferentes niveles del sistema de energía. En [10] se establece una categorización de estos niveles y se indica qué tipo de inteligencia se necesita en cada uno de ellos. En el nivel de subcomponente se encuentra la electrónica de potencia y dentro de ella, los convertidores de electrónica de potencia (CEP). Las topologías, los dispositivos, el control y las técnicas de modulación más adecuadas son fundamentales para cumplir con las normas, los códigos de red y/o reglas de interconexión, y así evitar la aparición de problemas de inestabilidad y fallas, logrando operaciones de alta eficiencia.

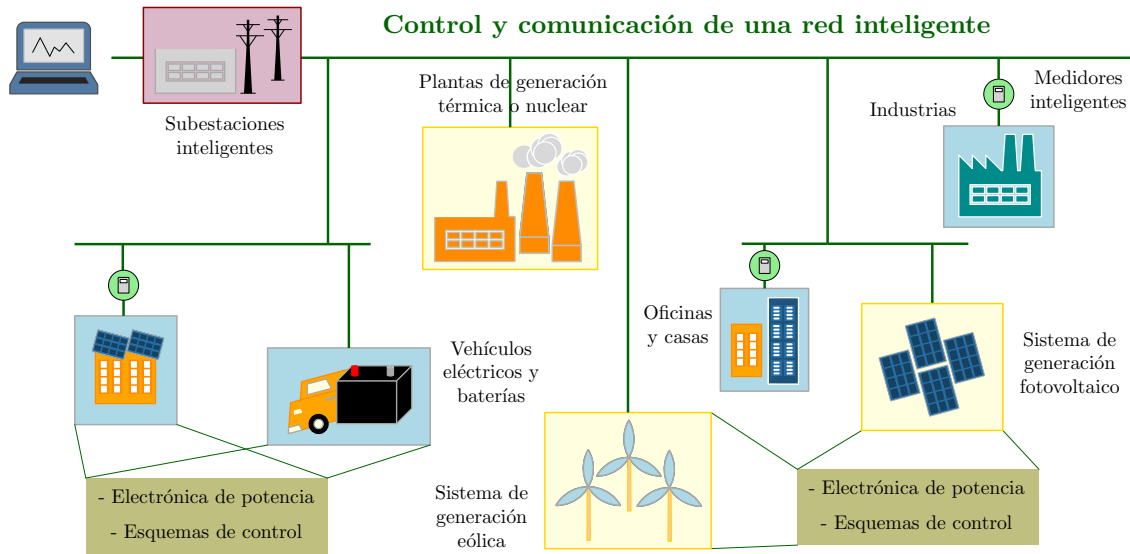


Figura 1.1: Concepto de red inteligente y sus componentes.

En la Figura 1.2 se muestran las principales tareas que puede cumplir un CEP aplicado a un sistema fotovoltaico [3],[9],[16], incluyendo la integración inteligente a la red ($\cdot$), las cuales se explican a continuación: (1) los convertidores pueden tomar un rol activo y actuar como filtros activos de potencia; (2) el inversor conectado debe detectar cuando se produzca un corte de energía e inmediatamente dejar de suministrar potencia; (3) si la red no lo demanda, no entregar toda la potencia activa disponible o almacenarla; (4) permitir la integración con otros sistemas de energía, dígame baterías, turbinas eólicas, etc; (5) en períodos cortos de baja tensión de la red, deben mantenerse conectados con inyección de potencia reactiva, para evitar cortes; (6) se mantiene la frecuencia constante a partir de regular la potencia activa inyectada a la red; (7) se controla la potencia reactiva para mantener el nivel requerido de tensión de la

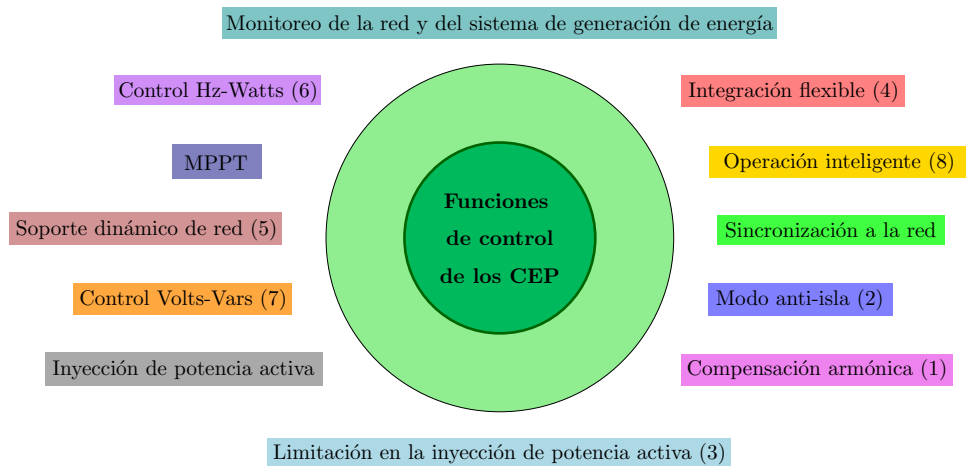


Figura 1.2: Funciones básicas e inteligentes de los CEP para la integración a la red eléctrica moderna.

red; (8) inyección o compensación de VAR en las noches, cuando no hay irradiancia solar y los inversores fotovoltaicos permanecen inactivos. En el marco de las redes inteligentes, también se incluye la comunicación bidireccional entre los diferentes elementos que conforman el sistema, es decir, generadores y cargas.

1.2. Estado del arte

De manera general, las principales líneas de investigación sobre los sistemas fotovoltaicos de gran escala conectados a la red están relacionadas con [15],[17]: (i) incrementar la seguridad y la eficiencia del *hardware* y *software* para mejorar la confiabilidad del sistema; (ii) investigar más sobre los efectos de los armónicos para la operación conjunta de múltiples sistemas fotovoltaicos; (iii) desarrollar nuevos conceptos de regulación para que puedan integrarse con el sistema, ya sea en inversores, controladores y tecnologías dedicadas al acondicionamiento de la tensión. Esto permitirá la regulación de tensión para mitigar el parpadeo (*flicker*) y las fluctuaciones en las líneas; (iv) mejorar las comunicaciones

del sistema y del esquema de control a través de la aplicación de sensores; y (v) aumentar el uso de los “conceptos avanzados de integración” para microrredes y las funciones de optimización del sistema, con el fin de mejorar la competitividad de la generación distribuida en perspectiva económica.

En la revisión del estado del arte realizada se observaron diferentes líneas de investigación respecto a los convertidores multinivel como son: propuestas de nuevas topologías, de diferentes esquemas de modulación y de sistemas de control para lograr las funciones descritas en la Figura 1.2 y/o la eliminación de desbalances entre fases y entre módulos o celdas del convertidor. Sin embargo, como el campo de estudio de este trabajo de tesis son los convertidores multinivel en aplicaciones PV de gran escala interconectados a la red brindando servicios inteligentes, es en ellos en donde se centra la atención para la revisión del estado del arte. Además, se toman en cuenta referencias que no consideran topologías multinivel pero que muestran funciones inteligentes que permiten la integración a la red eléctrica moderna, cuya información es útil para el desarrollo de la investigación.

A continuación, se presentan diferentes trabajos reportados como parte de la revisión bibliográfica realizada en la investigación doctoral.

Estrategias de control para la compensación de potencia reactiva

En [18] se presenta una topología con tres inversores monofásicos puestos en cascada alimentados cada uno por un panel PV, que suministran la potencia extraída a la red y a una carga lineal local. Asumiendo que la corriente instantánea de la carga puede medirse, se calcula la corriente reactiva de referencia aplicando la teoría generalizada de potencia reactiva y mediante el esquema de control propuesto se provee tanto potencia activa como la potencia reactiva requerida por la carga, obteniéndose un factor de potencia (FP) unitario en el punto de conexión común (PCC).

Una nueva estrategia de compensación de potencia reactiva se describe en [19] para un esquema trifásico de inversores en cascada. A partir del análisis de la relación tensión-potencia, se

propone un algoritmo optimizado de compensación de potencia reactiva en el cual después de medir la tensión de cada módulo del convertidor se determina la distribución de las potencias activa y reactiva en cada uno de ellos. Las componentes de tensión en el marco síncrono de coordenadas dq se controlan independientemente para implementar un control desacoplado de las potencias. La potencia reactiva necesaria para la compensación está asociada con el índice de modulación de los inversores de salida en cascada. Se realizan varias pruebas donde se disminuye o aumenta la potencia que entregan los paneles y cuando se produce sobremodulación, el control actúa para absorber o inyectar potencia reactiva a la red, según corresponda. En [20], los mismos autores ponen en práctica la técnica de control en una topología con una estructura diferente en la etapa de CA, es decir, una cadena conformada por varios inversores en cascada se conectan en paralelo a otro inversor que maneja mayor potencia, y luego, estos inversores generales también se conectan en cascada. Bajo este enfoque se observa un desbalance de magnitud entre las corrientes de fases de la red.

En [21] se introduce una estrategia de control flexible para la operación de inversores puente H en cascada, que es capaz de balancear las tensiones de los buses de CD mientras inyecta potencia activa y reactiva en condiciones de desbalance en las potencias de entrada. Las tensiones de red se introducen en un algoritmo para determinar la referencia de corriente reactiva, mientras que mediante las tensiones de los buses de CD se calcula la referencia de corriente activa. El controlador de corriente se implementa en el marco de referencia $\alpha\beta$ y las tensiones de referencia se calculan con base en el error entre las corrientes de los ejes α y β y las corrientes instantáneas de la red. Se utiliza un controlador de tensión con retroalimentación hacia delante para disminuir el efecto de la variación en la tensión del bus de CD.

En otro trabajo se propone una estrategia que combina la compensación de potencia reactiva con un método de modulación que extiende el rango de operación de un convertidor trifásico multinivel con aislamiento en alta frecuencia en condiciones de desbalance de las potencias de entrada [22]. Se realiza una modificación de la modulación por desplazamiento de nivel (LS-PWM) que reduce a la mitad el número de conmutaciones durante un período de conmutación, con respecto a la cantidad obtenida con las modulaciones convencionales por desplazamiento de fase (PS-PWM) y LS-PWM; minimizando también la cantidad de potencia reactiva requerida, y por lo tanto, el sistema puede manejar escenarios más severos de desbalances de entrada entre los módulos.

En el convertidor trifásico presentado en [23], las potencias activa y reactiva se controlan en el marco de referencia dq a través de controladores PI. El sistema de control diseñado le permite al convertidor operar en condiciones estables incluso ante una caída simultánea del 70 % en las tensiones de dos fases y ante fallas entre líneas y a tierra. En [24] se propone una técnica de inyección de voltaje de secuencia cero para evitar la sobremodulación ante la falla de un módulo en un convertidor trifásico multinivel. La técnica propuesta implementada también con controladores PI ayuda a equilibrar las tensiones de la línea, así como el intercambio de potencia activa y reactiva en la red durante una condición posterior a la falla.

Una estrategia para balancear las tensiones de los buses de CD de tres inversores puestos en cascada y un nuevo control de potencia reactiva se describen en [25]. A partir de la teoría dq , la componente de transferencia de potencia reactiva se distribuye entre las celdas que tienen

menor corriente, de manera que con la porción añadida, no se exceda la tensión establecida que debe dar cada módulo. El índice de modulación de los interruptores de cada puente H, queda en función de la corriente directa que da cada arreglo de paneles PV, de la componente activa de la tensión total y de la componente reactiva de la tensión de salida del puente de cada módulo del convertidor. La estrategia de control de potencia reactiva adoptada previene al sistema de inestabilidad ante grandes condiciones de desbalance entre los arreglos PV.

Estrategias de control para la compensación de armónicos de corriente

Los inversores de aplicación en sistemas fotovoltaicos pueden actuar como filtros activos de corriente (FAC) para mejorar la calidad de la energía en el PCC mitigando los armónicos introducidos por una carga no lineal (CNL) conectada localmente. Diferentes esquemas de control de convertidores actuando como FAC se reportan en la literatura.

En [26] se presenta un método simple para un inversor multinivel NPC que determina la corriente de referencia por el método de detección de picos, tomando como base la tensión de CD, y las tensiones y corrientes de fase. A partir del control por histéresis se suministran las componentes armónicas y la potencia reactiva requerida por la carga, así como una pequeña porción de potencia activa necesaria para cubrir las pérdidas de conmutación de los interruptores y mantener la tensión del bus de CD constante. Dos convertidores trifásicos en configuración back-to-back con controladores PI en el marco de referencia dq funcionan en [27] como un sistema que puede proporcionar energía fotovoltaica a la red y a la carga no lineal, además de compensar los armónicos y los desbalances de esta última. En [28] se emplea un filtro pasivo que cancela los armónicos 5 y 7 de la corriente, mientras que el convertidor trifásico operando como FAC mediante el control por histéresis, provee la potencia reactiva y cancela los armónicos de órdenes superiores de una CNL trifásica en presencia o en ausencia de energía solar, logrando en la red un FP cercano a la unidad.

Combinando un filtro Volterra y el control por histéresis, el convertidor trifásico presentado en [29] logra un buen desempeño ante cambios de la irradiancia solar y fluctuaciones de la tensión en el PCC, además de equilibrar las corrientes de la red en presencia de desbalances de la CNL y compensar la potencia reactiva y los armónicos de la misma, manteniendo un FP unitario en la red en todo momento. En [30] se combinan controladores PI para la regulación del bus de CD y el control por histéresis para las corrientes de las fases en función de lograr que el convertidor trifásico alimentado con dos fuentes (PV y baterías) opere adecuadamente ya sea conectado o no a la red, ante caídas de tensión, variación de la irradiancia, y compensando la demanda de potencia reactiva y de armónicos de una CNL, incluso en ausencia de energía solar. Para el convertidor trifásico multinivel que se presenta en [31] se propone un control en el marco de referencia abc con controladores PI que logra la operación ante variación de la irradiancia, ante desbalances de una carga lineal y no lineal, y mitiga la demanda armónica y de potencia reactiva de la CNL. A través de un esquema basado en pasividad (PBC), un inversor fotovoltaico monofásico en [32] genera la corriente necesaria para cancelar el contenido de armónicos y compensar la potencia reactiva de la CNL manteniendo un FP en la red superior a 0.9, ya sea en presencia o ausencia de generación de energía fotovoltaica.

En [33] se utiliza un inversor multinivel trifásico para inyectar a la red la potencia generada

por los paneles PV y también para mejorar la calidad de la energía en el PCC, actuando como filtro activo. La estrategia del sistema de control propuesto consiste en el seguimiento de la referencia de corriente usando controladores PI en el marco de referencia síncrono dq y un modulador de corriente periódica triangular para las señales de conmutación del inversor multinivel. También, en [34] se busca mejorar la calidad de la energía en el PCC utilizando un método para optimizar la tensión del bus de CD de un convertidor multinivel actuando como compensador trifásico estático, en función de lo que piden las cargas. El método propuesto es capaz de compensar la potencia reactiva, el desequilibrio y los armónicos demandados por una carga trifásica desbalanceada y otra no lineal conectadas ambas en el PCC, incluso en la noche, con la ayuda de baterías.

Estrategias de control combinadas

En la literatura también se pueden encontrar estrategias de control que le permiten a los convertidores fotovoltaicos realizar varias funciones auxiliares. En [9] se describe un control flexible para convertidores monofásicos que fácilmente cambia de un modo de operación a otro. Basado en la teoría pq monofásica, la estrategia de control ofrece la posibilidad de generar las referencias apropiadas para el lazo interno de control de corriente que dependen de las condiciones del sistema y de las demandas específicas tanto del operador como del prosumidor (productor-consumidor). Los casos de análisis son: (1) *low voltage ride through (LVRT)* (es la capacidad de los generadores eléctricos de mantenerse conectados durante breves instantes de baja tensión en la red); (2) la inyección de potencia reactiva en las noches; (3) la limitación en la entrega de potencia activa; y (4) el control de potencia para mejorar la confiabilidad (dada la relación entre las pérdidas y la temperatura, es posible controlar la temperatura del dispositivo, asignando adecuadamente la distribución de potencia activa y reactiva en el convertidor de potencia).

Para mejorar la calidad de la energía, en [35] se utiliza una estrategia de control para un convertidor de dos etapas trifásico la cual combina la función de inyectar potencia activa con la compensación de los armónicos generados por una carga no lineal. Esta tarea se realiza mediante modelos de control predictivo de estados de control finito con un paso de horizonte de predicción de la corriente de control, la cual es generada a partir de la teoría de potencia instantánea en el marco de referencia $\alpha\beta$. El inversor monofásico de [36] utiliza un controlador repetitivo para la tensión de CD y un lazo de control de corriente basado en PI, de manera que no solo se compensan los armónicos de corriente demandados por una CNL sino que también se proporciona soporte de tensión a la CNL frente a caídas de tensión del generador de la red, mediante la inyección de potencia reactiva. En otro trabajo, a través de controladores PI en cascada, el inversor trifásico multifuncional de [37] combina la inyección de potencia activa a la red con la compensación de potencia reactiva, o la inyección de potencia activa con la compensación de la secuencia negativa, o la inyección de potencia activa con la compensación armónica, es decir, aplica a la vez solamente una de las 3 combinaciones.

A partir de la curva de control Volt-Watt del inversor trifásico inteligente presentado en [38] se establece un método para controlar la tensión en el PCC mediante la reducción de la potencia activa entregada por el convertidor. El controlador PI de la etapa CD-CD regula la potencia

activa que entregan los paneles, mientras que el PI del inversor, se encarga de la tensión del bus de CD y de la corriente de la red, de manera que se reduce la potencia, para disminuir la tensión entregada en el PCC, y viceversa; por lo tanto, las fluctuaciones de sobretensión pueden mitigarse utilizando el propio convertidor.

En [39] se presenta una estrategia de control utilizando lógica difusa para un convertidor *boost* conectado un inversor trifásico, la cual gestiona las prioridades de la función a realizar entre la generación de potencia activa, la compensación de potencia reactiva y en último lugar, la mitigación de los armónicos de corriente generados por una CNL conectada al PCC. Cabe destacar que dado el orden de prioridad, la reducción de la distorsión armónica total (THD) de la corriente de la red con y sin la operación como FAC, no es representativa. La misma topología se utiliza en [40] pero en este caso, mediante una estrategia de control basada en filtros de Kalman, el convertidor puede realizar múltiples funciones como corrección del FP, mitigación de armónicos de una CNL conectada en el PCC, y la inyección de potencia reactiva para lograr el funcionamiento continuo bajo fallas de voltaje desbalanceadas (de línea a tierra y de doble línea a tierra). En presencia de una falla en la red, el convertidor de la etapa de CD se controla para reducir la inyección de potencia activa y en función del valor de la caída de tensión se ajusta de forma adaptable el suministro de energía reactiva a la red. En condiciones normales de operación y con la CNL conectada se obtiene un FP unitario y corrientes de las fases balanceadas, incluso en presencia de desbalances en la CNL.

La principal contribución del trabajo reportado en [41] es controlar un convertidor multinivel de puentes en cascada trifásico para que inyecte a la red la potencia PV generada y también, para que actúe como filtro híbrido activo (combinación filtro pasivo y activo) para compensar los armónicos y la demanda de potencia reactiva de una CNL conectada localmente incluso en ausencia de energía solar. En el marco *dq* se extraen las referencias de corrientes reactiva y de las componentes armónicas de la CNL, y se transforman nuevamente al marco *abc*. La corriente de referencia final consiste en la suma de las 3 señales de referencia obtenidas: corriente activa, reactiva y armónica, y mediante controladores PI se generan las señales de conmutación de los interruptores del inversor. Cabe mencionar que se parte de que no existen desbalances en la potencia de entrada que recibe cada módulo.

En [42] se propone un esquema de control para un convertidor multinivel trifásico de gran escala que posibilita la inyección de potencia activa a la red, el intercambio de potencia reactiva con la misma y puede operar en condiciones de desbalance entre las potencias a la entrada de los módulos. A través de controladores PI se regulan las tensiones de los buses de CD y con el PBC se controlan las corrientes de las fases. Mediante un comando se le ordena al convertidor inyectar o absorber potencia reactiva con la red, incluso en ausencia de energía solar, o ante desbalances entre las potencias a la entrada de los módulos. También el convertidor multinivel trifásico de gran escala formado por puentes H en cascada de [43] procesa potencia reactiva para eliminar la sobremodulación originada por los desbalances de potencia, pero además, la utiliza para dar soporte a la red durante una condición de LVRT.

1.3. Problema de investigación

Con base en la revisión del estado del arte presentada anteriormente se observa que se han propuesto diferentes sistemas de control para convertidores de aplicación fotovoltaica monofásicos o trifásicos, multinivel o no, ya sea para lograr el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT), la operación como filtro activo, como soporte a la carga ante variaciones de tensión de la red mediante el manejo de potencia reactiva, para la compensación de desbalances en la carga, la compensación de potencia reactiva y/o de armónicos de corriente requeridos por una carga conectada localmente, entre otros. Además, se observa que la mayoría de los trabajos que incluyen servicios inteligentes proporcionados de manera simultánea por un solo convertidor utilizan topologías que no son multinivel y operan a baja escala. Por lo tanto, existe una creciente necesidad de convertidores fotovoltaicos para generación a gran escala multifuncionales para conformar redes eléctricas inteligentes.

1.4. Hipótesis de investigación

A partir de las estrategias de control lineal y no lineal es posible desarrollar una técnica de control para una topología de convertidor multinivel trifásico de aplicación fotovoltaica interconectado a la red que genere las referencias apropiadas para lograr simultáneamente, además de la inyección de la potencia activa generada a la red, funciones auxiliares que le permitan operar en redes eléctricas inteligentes, así como mejorar la calidad de la energía en el PCC. En el contexto de que el convertidor multinivel tenga la capacidad de: (1) suministrar y absorber potencia reactiva para brindar soporte dinámico de red ante variaciones cortas de tensión, y (2) actuar como filtro activo para la inyección de armónicos demandados por una carga no lineal conectada localmente, además de (3) proporcionar la potencia reactiva que demande dicha carga, (4) inyección balanceada de potencia activa aun ante sombreados parciales o irradiancias de entrada diferentes.

1.5. Objetivos de investigación

Objetivo general

Investigar una topología de convertidor multinivel trifásica para la integración a la red eléctrica de generación fotovoltaica en gran escala, que provea inyección de potencia activa y funciones adicionales de redes eléctricas inteligentes, así como la operación ante desbalances en la potencia de entrada de los módulos del convertidor.

Objetivos específicos:

- ☐ Seleccionar una topología de convertidor multinivel trifásico considerando criterios de reducido número de componentes, modularidad, aislamiento, eficiencia y extracción de la máxima potencia.

- Estudiar y evaluar las capacidades del convertidor para llevar a cabo las tareas de inyección de potencia activa, flujo de potencia reactiva, y filtrado activo de corrientes armónicas.
- Diseñar un sistema de control automático para llevar a cabo de forma simultánea las funciones de inyección de potencias activa y reactiva, el filtrado activo y además, la operación ante desbalances de la potencia de entrada de cada módulo. Dentro de esta temática se encuentran también los métodos para la generación de referencias.
- Realizar la validación por simulación para un sistema trifásico de 1.41 MVA (1 MW, 1 MVAR) y 13.2 kV, probando las funciones mencionadas.

1.6. Selección de la topología trifásica multinivel

Inicialmente, los sistemas PV se basaban en inversores centralizados que interconectaban una gran cantidad de paneles a la red, como se observa en la Figura 1.3 a). Los arreglos PV se dividían en extensas conexiones series llamadas *string* (cadenas), cada una generando una alta tensión. Luego, la tendencia fue a descentralizar los grandes bloques conectados a un solo inversor y se conectaba una cadena o un solo panel PV por cada inversor, como se muestra en la Figura 1.3 b) y d) respectivamente. A continuación, se agregó una etapa intermedia donde las cadenas eran interconectadas con su propio convertidor CD-CD (incluso con aislamiento en alta frecuencia) a un inversor común y cada una podía ser controlada individualmente. Esta tecnología fue nombrada *multi-string*, la cual se representa en la Figura 1.3 c). En [2],[5] se puede consultar mayor información respecto a la evolución de inversores conectados a la red.

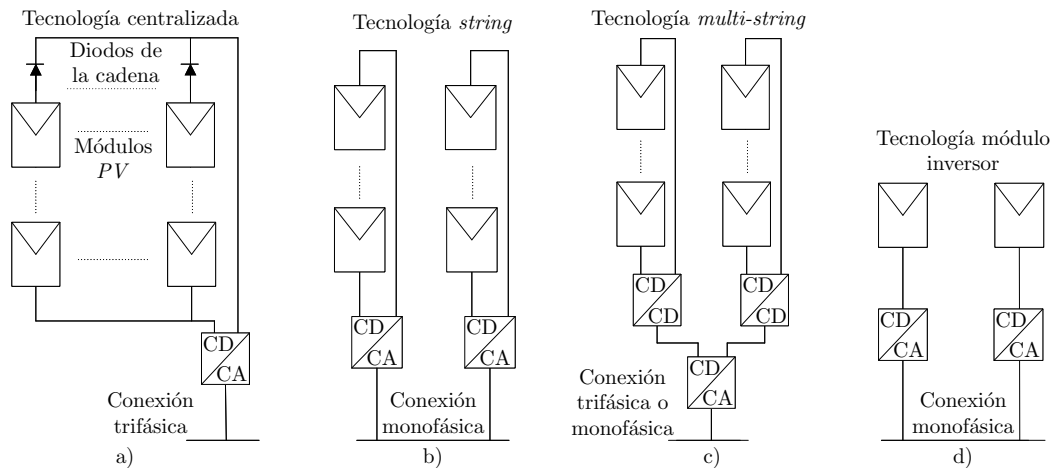


Figura 1.3: Tecnologías de inversores PV conectados a la red.

Para sistemas de gran escala actualmente se utilizan topologías *multi-string* (poco frecuente) y mayoritariamente inversores centrales [6],[44]. El inversor centralizado es robusto, tiene

baja variación de voltaje de CA y relativamente bajos costos de instalación y mantenimiento respecto a otras tecnologías. Sin embargo, también incluye algunas limitaciones como cables largos de corriente directa de alta tensión entre los arreglos PV y el inversor, que producen grandes pérdidas y un diseño no flexible donde los beneficios de la producción en masa no pueden ser alcanzados debido al MPPT centralizado. Por su parte, la conexión *multi-string* es muy atractiva, pero el principal inconveniente es el costo de instalación y mantenimiento a medida que aumenta el número de inversores. En ambos casos se agrega como principal desventaja: el transformador elevador de acoplamiento a la red, el cual procesa la potencia a la salida del convertidor en bajo voltaje. Como consecuencia, se tienen corrientes más altas, lo que se traduce en pérdidas por conducción y por conmutación más elevadas en sus componentes, reduciendo así la eficiencia total del sistema. Debido a esta desventaja es que las investigaciones han considerado evaluar recientemente a los inversores multinivel para en un futuro conectar este tipo de convertidores a las redes eléctricas, dado que como no requieren del voluminoso transformador de baja frecuencia, ni grandes filtros pasivos, logran mejoras significativas en términos de eficiencia y se usan semiconductores de menor tensión.

A partir de la revisión bibliográfica realizada se encontraron diversas topologías multinivel aplicadas a generación fotovoltaica a gran escala con diferentes estructuras [19],[42],[41],[45]-[55]. En [56] se recomienda para topologías de gran escala, que cada módulo debe tener un convertidor CD-CD con aislamiento, así cada cadena de paneles puede ser puesta a tierra y se evitan los riesgos de las corrientes de fuga circulantes por las capacitancias parásitas de los módulos PV. Tomando esta recomendación en cuenta, las referencias [49],[43],[54] se descartan como topologías a considerar en este trabajo de tesis, ya que son estructuras que no tienen aislamiento en media frecuencia. De las configuraciones restantes se observan 4 estructuras de diseño: (1) tensión fotovoltaica común [48], es decir, todos los arreglos PV se conectan a un mismo bus y de ahí se alimentan los módulos de cada fase por separado; (2) enlace magnético común [42],[45],[51],[55], donde en cada módulo las tres fases parten de un mismo núcleo magnético; (3) bus de CD común [47] donde varios convertidores CD-CD se conectan a un mismo bus de CD; y (4) todo separado, es decir, no existe un bus común ni en la parte de CD ni en la parte de CA [19],[41],[46],[50],[52],[53]. Una desventaja importante de las estructuras (4) son los desbalances de potencia por fase causados por sombras, falta de homogeneidad de temperatura, tolerancias de fabricación y celdas defectuosas [46],[52]. En la literatura se han buscado diferentes soluciones de control para eliminar este inconveniente; sin embargo, de forma natural la configuración (2) elimina este desbalance ya que todas las fases comparten el mismo flujo magnético, y por lo tanto, se propone utilizar este tipo de estructura en este trabajo de tesis. Lo siguiente a seleccionar es la etapa del convertidor CD-CD.

De las topologías multinivel PV mencionadas, en [19],[48] se utiliza un convertidor *full-bridge* CD-CD resonante LLC alimentado por un *interleaved-boost* (*interleaved-boost full-bridge LLC CD-CD converter*); en [51],[55] se emplean convertidores *full-bridge* CA-CA, mientras que en [53] se usan convertidores *dual active bridge*. En las 5 referencias anteriores se trabaja con flujo bidireccional de la potencia utilizando en todos los casos dos puentes completos de interruptores a cada lado del transformador de frecuencia media (TMF), además de inductancias y capacitancias adicionales. En [42],[45] se coloca un *boost* delante del convertidor *full-bridge*

CD-CD, lo que incrementa el número de componentes y en [46] se emplea el convertidor *flyback* el cual es más recomendado en aplicaciones de baja potencia, ya que en aplicaciones de alta potencia el transformador requiere de un entrehierro grande, que resulta en aumentar el flujo de dispersión implicando una transferencia reducida de energía, además de las sobretensiones que se producen en los terminales de los interruptores.

La estructura de la etapa de CD que se propone en este trabajo es el convertidor *full-bridge* CD-CD [41],[47],[50], el cual se caracteriza por tener alta eficiencia, bajo estrés en los dispositivos de conmutación y es robusto ante fallas [57], además de que tiene un buen desempeño en el seguimiento del MPP y permite una amplia variación de la carga [58].

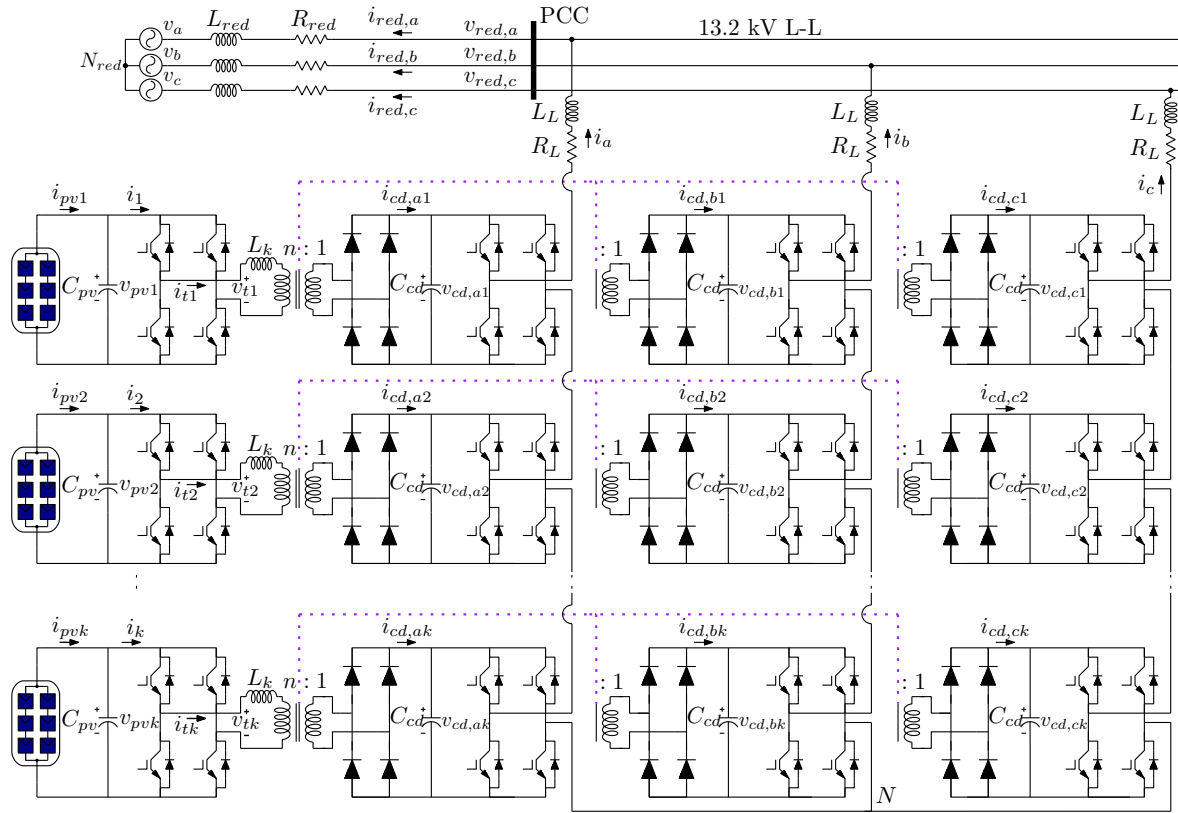


Figura 1.4: Propuesta de topología de convertidor multinivel trifásico fotovoltaico interconectado a la red para generación de energía eléctrica a gran escala.

Dadas las selecciones previas, en la Figura 1.4 se observa la topología propuesta para el convertidor multinivel trifásico, consistente en k -módulos conectados en cascada. Cada módulo tiene a su entrada un arreglo de paneles PV conectado al convertidor *full-bridge* CD-CD, el cual permite extraer la máxima potencia de este arreglo. El transformador de la etapa CD-CD opera a media frecuencia y consta de un primario y tres secundarios idénticos, de forma que se logra un balance natural de las potencias de fase. En cada secundario se conecta un puente rectificador, seguido de un bus de CD y de un inversor de puente completo, para conformar las 3 fases de salida por módulo. Luego estas salidas se conectan en cascada con las de los

otros módulos y finalmente a la red de media tensión a través de una impedancia de enlace por fase. El neutro del convertidor N y el neutro de la red N_{red} están separados y aislados de tierra, y se considera un sistema balanceado. Por seguridad los paneles PV se aterrizan. En los análisis de este trabajo no se consideran los efectos causados por las corrientes de fuga.

Justificación de la propuesta

1. Modularidad e ininterrupción del servicio: el análisis derivado para un solo módulo (modelado, dimensionamiento, control) es aplicable para los demás. Mediante la reconfiguración del circuito, la falla de un módulo no implicaría poner fuera de servicio al sistema completo.
2. Se elimina el voluminoso transformador de baja frecuencia: la topología multinivel permite alcanzar el voltaje deseado de media tensión y así conectarse de forma directa a la red, evitando además las pérdidas que se originan al operar la corriente en baja tensión y alta potencia.
3. Aislamiento galvánico en media frecuencia: el emplear media frecuencia para el diseño del transformador permite manejar la misma potencia requerida pero con un volumen físico y peso menores.
4. Se utilizan dispositivos de menor tensión nominal debido a la subdivisión por módulos.
5. Seguimiento de la máxima potencia y regulación de voltaje de CD independientes por módulo.
6. Balance natural de las tensiones de los buses de CD: con el enlace magnético común el voltaje y la potencia se divide en partes iguales entre las fases.
7. Convertidor *full-bridge* CD-CD: topología eficiente, robusta, con buen desempeño para realizar el MPPT, y que mediante la modulación por desplazamiento de fase, puede lograr la conmutación suave de los interruptores y diodos.
8. Filtro de enlace para interconexión a la red de baja dimensión: la estructura multinivel se traduce en una alta frecuencia de conmutación equivalente de salida, con lo que el inductor de enlace puede reducirse.

La integración de los SER con convertidores de potencia que ofrezcan servicios auxiliares, los desarrollos tecnológicos en sistemas de almacenamiento de energía, la existencia de cargas flexibles, de subestaciones y medidores inteligentes, junto con soluciones avanzadas de información y comunicación dan como resultado un mayor grado de automatización en las redes eléctricas, lo cual permite implementar un sistema de red inteligente donde se pueda monitorear, administrar y optimizar la energía eléctrica y sus componentes. Al conectar el convertidor de la Figura 1.4 a la red se espera que el mismo inyecte a ésta la potencia activa extraída de los arreglos de paneles y que tenga la capacidad para intercambiar potencia reactiva con la red y compensar los armónicos de corriente de una carga no lineal conectada localmente. Además, debe existir una capa superior de control dentro del sistema de gestión de la red que genere un comando para que el convertidor maneje potencia reactiva en caso de variaciones cortas de voltaje en la red, y así brindar soporte dinámico de tensión en el PCC. En cuanto a la función de filtro activo de corriente, el convertidor, como generador distribuido,

puede compensar la distorsión armónica generada por cargas no lineales de su propio sistema o brindar el servicio a cargas industriales vecinas que lo requieran. Por otra parte, la integración cada vez mayor de SER a las redes puede provocar la inyección de componentes armónicas en el punto de acoplamiento y estas componentes pueden mitigarse mediante la acción de un convertidor vecino que funja como compensador de armónicos.

En los capítulos siguientes se aborda el análisis completo: modelado, dimensionamiento, estudio del desempeño en diferentes puntos de operación, diseño del sistema de control y validación mediante simulación para esta topología de la Figura 1.4.

Capítulo 2

Modelado, dimensionamiento y región de operación del convertidor

En este capítulo se realiza el modelado y dimensionamiento del convertidor multinivel trifásico mostrado en la Figura 1.4, y se estudia la capacidad del mismo para trabajar en diferentes puntos de operación. Para el análisis se plantean las siguientes consideraciones: (1) se tienen dispositivos de conmutación ideales, (2) el transformador se toma como un elemento ideal que cuenta con un devanado primario y tres devanados secundarios idénticos, y (3) se desprecia la corriente por la inductancia de magnetización del TMF. Dado que el capacitor del bus de CD (C_{cd}) actúa como elemento de desacoplo (si su valor es suficientemente grande de acuerdo a las especificaciones de tensión y potencia del sistema), las etapas de CD y de CA pueden modelarse por separado. Además, como todos los módulos son iguales, el estudio de todas las etapas de CD se simplifica a un solo módulo, ya que los criterios de análisis se cumplen para todos. Cabe destacar que en un principio el modelado y dimensionamiento se realizó para un convertidor monofásico con la misma estructura CD-CD que la de un módulo del convertidor multinivel, lo cual se presenta en el Apéndice A, y posteriormente se extendió el estudio a la topología multinivel.

Para facilitar la visualización, en la Figura 2.1 se muestra una representación de la fase x del convertidor multinivel donde $x = a, b, c$, de la cual se parte para desarrollar el modelado y el dimensionamiento del sistema. Notar que dado el enlace magnético común del TMF, la potencia extraída de los módulos P_{pvk} se divide en tres partes iguales para cada fase, es decir, $P_{xk} = P_{pvk}/3$. Además, se cumple que $P_{red,x} = P_{x1} + P_{x2} + \dots + P_{xk}$ y que $Q_{red,x} = Q_{x1} + Q_{x2} + \dots + Q_{xk}$, donde Q_{xk} es la potencia reactiva por módulo por fase intercambiada con la red. La etapa de la entrada está conformada por un arreglo de paneles que alimenta al convertidor *full-bridge* CD-CD con filtro de salida capacitivo (FBCC), en el cual se tiene una inductancia L_k que se compone de la inductancia de dispersión del transformador de media frecuencia más un inductor adicional. A través de los inversores de puente completo conectados en cascada, y de un filtro de enlace inductivo, la energía generada por los arreglos de paneles fotovoltaicos se inyecta a la red. Notar que se considera la resistencia parásita del

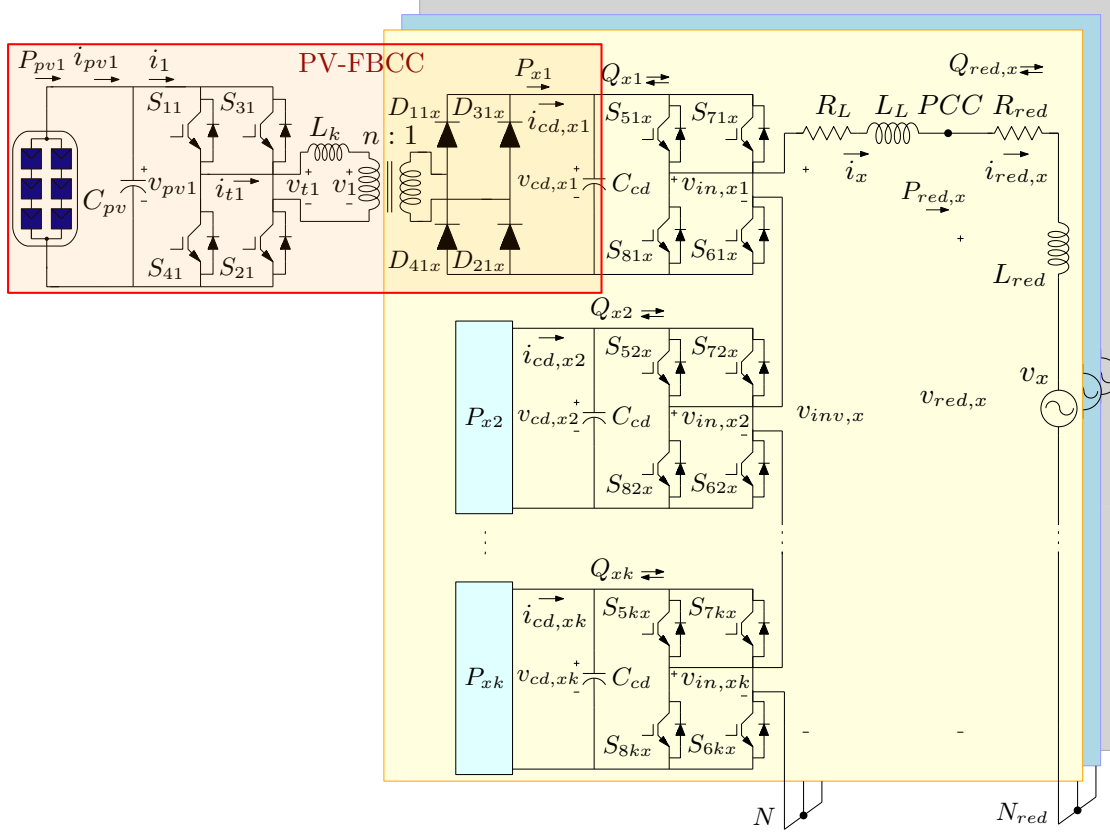


Figura 2.1: Representación de la fase x del convertidor trifásico multinivel de k módulos.

inductor de enlace (R_L), así como la impedancia de la red, dada por R_{red} y L_{red} .

2.1. Modelado del convertidor trifásico multinivel

En la literatura se pueden encontrar diferentes enfoques para la derivación de una función de transferencia de la planta de la etapa CD-CD con el fin de diseñar un sistema de control. Uno de los primeros trabajos que presenta un modelo de pequeña señal del convertidor *full-bridge* CD-CD convencional (FBLC), es decir, con un filtro de salida LC, operando en modo de conducción continua (CCM) es [59], el cual no es para aplicación fotovoltaica. En [60] y [61] se obtiene el modelo discreto del convertidor FBCC alimentado por una batería y el modelo promedio del FBCC alimentado con una celda de combustible, respectivamente. Por otra parte, las ecuaciones lineales en espacio de estado para el convertidor fotovoltaico FBLC se reportan en [62],[63]. En [64], se presentan modelos promedio de orden completo y de orden reducido de convertidores no aislados (*buck*, *boost*, *cuk*, *buck-boost*) operando en modo de conducción discontinuo (DCM). Sin embargo, no se han reportado desarrollos con respecto a la obtención de las ecuaciones en espacio de estado promediadas y lineales del convertidor PV-FBCC operando en DCM; y por lo tanto, en este trabajo de tesis se derivan

dichos modelos.

2.1.1. Modelado de la etapa arreglo PV-convertidor FBCC

De acuerdo a la teoría presentada en [63],[65],[66], la característica corriente-tensión de un panel fotovoltaico o de un arreglo de paneles se puede obtener utilizando un modelo de circuito equivalente tal y como se muestra en la Figura 2.2 (a). El procedimiento parte de determinadas constantes y coeficientes que dependen del panel y se llega a una ecuación no lineal que relaciona la corriente de salida con la tensión. Esta ecuación describe una curva en donde existe un punto de máxima potencia P_{mp} (MPP), que se corresponde con los parámetros nombrados: corriente de máxima potencia (I_{mp}) y tensión de máxima potencia (V_{mp}), ver en la Figura 2.2 (b). Si la tensión $v_{pv} < V_{mp}$, el panel opera como una fuente de corriente; mientras que si la tensión $v_{pv} > V_{mp}$, el panel se comporta como una fuente de tensión. A partir de la característica corriente-tensión, se obtiene un modelo linealizado en cualquier punto de esta curva [66], aunque normalmente se linealiza en el punto de máxima potencia. El modelo obtenido puede ser una fuente real de tensión o de corriente como se muestra en la Figura 2.2 (c).

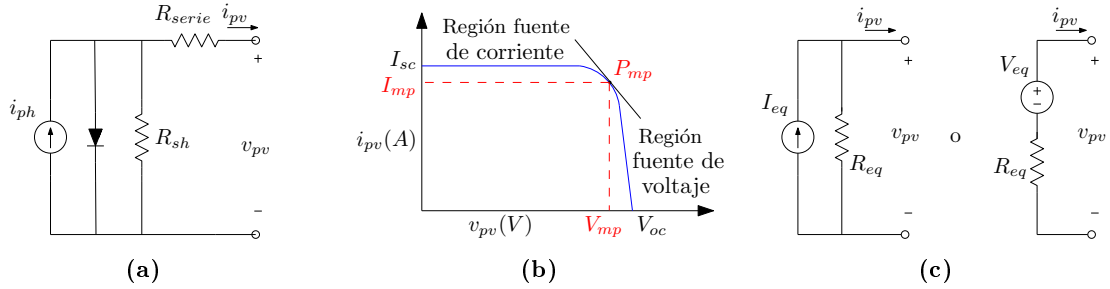


Figura 2.2: (a) Modelo del arreglo PV. (b) Curva característica I-V del arreglo PV. (c) Modelos equivalentes lineales.

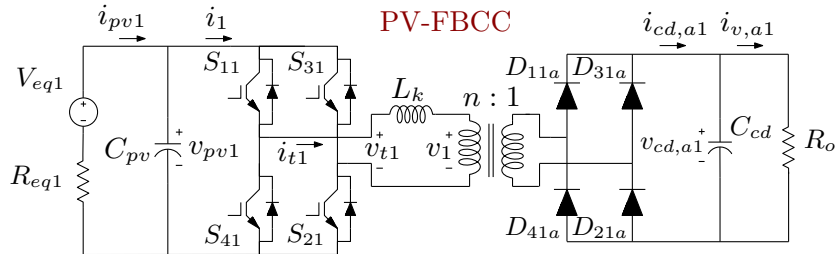


Figura 2.3: Convertidor PV-FBCC representado para el módulo 1 y la fase a de la topología multi-nivel.

Para obtener el modelo del convertidor PV-FBCC, es necesario conocer sus modos de operación. En la Figura 2.3 se muestra el circuito utilizado para el estudio, donde V_{eq1} es la fuente

equivalente de tensión y R_{eq1} es la resistencia equivalente que se obtienen al linealizar la curva característica I-V del arreglo PV en el MPP a 1000 W/m^2 , mientras que R_o representa una carga resistiva la cual se calcula sin considerar las pérdidas del sistema como $V_{cd}^2/P_{mp,mod}$ donde V_{cd} es la tensión de referencia de los buses de CD y $P_{mp,mod}$ es la potencia que procesa cada módulo en el MPP. El convertidor PV-FBCC se opera en DCM mediante la conocida técnica *phase-shift* PWM (PS-PWM) [62],[67] mostrada en la Figura 2.4, y la inductancia L_k se utiliza para lograr la conmutación a corriente cero (ZCS) de los interruptores y de los diodos del puente rectificador, lo que permite reducir las pérdidas del sistema.

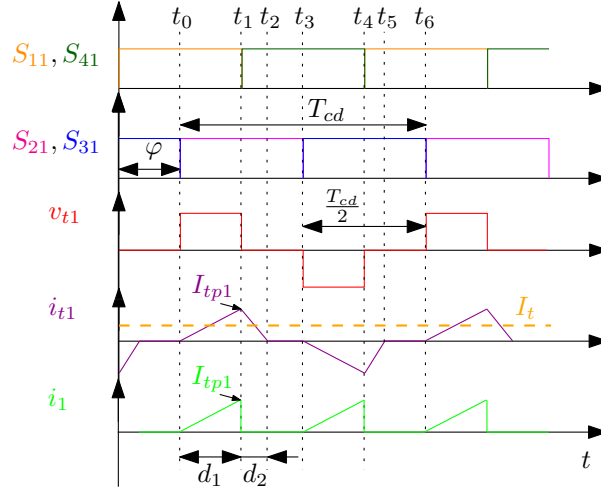


Figura 2.4: Modulación PS-PWM; tensión en los terminales de salida del inversor del FBCC (v_{t1}), corriente a la entrada del TMF (i_{t1}) en DCM y corriente i_1 .

2.1.1.1. Modos de operación del PV-FBCC

De acuerdo a la modulación PS-PWM, entre las señales de conmutación de los interruptores S_{11} y S_{21} existe un ángulo de desfase (φ) que guarda relación con el ciclo útil d_1 , ver en (2.1). Los interruptores S_{11} y S_{31} trabajan de forma complementaria con S_{41} y S_{21} , respectivamente.

$$d_1 = 1 - \frac{\varphi^\circ}{180^\circ} \quad (2.1)$$

Para el modelado del PV-FBCC se analizan las configuraciones resultantes de los 6 estados que comprenden un ciclo de conmutación, tal como se muestra en las Figuras 2.4 y 2.5. Se consideran ideales los semiconductores.

MODO 1 ($t_0 - t_1$): $S_{11}, S_{21}, D_{11a}, D_{21a} - \text{ON}$. En este intervalo se transfiere potencia hacia la carga y también se almacena energía en L_k . La razón de incremento de la corriente di_{t1}/dt a través de L_k es proporcional a la diferencia entre la tensión v_{pv1} y la tensión $nv_{cd,a1}$. El intervalo está caracterizado por $d_1 T_{cd}/2$, con T_{cd} como el inverso de la frecuencia de conmutación del PV-FBCC (f_{cd}): $T_{cd} = 1/f_{cd}$.

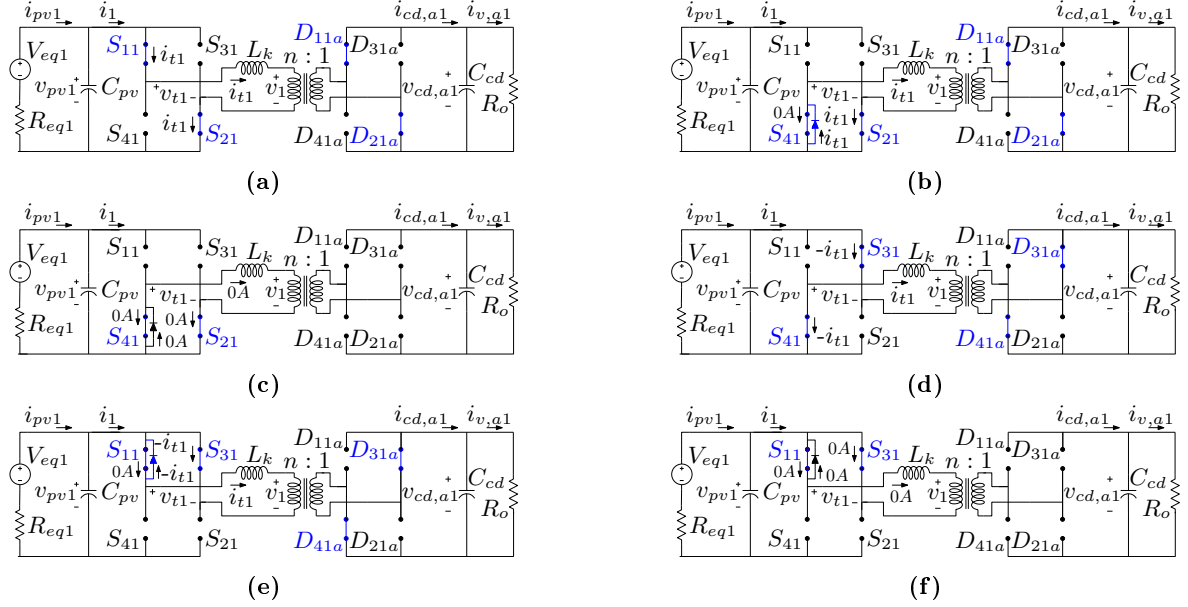


Figura 2.5: Modos de operación del PV-FBCC. (a) Modo 1. (b) Modo 2. (c) Modo 3. (a) Modo 4. (b) Modo 5. (c) Modo 6.

MODO 2 ($t_1 - t_2$): $S_{21}, S_{41}, D_{11a}, D_{21a} - \text{ON}$. Este modo comienza cuando se apaga S_{11} y se enciende S_{41} . En este intervalo, el inductor L_k libera la energía almacenada e i_{t1} fluye a través del diodo en antiparalelo de S_{41} hasta que se agota esa energía, entonces la corriente i_{t1} se vuelve cero y los diodos rectificadores D_{11a}, D_{21a} se apagan. La razón de decremento di_{t1}/dt es proporcional a $nv_{cd,a1}$. El intervalo está caracterizado por $d_2 T_{cd}/2$.

MODO 3 ($t_2 - t_3$): $S_{21}, S_{41} - \text{ON}$. Una vez apagados los diodos D_{11a}, D_{21a} , no se transfiere energía al secundario y el capacitor C_{cd} es el que alimenta a la carga. En consecuencia, este es un intervalo pasivo que concluye cuando se apaga S_{21} y se enciende S_{31} . El intervalo está caracterizado por $(1 - d_1 - d_2)T_{cd}/2$.

Tabla 2.1: Valores de las variables $i_1, v_{t1}, v_1, i_{cd,a1}$ según las conmutaciones de los interruptores y de los diodos.

Modos	S_{11}	S_{21}	S_{31}	S_{41}	SW_1	SW_2	i_1	v_{t1}	v_1	$i_{cd,a1}$
Modo 1	1	1	0	0	1	0	i_{t1}	v_{pv1}	$nv_{cd,a1}$	ni_{t1}
Modo 2	0	1	0	1	1	0	0	0	$nv_{cd,a1}$	ni_{t1}
Modo 3	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0
Modo 4	0	0	1	1	0	1	$-i_{t1}$	$-v_{pv1}$	$-nv_{cd,a1}$	$-ni_{t1}$
Modo 5	1	0	1	0	0	1	0	0	$-nv_{cd,a1}$	$-ni_{t1}$
Modo 6	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0

En el siguiente semiciclo, se repite el comportamiento pero con los interruptores de la diagonal S_{31}, S_{41} , dando lugar a los Modos 4, 5 y 6, tal y como se muestra en la Figura 2.5.

2.1.1.2. Modelo conmutado del PV-FBCC

Con base en las Figuras 2.4 y 2.5, en la Tabla 2.1 se muestran los valores que toman las tensiones y corrientes $i_1, v_{t1}, v_1, i_{cd,a1}$ en función de la conmutación de los elementos semiconductores, donde SW_1 y SW_2 representan los estados de conmutación de las parejas de diodos D_{11a}, D_{21a} y D_{31a}, D_{41a} , respectivamente.

A partir de esta tabla, se puede encontrar una representación para $i_1, v_{t1}, v_1, i_{cd,a1}$, relacionada con las funciones de conmutación y con las variables de estado mediante

$$\begin{aligned} i_1 &= (S_{11} - S_{31})i_{t1}, \\ v_{t1} &= (S_{11} - S_{31})v_{pv1}, \\ v_1 &= nv_{cd,a1}(SW_1 - SW_2) = nv_{cd,a1}\text{sgn}(i_{t1}), \\ i_{cd,a1} &= ni_{t1}(SW_1 - SW_2) = ni_{t1}\text{sgn}(i_{t1}), \end{aligned} \quad (2.2)$$

con la función signo definida como

$$\text{sgn}(i_{t1}) = \begin{cases} 1 & \text{si } i_{t1} > 0, \\ 0 & \text{si } i_{t1} = 0, \\ -1 & \text{si } i_{t1} < 0. \end{cases} \quad (2.3)$$

Por lo tanto, las ecuaciones que describen el modelo conmutado del PV-FBCC están dadas por

$$\begin{aligned} \frac{di_{t1}}{dt} &= (S_{11} - S_{31})\frac{1}{L_k}v_{pv1} - \frac{nv_{cd,a1}\text{sgn}(i_{t1})}{L_k}, \\ \frac{dv_{pv1}}{dt} &= -(S_{11} - S_{31})\frac{1}{C_{pv}}i_{t1} + \frac{1}{R_{eq1}C_{pv}}V_{eq1} - \frac{1}{R_{eq1}C_{pv}}v_{pv1}, \\ \frac{dv_{cd,a1}}{dt} &= \frac{ni_{t1}\text{sgn}(i_{t1})}{C_{cd}} - \frac{1}{R_oC_{cd}}v_{cd,a1}. \end{aligned} \quad (2.4)$$

2.1.1.3. Modelo promedio no lineal del PV-FBCC

En el enfoque convencional, el promedio de la función de conmutación es igual a la amplitud de la señal moduladora, es decir, $\bar{S} = u$, por ejemplo $\bar{S} = u$ en el convertidor *boost*, o $\bar{S} = 2u$ en el convertidor *full-bridge* CD-CD convencional. Sin embargo, examinando las expresiones obtenidas en (2.4) se observa que al aplicar directamente la función promedio se obtiene cero, es decir: $\bar{S}_{11} - \bar{S}_{31} = 0$. Una de las soluciones a este problema, es utilizar el modelo promedio generalizado [68], el cual se basa en la representación de la forma de onda utilizando la serie compleja de Fourier. El inconveniente de trabajar con esta representación es la cantidad de ecuaciones que se generan. En [61] se emplea un enfoque diferente para el obtener el modelo promedio de un convertidor FBCC no fotovoltaico, basado en una técnica propuesta en [64];

sin embargo, el desarrollo para obtener las ecuaciones del modelo promedio no se presenta en el artículo. En este trabajo de tesis se deriva un modelo promedio no lineal a partir de la técnica convencional modificada de [64], la cual se explica a continuación.

El promedio de las variables de estado se aplica solo al primer semiciclo de conmutación siguiendo tres pasos: promediado, análisis de las corrientes de los inductores y restricción del ciclo de trabajo (*duty-ratio constraint*). Cada modo de operación se describe mediante un modelo de espacio de estados lineal por partes en términos de las funciones de conmutación d_1 y d_2 . Entonces, con base en la Figura 2.4 se tiene que

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{b}_1 V_{eq1} & \text{para } t \in [0, d_1(T_{cd}/2)], \\ \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{b}_2 V_{eq1} & \text{para } t \in [d_1(T_{cd}/2), (d_1 + d_2)(T_{cd}/2)], \\ \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_3 \mathbf{x} + \mathbf{b}_3 V_{eq1} & \text{para } t \in [(d_1 + d_2)(T_{cd}/2), (T_{cd}/2)].\end{aligned}\quad (2.5)$$

De acuerdo con [64], para que la respuesta definida por el modelo promedio coincida con la respuesta promedio de las variables reales del convertidor, se debe reorganizar el vector $\mathbf{x}$ de manera que las primeras filas ($\mathbf{N}_L$) sean las corrientes por los inductores; y además, se requiere multiplicar por una matriz $\mathbf{M}$ definida como

$$\mathbf{M} = \text{diag} \left(\underbrace{\frac{1}{d_1 + d_2}, \dots, \frac{1}{d_1 + d_2}}_{\mathbf{N}_L}, 1, \dots, 1 \right). \quad (2.6)$$

Como el FBCC tiene un solo inductor (L_k), al aplicar esta técnica se deriva el modelo promedio modificado que predice correctamente el comportamiento del convertidor FBCC operando en DCM, dado por

$$\dot{\bar{\mathbf{x}}} = [d_1 \mathbf{A}_1 + d_2 \mathbf{A}_2 + (1 - d_1 - d_2) \mathbf{A}_3] \mathbf{M} \bar{\mathbf{x}} + [d_1 \mathbf{b}_1 + d_2 \mathbf{b}_2 + (1 - d_1 - d_2) \mathbf{b}_3] V_{eq1}, \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned}\mathbf{x} &= \begin{pmatrix} i_{t1} \\ v_{pv1} \\ v_{cd,a1} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{A}_1 = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{L_k} & -\frac{n \text{sgn}(i_{t1})}{L_k} \\ -\frac{1}{C_{pv}} & -\frac{1}{R_{eq1} C_{pv}} & 0 \\ \frac{n \text{sgn}(i_{t1})}{C_{cd}} & 0 & -\frac{1}{R_o C_{cd}} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{b}_1 = \begin{pmatrix} \frac{1}{R_{eq1} C_{pv}} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \\ \mathbf{A}_2 &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & -\frac{n \text{sgn}(i_{t1})}{L_k} \\ 0 & -\frac{1}{R_{eq1} C_{pv}} & 0 \\ \frac{n \text{sgn}(i_{t1})}{C_{cd}} & 0 & -\frac{1}{R_o C_{cd}} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{b}_2 = \begin{pmatrix} \frac{1}{R_{eq1} C_{pv}} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \\ \mathbf{A}_3 &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_{eq1} C_{pv}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{R_o C_{cd}} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{b}_3 = \begin{pmatrix} \frac{1}{R_{eq1} C_{pv}} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{M} = \begin{pmatrix} \frac{1}{d_1 + d_2} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.\end{aligned}$$

De (2.7) se observa la existencia del término d_2 , el cual debe eliminarse encontrando una expresión que dependa de la señal de entrada, de las variables de estado y/o del ciclo de trabajo d_1 . A partir de la Figura 2.4, el promedio de la corriente i_{t1} en el primer semiciclo (I_t) se

describe mediante

$$i_{t1}^- = I_t = \frac{I_{tp1}}{2}(d_1 + d_2). \quad (2.8)$$

El valor pico de la corriente i_{t1} está dado por

$$I_{tp1} = \frac{-nv_{cd,a1} + v_{pv1}}{L_k} \left(d_1 \frac{T_{cd}}{2} \right) \quad (2.9)$$

De (2.8) y (2.9), se puede encontrar la siguiente expresión, que representa la restricción del ciclo de trabajo:

$$d_2 = \frac{4L_k i_{t1}}{d_1 T_{cd}(v_{pv1} - nv_{cd,a1})} - d_1. \quad (2.10)$$

Sustituyendo (2.10) en (2.7) se obtiene el modelo promedio no lineal del convertidor PV-FBCC como

$$\begin{aligned} \frac{di_{t1}^-}{dt} &= \frac{d_1}{L_k} v_{pv1}^- - \frac{4n \operatorname{sgn}(i_{t1})}{d_1 T_{cd}(v_{pv1}^- - nv_{cd,a1})} i_{t1}^- v_{cd,a1}^-, \\ \frac{dv_{pv1}^-}{dt} &= - \frac{d_1^2 T_{cd}(v_{pv1}^- - nv_{cd,a1})}{4L_k C_{pv}} - \frac{1}{R_{eq1} C_{pv}} v_{pv1}^- + \frac{1}{R_{eq1} C_{pv}} V_{eq1}, \\ \frac{dv_{cd,a1}^-}{dt} &= \frac{n \operatorname{sgn}(i_{t1})}{C_{cd}} i_{t1}^- - \frac{1}{R_o C_{cd}} v_{cd,a1}^-, \end{aligned} \quad (2.11)$$

donde i_{t1}^- , v_{pv1}^- y $v_{cd,a1}^-$ representan los valores promedio de las variables de estado.

Con el objetivo de proponer un controlador lineal basado en este modelo para lograr el MPPT, (2.11) debe linealizarse. Notar que, como el promedio de i_{t1} se realiza solo en la primera mitad del ciclo de conmutación, donde es positiva, entonces $\operatorname{sgn}(i_{t1})=1$. En adelante, se omite la barra de las variables promediadas para facilitar la escritura y visualización.

2.1.1.4. Modelo lineal del PV-FBCC

Para encontrar el modelo lineal, primero se busca el punto de equilibrio en estado estacionario del circuito, lo que implica hacer tender el tiempo al infinito y por tanto, las derivadas se hacen iguales a cero. Luego, tomando la expresión de $\dot{i}_{t1}$ como f_1 , la de $\dot{v}_{pv1}$ como f_2 y la de $\dot{v}_{cd,a1}$ como f_3 , se tiene

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} f_1(t) = 0 &= \frac{d_1}{L_k} v_{pv1} - \frac{4n}{d_1 T_{cd}(v_{pv1} - nv_{cd,a1})} i_{t1} v_{cd,a1}, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} f_2(t) = 0 &= - \frac{d_1^2 T_{cd}(v_{pv1} - nv_{cd,a1})}{4L_k C_{pv}} - \frac{1}{R_{eq1} C_{pv}} v_{pv1} + \frac{1}{R_{eq1} C_{pv}} V_{eq1}, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} f_3(t) = 0 &= \frac{n}{C_{cd}} i_{t1} - \frac{1}{R_o C_{cd}} v_{cd,a1}. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Sustituyendo $d_1 = D_{cd}$, $i_{t1} = I_t$, $v_{pv1} = V_{mp}$ y $v_{cd,a1} = V_{cd}$, se efectúa el jacobiano evaluado en el punto de equilibrio, es decir:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial i_{t1}} & \frac{\partial f_1}{\partial v_{pv1}} & \frac{\partial f_1}{\partial v_{dc}} \\ \frac{\partial f_2}{\partial i_{t1}} & \frac{\partial f_2}{\partial v_{pv1}} & \frac{\partial f_2}{\partial v_{dc}} \\ \frac{\partial f_3}{\partial i_{t1}} & \frac{\partial f_3}{\partial v_{pv1}} & \frac{\partial f_3}{\partial v_{dc}} \end{pmatrix} \begin{matrix} d_1 = D_{cd} \\ i_{t1} = I_t \\ v_{pv1} = V_{mp} \\ v_{cd,a1} = V_{cd} \end{matrix} \quad (2.13)$$

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \frac{-4nV_{cd}}{D_{cd}T_{cd}(V_{mp}-nV_{cd})} & \frac{D_{cd}}{L_k} + \frac{4nI_tV_{cd}}{D_{cd}T_{cd}(V_{mp}-nV_{cd})^2} & \frac{-4nI_tV_{mp}}{D_{cd}T_{cd}(V_{mp}-nV_{cd})^2} \\ 0 & -\frac{1}{R_{eq1}C_{pv}} - \frac{D_{cd}^2T_{cd}}{4L_kC_{pv}} & \frac{nD_{cd}^2T_{cd}}{4L_kC_{pv}} \\ \frac{n}{C_{cd}} & 0 & -\frac{1}{R_oC_{cd}} \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial d_1} \\ \frac{\partial f_2}{\partial d_1} \\ \frac{\partial f_3}{\partial d_1} \end{pmatrix} \begin{matrix} d_1 = D_{cd} \\ i_{t1} = I_t \\ v_{pv1} = V_{mp} \\ v_{cd,a1} = V_{cd} \end{matrix} = \begin{pmatrix} \frac{V_{mp}}{L_k} + \frac{4nI_tV_{cd}}{D_{cd}^2T_{cd}(V_{mp}-nV_{cd})} \\ -\frac{nD_{cd}T_{cd}(V_{mp}-nV_{cd})}{2L_kC_{pv}} \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (2.14)$$

Finalmente, el modelo lineal del PV-FBCC se describe mediante

$$\begin{pmatrix} \frac{di_{t1}}{dt} \\ \frac{dv_{pv1}}{dt} \\ \frac{dv_{cd,a1}}{dt} \end{pmatrix} = \mathbf{A} \begin{pmatrix} i_{t1} - I_t \\ v_{pv1} - V_{mp} \\ v_{cd,a1} - V_{cd} \end{pmatrix} + \mathbf{B} (d_1 - D_{cd}), \quad (2.15)$$

y dado que la variable de control es la tensión v_{pv1} , la salida del sistema es

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{t1} & v_{pv1} & v_{cd,a1} \end{pmatrix}^T = v_{pv1}. \quad (2.16)$$

Este modelo lineal será utilizado en el Capítulo 3 para diseñar un controlador lineal para el PV-FBCC que garantice el seguimiento del punto de máxima potencia.

2.1.2. Modelado de la etapa inversor-filtro-red

En el inversor se utiliza la modulación de ancho de pulso sinusoidal (S-PWM). Aplicando las leyes de Kirchhoff a la salida del circuito de la Figura 2.1, se derivan las siguientes ecuaciones [69],[70], de las cuales se parten para el diseño de los controladores que se abordará en el Capítulo 3:

$$C_{cd} \frac{dv_{cd,xk}}{dt} = i_{cd,xk} - i_x m_{xk}, \quad (2.17)$$

$$L_L \frac{di_x}{dt} = \sum_{j=1}^k (m_{xj} v_{cd,xj}) - i_x (R_L) - v_{red,x}, \quad (2.18)$$

donde $m_{xk} \in [-1, 1]$ es una función de conmutación continua utilizada para controlar los interruptores de los puentes inversores.

2.2. Dimensionamiento del convertidor trifásico multinivel

Con el objetivo de facilitar la visualización y el análisis para el dimensionamiento convertidor multinivel trifásico, considérese la Figura 2.6. Notar que dada la estructura de la topología multinivel, las tres fases de cada módulo comparten el devanado primario, y por lo tanto, la potencia extraída del arreglo de paneles se divide en tres para cada fase. Luego, los kW totales que se desean alcanzar se dividen entre los k módulos que se tengan y el resultado obtenido sería la potencia que deben manejar los arreglos de paneles de cada módulo, es decir, kW totales = $P_{pv1} + P_{pv2} + \dots + P_{pvk}$.

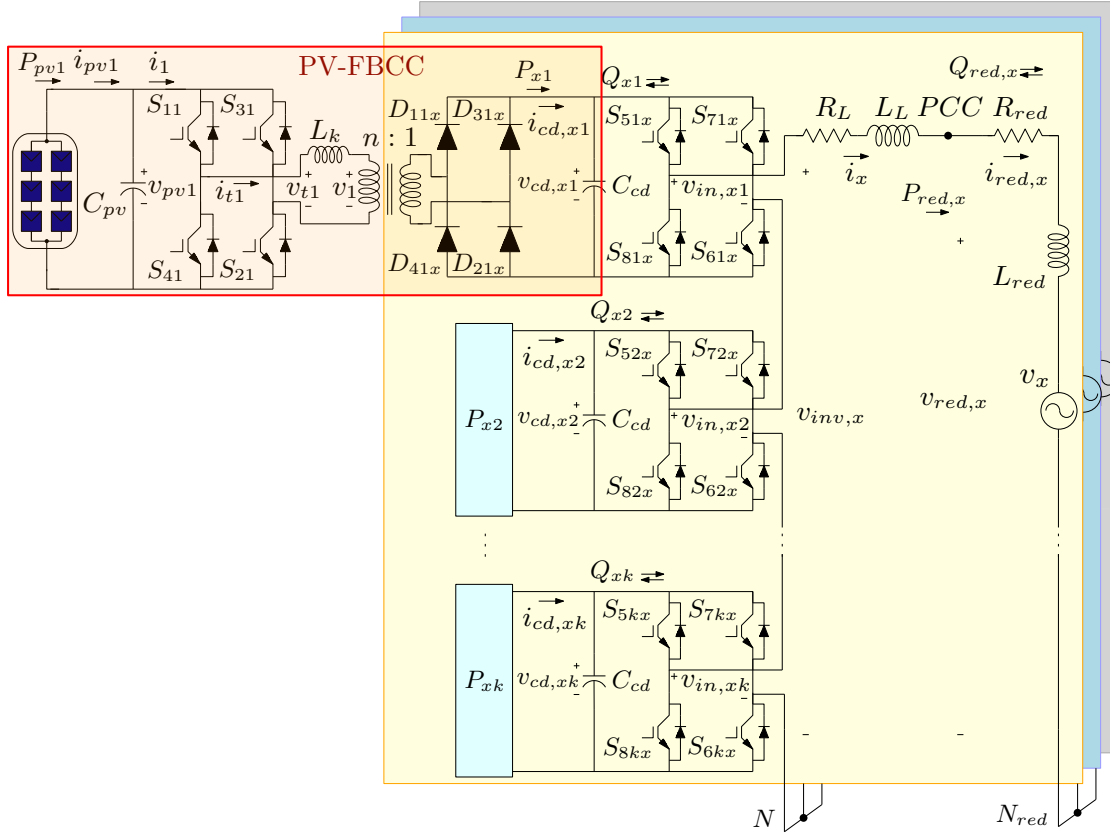


Figura 2.6: Representación de la fase x del convertidor trifásico multinivel.

Para la selección de los elementos que componen al convertidor multinivel se parten de las siguientes especificaciones para un sistema de generación a gran escala interconectado a red: potencias activa y reactiva totales a manejar $P = 1$ MW, $Q = 1$ MVAR (1.41 MVA), respectivamente, tensión línea a neutro de la red (para una conexión de 13.2 kV línea-línea)

$V_x = 7.621$ kV, frecuencia de la red $f_{red} = 60$ Hz, valor nominal del ciclo útil del convertidor PV-FBCC $D_{cd} = 0.75$, frecuencia de conmutación de los PV-FBCC $f_{cd} = 4800$ Hz y frecuencia de conmutación de los inversores puente H de salida $f_{inv} = 2400$ Hz. Cabe señalar que f_{cd} y f_{inv} se encuentran dentro del rango de frecuencias propuestas en las referencias [19],[41],[48],[51],[43],[55] (0.6-10 kHz), las cuales están en dependencia de la potencia que maneja cada módulo. Por ejemplo, en [51] se utiliza 600 Hz para el TMF y 1.8 kHz para los inversores modulares que procesan 1.25 MW, mientras que en [41] se trabaja con 10 kHz en módulos dimensionados solo para 100 kW. En el resto de las referencias se manejan entre 1 y 5 kHz y entre 200 kW y 400 kW por módulo.

En el dimensionamiento del convertidor se debe cumplir una restricción: de acuerdo a lo estipulado por la norma IEC 60364-7-712, la suma de las tensiones en circuito abierto del arreglo de paneles debe ser menor que la tensión máxima que un panel puede soportar con respecto a tierra. Por otra parte, se propone que la relación de transformación del TMF no exceda el valor de 3.2, valor más alto reportado entre los trabajos de generación a gran escala [48],[55].

En la Tabla 2.2 se muestran las características para condiciones de prueba estándar (1000 W/m², 25°C de temperatura de la celda, AM=1.5) de los paneles que se consideran como referencia: modelo ERDM 250P/6, donde $P_{mp,1}$, $V_{mp,1}$ e $I_{mp,1}$ son la potencia, la tensión y la corriente en el MPP de un panel, respectivamente, $V_{oc,1}$ es la tensión de circuito abierto e $I_{sc,1}$ es la corriente de corto circuito. Notar que al multiplicar la tensión $V_{oc,1}$ por 24 paneles se obtiene 889.92 V, que se encuentra por debajo de 1000 V. Por lo tanto, para dejar 110 V como margen, los arreglos serie no deben exceder la cantidad de 24 paneles, en el cumplimiento de norma IEC 60364-7-712.

Tabla 2.2: Parámetros del panel PV ERDM 250P/6 a STC.

$P_{mp,1}$ (W)	$V_{mp,1}$ (V)	$I_{mp,1}$ (A)	$V_{oc,1}$ (V)	$I_{sc,1}$ (A)
250	29.97	8.34	37.08	8.86

2.2.1. Relación de transformación

La relación de transformación del TMF n se calcula mediante [71]

$$\frac{1}{n} = \frac{V_{cd}}{V_{mp} D_{cd}}. \quad (2.19)$$

donde V_{mp} es la tensión en el MPP del arreglo de paneles, la cual considerando 24 unidades conectadas en serie resulta en 719.28 V, y V_{cd} es el valor de referencia de las tensiones de los buses de CD, que guarda relación con la suma de las tensiones de referencia de los buses $V_{cd,T}$, suponiendo tensiones balanceadas, tal que $V_{cd,T} = kV_{cd}$.

Para llevar a cabo la función de filtro activo de potencia, el objetivo de control consiste en lograr que el convertidor PV entregue los armónicos que necesita la carga no lineal conectada

en el punto de conexión común (PCC), para que la corriente de la red $i_{red,x}$ tenga la menor THD posible. Analizando la expresión (2.18) se observa que la derivada de la corriente i_x depende del valor de la tensiones de los buses, del valor y signo de la tensión en el PCC $v_{red,x}$ (que depende de la tensión del generador de la red v_x), de la corriente i_x y de los parámetros del inductor de enlace L_L . Estableciendo la potencia que se procesará y la tensión de la red a la que se conectará, se establece el valor máximo de la corriente que entregará el convertidor, quedando por seleccionar el valor de referencia de las tensiones de los buses de CD. Si se aumenta este valor, aumenta el di_x/dt y por lo tanto, se logra hacer mejor el seguimiento de señales de alta frecuencia (armónicos), ya que los A/s en cada estado de conmutación alcanzan valores más altos. En el Apéndice A se profundiza este análisis. Tomando este criterio en consideración, se propone operar con una señal moduladora que tenga valor pico aproximado de 0.62 para lograr mejor el seguimiento de los armónicos de una CNL conectada en el PCC y además, para tener mayor margen de seguridad cuando se tengan desbalances entre las potencias de entrada de los módulos.

La tensión pico de fase a neutro de la fase x se calcula mediante

$$V_{xp} = \sqrt{2}V_x = 10.77 \text{ kV}. \quad (2.20)$$

La señal moduladora total de la fase x está dada por $m_x = M_x \sin(w_{red}t + \theta)$ donde $w_{red} = 2\pi f_{red}$ y θ es el ángulo de desfase con respecto a la referencia v_x para la frecuencia de 60 Hz. Si se quiere tener una amplitud nominal de la señal moduladora M_x alrededor de 0.62 entonces

$$V_{cd,T} = \frac{V_{xp}}{0.62} = 17383.47 \text{ V}. \quad (2.21)$$

Para que no exista una diferencia mayor a 3.2 veces entre las relaciones de vueltas del primario y del secundario, aplicando una metodología iterativa se observa que se necesitan colocar 11 módulos en cascada, con lo que se obtiene

$$\frac{1}{n} = \frac{V_{cd,T}}{11 V_{mp} D_{cd}} = 2.9289 \implies n = 1/2.9289, \quad (2.22)$$

luego, la tensión de referencia de cada bus de CD $V_{cd} = V_{cd,T}/11 = 1580.31 \text{ V}$, que se redondea a $V_{cd} = 1580 \text{ V}$, lo que implica finalmente que $M_x = 0.6201$.

2.2.2. Arreglo de paneles fotovoltaicos y procesamiento de potencia reactiva

Para cumplir el requisito de potencia se forma un arreglo de 24 paneles en serie y 16 cadenas series puestas en paralelo, lo que corresponde a una potencia en el MPP manejada por módulo de $P_{mp,mod} = 95.98 \text{ kW}$, que multiplicada por once (11 módulos) resulta en un potencia total del convertidor multinivel trifásico de $P_{mp,T} = 1.055 \text{ MW}$.

Como se mencionó anteriormente en la sección de modelado, a partir de la característica corriente-tensión del arreglo de paneles PV, se obtiene un modelo linealizado en el punto de máxima potencia representado en este caso por una fuente real de tensión. Siguiendo los

procedimientos presentados en [63],[65],[66] se encuentran los parámetros del arreglo PV para un módulo del convertidor mostrados en la Tabla 2.3 donde V_{mp} e I_{mp} son la tensión y la corriente en el MPP del arreglo de paneles, respectivamente, V_{oc} es la tensión de circuito abierto, I_{sc} es la corriente de corto circuito, R_{serie} y R_{sh} son las resistencias serie y paralelo del arreglo de paneles, respectivamente y N_s es el número de celdas en serie. Cabe señalar que estos parámetros hacen referencia a la Figura 2.2.

Tabla 2.3: Características del arreglo PV para un módulo con potencia $P_{mp,mod} = 95.98$ kW (convertidor de 11 módulos).

$V_{mp}(V)$	$I_{mp}(A)$	$V_{oc}(V)$	$I_{sc}(A)$	$R_{serie}(m\Omega)$	$R_{sh}(M\Omega)$	N_s	$V_{eq}(V)$	$R_{eq}(\Omega)$
719.28	133.44	889.92	141.76	0.347	1.93	1275	1407.96	5.16

Para cumplir el requisito de potencia reactiva se trabaja con $Q_{mod,f} = 30.30$ kVAR por módulo por fase, lo cual significa una potencia reactiva por fase $Q_{mod,3f} = 11Q_{mod,f} = 333.30$ kVAR y una total de $Q_T = 1$ MVAR. Esta potencia fluirá entre los capacitores de los buses de CD y la red eléctrica. Este convertidor se clasifica dentro de la categoría A definida en el estándar IEEE 1547-2018, lo cual significa que la capacidad de potencia reactiva mínima debe ser mayor al 25 % (para absorción) y 44 % (para inyección) de los VA nominales. Luego, para la potencia de 1.45 MVA, el valor de Q_T (≈ 69 % de los VA nominales) en ambos sentidos garantiza el cumplimiento del estándar.

2.2.3. Inductor a la entrada del TMF

Como se planteó anteriormente, L_k está conformada por la suma de la inductancia de dispersión del transformador más una adicional. Este inductor determina la capacidad de transferencia de potencia del convertidor PV-FBCC. Valores bajos resultan en una mayor capacidad de transferencia de potencia y viceversa. Sin embargo, un valor muy bajo produce un alto pico de la corriente i_{t1} . Por lo tanto, se debe lograr un compromiso entre los requerimientos de potencia del convertidor y la corriente pico permitida en el lado primario del transformador. En [72] se expone una ecuación de diseño, que aplicada a este caso de estudio resulta en

$$L_k = \frac{\left([V_{mp}]^2 - n V_{cd} V_{mp}\right) [\varphi_{max} (\pi/180^\circ)]^2}{4 \pi^2 P_{mp,mod} f_{cd}}, \quad (2.23)$$

donde φ_{max} es el ángulo máximo de desfase en radianes entre las señales de conmutación de los interruptores de la diagonal directa del convertidor PV-FBCC; y guarda relación con el ciclo útil como

$$D_{cd} = 1 - \frac{\varphi^o}{180} \iff \varphi^o = 180(1 - D_{cd}). \quad (2.24)$$

Cabe señalar que el convertidor estudiado en [72] opera en CCM, relativamente cerca del DCM, por lo que en este trabajo de tesis se propone calcular L_k a partir de (2.23) y tomar un

valor más bajo ($\approx 90\%$) del resultado obtenido. De esta forma se busca que L_k tenga un valor tal que garantice la operación en DCM para lograr el ZCS y que su vez el pico de la corriente i_{t1} no se eleve demasiado. Para limitar el ciclo de trabajo al 10% de la potencia nominal ($0.1 P_{mp,mod}$), se establece un valor mínimo $D_{cd,min} = 0.23$, equivalente a $\varphi_{max} = 138.6^\circ$. Sustituyendo los valores en (2.23), la inductancia resultante es de $41.6 \mu\text{H}$, y se propone utilizar $L_k = 38 \mu\text{H}$.

Conocida la inductancia L_k se calcula el valor pico de la corriente i_{t1} mediante (2.9), obteniéndose $I_{tp1} = 369.71 \text{ A}$.

2.2.4. Capacitor del arreglo de paneles fotovoltaicos

El voltaje rms en los terminales del arreglo PV considerando solo los armónicos (excluyendo el valor de CD) se puede representar mediante

$$v_{pv1_{rms}} = \sqrt{\left(\frac{V_1}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{V_2}{\sqrt{2}}\right)^2 + \dots + \left(\frac{V_j}{\sqrt{2}}\right)^2}, \quad (2.25)$$

$$v_{pv1_{rms}} \approx \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(\frac{I_1}{w_1 C_{pv}}\right)^2 + \left(\frac{I_2}{w_2 C_{pv}}\right)^2 + \dots + \left(\frac{I_j}{w_j C_{pv}}\right)^2}, \quad (2.26)$$

donde V_j con $j = 1, 2, 3, \dots$, son los valores pico de los armónicos de v_{pv1} , I_j son los valores pico de los armónicos de la corriente i_1 y $w_j = j(2w_{cd}) = j((2)(2\pi/T_{cd}))$ es la frecuencia armónica. Despejando el capacitor C_{pv} de (2.26) y tomando en cuenta los armónicos más significativos, en este caso: 1,2,...,7, se tiene

$$C_{pv} = \frac{\sqrt{\left(\frac{I_1}{w_1}\right)^2 + \left(\frac{I_2}{w_2}\right)^2 + \dots + \left(\frac{I_7}{w_7}\right)^2}}{\sqrt{2} v_{pv1_{rms}}}, \quad (2.27)$$

donde $\sqrt{2} v_{pv1_{rms}}$ representa el valor pico del rizo de alta frecuencia en los terminales del arreglo de paneles.

Para obtener los armónicos de corriente I_j se busca la representación en serie de Fourier de la corriente i_1 mostrada en la Figura 2.4, sin considerar la componente de CD, la cual está dada por

$$i_1(t) = \sum_{j=1}^{\infty} [a_j \cos(w_j t) + b_j \sin(w_j t)], \quad (2.28)$$

$$a_j = \frac{2}{T_{cd}} \int_{-T_{cd}/2}^{T_{cd}/2} i_1(t) \cos(w_j t) dt = \dots = i_{pk1} \left[\frac{\sin(2\pi j d_1)}{j\pi} + \frac{\cos(2\pi j d_1) - 1}{2d_1 j^2 \pi^2} \right],$$

$$b_j = \frac{2}{T_{cd}} \int_{-T_{cd}/2}^{T_{cd}/2} i_1(t) \sin(w_j t) dt = \dots = i_{pk1} \left[\frac{-\cos(2\pi j d_1)}{j\pi} + \frac{\sin(2\pi j d_1)}{2d_1 j^2 \pi^2} \right].$$

Reemplazando a d_1 por D_{cd} en (2.28) y calculando hasta el sexto armónico, se obtienen los valores de la Tabla 2.4. Luego, tomando $\sqrt{2} v_{pv1_{rms}} = 7 \text{ V}$ para tener un rizo pico a pico

aproximado de 14 V ($< 2\%$ de V_{mp}), se sustituyen todos los valores en (2.27) obteniéndose un capacitor de 298.81 μF , por lo que finalmente se propone $C_{pv} = 300 \mu\text{F}$.

Tabla 2.4: Valores pico de los armónicos de la corriente i_1 a la frecuencia armónica w_j .

Armónico	$j = 1$	$j = 2$	$j = 3$	$j = 4$	$j = 5$	$j = 6$	$j = 7$
$I_j(\text{A})$	121.65	58.42	38.89	29.62	23.60	19.50	16.82
$2w_{cd}(\text{krad/s})$	60.32	120.64	180.96	241.27	301.59	361.91	422.23

2.2.5. Filtro de enlace a la red

El inductor L_L debe garantizar dos condiciones: (I) que la distorsión total de corriente nominal (TRD) de $i_{red,x}$ esté por debajo del 5% según el requerimiento del estándar IEEE Std 1547-2018 para fuentes de generación distribuida; y (II) que en el PCC, la THD de la tensión $v_{red,x}$ no exceda el 5% de acuerdo con el requerimiento del IEEE Std 519-2014 para el rango de tensiones de la red entre 1 y 69 kV. Cabe mencionar que para el cálculo de la TRD se toman solo los armónicos, ya que los interarmónicos no existen. La condición (II) se ajusta para $P_{mp,mod}$ a 400 W/m² y procesándose $Q_{mod,3f}$ por fase, condición que resulta en una THD de $v_{red,x}$ superior a si no se considera la potencia reactiva. En este trabajo de tesis se propone calcular L_L mediante un procedimiento iterativo que permite encontrar el valor que se ajuste a los requerimientos. El procedimiento consiste en:

1. Proponer un valor de L_L .
2. Calcular la amplitud pico de los armónicos más significativos de la tensión $v_{inv,x}$ que aparecen en el primer grupo del espectro de armónicos debidos a la conmutación, esto es $V_{inv,2mf}$.
3. Calcular el valor absoluto de la impedancia de red y la corriente para estos armónicos, es decir,

$$|Z_{2mf}| = |(R_L + R_{red}) + j(2\pi f_{red})(2mf)(L_L + L_{red})|, \quad (2.29)$$

$$|I_{2mf}| = \frac{V_{inv,2mf}}{|Z_{2mf}|}. \quad (2.30)$$

4. Calcular el valor absoluto de la tensión $v_{red,a}$ para cada armónico mediante

$$|V_{red,2mf}| = |I_{2mf}| |R_{red} + j(2\pi f_{red})(2mf)L_{red}|. \quad (2.31)$$

Notar que la tensión equivalente de la red v_x se considera una fuente ideal, por lo tanto no aparece en el análisis de los armónicos.

5. A partir de la ecuación $i_x = i_{red,x} = I_{m,x} \sin(w_{red}t + \phi)$, donde ϕ es el ángulo de desfase que tiene $i_{red,x}$ con respecto a v_x , se calcula la corriente de red nominal I_{nom} como

$$I_{nom} = I_{m,x} = \frac{2 \left(\sqrt{P_{mp,mod}^2 + (Q_{mod,3f})^2} \right)}{V_{xp}}, \quad (2.32)$$

$$\phi = \text{atan} \left(\frac{Q_{mod,3f}}{P_{mp,mod}} \right). \quad (2.33)$$

6. Calcular el valor absoluto de la tensión $v_{red,x}$ para la componente fundamental de 60 Hz mediante

$$|v_{red,x}| = |V_{xp} + i_{red,x}(R_{red} + j2\pi f_{red}L_{red})|. \quad (2.34)$$

7. Calcular la TRD de la corriente de red como

$$\text{TRD}_{i_{red}} = \frac{\sqrt{\sum_{2mf=2}^{\infty} |I_{2mf}|^2}}{I_{nom}} \quad (2.35)$$

8. Calcular la THD de la tensión en el PCC como

$$\text{THD}_{v_{red}} = \frac{\sqrt{\sum_{2mf=2}^{\infty} |V_{red,2mf}|^2}}{|v_{red,x}|} \quad (2.36)$$

9. Repetir los pasos (1)-(8) subiendo el valor de L_L hasta lograr el cumplimiento de las condiciones (I) y (II).

Para poner en práctica este procedimiento se requieren los valores de la impedancia de la red y de la resistencia parásita del filtro L_L . En una aplicación real, la impedancia de red y niveles de cortocircuitos en el PCC deben ser proporcionados por la compañía que maneja la red. En este trabajo, los parámetros tomados como punto de partida se establecen a partir de la referencia [73] que modela y emula la impedancia de la red de una planta solar de 2 MW: se considera una línea de media tensión con $0.1 + j0.4 \Omega/\text{km}$ y suponiendo una distancia de 20 km, se tiene $Z_{red} = 2 + j8 \Omega$, lo que significa un inductor de 21 mH y una resistencia de 2Ω . Tomando los 22 armónicos más significativos (11 a la izquierda y 11 a la derecha de 52.8 kHz ($2400 \cdot 2 \cdot 11$ módulos)) de la tensión $v_{inv,x}$ mostrados en la Tabla 2.5 de acuerdo a la señal PWM de 15 niveles con $M_x = 0.6201$, la inductancia necesaria que cumple con los requerimientos de THD es $L_L = 26$ mH. Con este inductor se obtiene

$$\text{TRD}_{i_{red}} = 0.606 \%, \quad (2.37)$$

$$\text{THD}_{v_{red}} = 2.799 \%, \quad \text{para } 0.4P_{mp,mod} \text{ y } Q_{mod,3f}. \quad (2.38)$$

El resultado de (2.37) significa que para 1000 W/m^2 se garantiza que $\text{TRD}_{i_{red}} \leq 5 \%$. En otros niveles irradiancias la TRD depende del contenido armónico. No obstante, el valor obtenido se encuentra muy debajo del 5 % que establece la norma. El resultado de (2.38) implica que

Tabla 2.5: Tensiones y frecuencias de los armónicos más significativos de $v_{inv,x}$, seleccionados para el cálculo de la inductancia L_L .

$V_{inv,2mf}(V)$	185.23	274.24	100.07	171.69	79.71	186.88	97.13	35.59	122.11	158.51	168.43
$I_{zq}(kHz)$	51.54	51.66	51.78	51.90	52.02	52.14	52.26	52.38	52.50	52.62	52.74
$Der.(kHz)$	54.06	53.94	53.82	53.70	53.58	53.46	53.34	53.22	53.10	52.98	52.86

en el rango de 1000 W/m² a 400 W/m², combinando o no con toda la potencia reactiva por fase, la $THD_{v_{red}} \leq 5\%$.

A partir de los valores de impedancia de la red y la potencia aparente nominal se puede calcular la potencia de corto circuito para el convertidor de 11 módulos $S_{cc,11}$ y la relación de corto circuito SCR como [73]:

$$S_{cc,11} = \frac{(\sqrt{3}v_x)^2}{Z_{red}} = 5.125 \text{ MVA}, \quad (2.39)$$

$$SCR_{11} = \frac{S_{cc,11}}{\sqrt{P_{mp,T}^2 + Q_T^2}} = 3.527, \quad (2.40)$$

lo cual representa a una red débil.

2.2.6. Capacitor de los buses de CD

El dimensionamiento de C_{cd} se plantea en términos del rizo y para obtener su valor se propone utilizar la fórmula derivada en el Anexo A para un convertidor monofásico, ahora incorporando la división entre el número de módulos $k = 11$, es decir

$$|v_{inv,x}| = V_{inv,x} = V_{xp} + I_{m,x} |R_L + R_{red} + jw_{red}(L_L + L_{red})|, \quad (2.41)$$

$$C_{cd} = \frac{V_{inv,x} I_{m,x}}{4 w_{red} k V_{cd} \Delta V_{cd}} = \frac{S_{inv,x}}{2 w_{red} k V_{cd} \Delta V_{cd}}, \quad (2.42)$$

donde ΔV_{cd} es el rizo de 120 Hz de las tensiones de los buses de CD, y $V_{inv,x}$ es el valor pico de la tensión $v_{inv,x}$ para la componente fundamental de 60 Hz, y $S_{inv,x}$ es la potencia aparente a la salida del inversor multinivel.

Notar que el valor del capacitor depende del filtro de enlace conectado, ya que $|v_{inv,x}|$ varía según el tipo de filtro utilizado, ya sea L, LC o LCL. Considerando para cada bus $P_{mp,mod}$, $Q_{mod,3f}$ y $k = 11$, resulta que $I_{m,x} = 64.428$ A y $V_{inv,x} = 976.82$ V; luego, para $\Delta V_{cd} = 30$ V ($< 2\%$ de V_{cd}), se obtiene el valor de 800.44 μ F, por lo que finalmente se propone $C_{cd} = 820$ μ F.

Resumiendo, en la Tabla 2.6 se muestran los parámetros principales del convertidor trifásico multinivel de 1.41 MVA, 13.2 kV, 11 módulos, obtenidos anteriormente.

Tabla 2.6: Parámetros del convertidor trifásico multinivel de 1.41 MVA, 13.2 kV, 11 módulos.

$P_{mp,mod}$ (kW)	$Q_{mod,3f}$ (kVAR)	V_{mp} (V)	I_{mp} (A)	V_{cd} (V)	n	C_{pv} (μ F)
95.98	333.30	719.28	133.44	1580	1/2.9289	300
L_k (μ H)	D_{cd}	$i_{pk,xk}$ (A)	C_{cd} (μ F)	L_L (mH)	R_L (Ω)	L_{red} (mH)
38	0.75	369.71	820	26	2	21
R_{red} (Ω)	v_x (kV _{rms})	f_{cd} (Hz)	f_{inv} (Hz)	f_{red} (Hz)	$V_{cd,T}$ (kV)	M_x
2	7.62	4800	2400	60	17.38	0.6201

2.3. Dimensionamiento para un convertidor trifásico multinivel de 3 módulos

Los modelos, la metodología de dimensionamiento de los componentes y demás criterios de análisis que fueron derivados en las secciones anteriores son aplicables a una estructura general con k módulos. Tal y como se presentó en la sección 2.2, el dimensionamiento del convertidor se realizó para una estructura que pudiera tener elementos reales comerciales y cumpliera con las normas, resultando en una topología de 11 módulos. Sin embargo, debido a la alta carga computacional en las pruebas de simulación, el esquema se simplificó a 3 módulos, por lo que todo el diseño del sistema de control y los resultados obtenidos en los siguientes capítulos, se realiza para esta topología de 3 módulos. En la Tabla 2.7 se muestran los parámetros resultantes del convertidor aplicando la metodología de dimensionamiento para 3 módulos.

Tabla 2.7: Parámetros del convertidor trifásico multinivel de 1.41 MVA, 13.2 kV, 3 módulos.

$P_{mp,mod}$ (kW)	$Q_{mod,3f}$ (kVAR)	V_{mp} (V)	I_{mp} (A)	V_{cd} (V)	n	C_{pv} (μ F)
349.93	333.36	2097.90	166.80	5790	1/3.6799	154
L_k (μ H)	D_{cd}	$i_{pk,xk}$ (A)	C_{dc} (μ F)	L_L (mH)	R_L (Ω)	L_{red} (mH)
90	0.75	455.28	420	23.8	1	7
R_{red} (Ω)	v_x (kV _{rms})	f_{cd} (Hz)	f_{inv} (Hz)	f_{red} (Hz)	$V_{cd,T}$ (kV)	M_x
1	7.62	4800	2400	60	17.37	0.6205
V_{oc} (V)	I_{sc} (A)	R_{serie} (m Ω)	R_{sh} (M Ω)	N_s	V_{eq} (V)	R_{eq} (Ω)
2595.60	177.20	0.285	71.99	3683	4097.55	11.98

Dada la estructura de la topología multinivel, al considerar 3 módulos en cascada, se cumple que cada arreglo de paneles por módulo debe entregar la tercera parte de los kW que se desean alcanzar. Luego, para cumplir el requisito de potencia se forma un arreglo de 70 paneles en serie y 20 cadenas series puestas en paralelo del modelo de panel ERDM 250P/6, lo que corresponde a una potencia en el MPP manejada por módulo de $P_{mp,mod} = 349.93$ kW, que multiplicada por tres (3 módulos) resulta en un potencia total del convertidor de $P_{mp,T} = 1.0498$ MW.

Se trabaja con $Q_{mod,f} = 111120$ VAR por módulo por fase, lo cual significa una potencia reactiva por fase $Q_{mod,3f} = 333.360$ kVAR y una total de $Q_T = 1$ MVAR.

Para el capacitor C_{pv} se toma $\sqrt{2} v_{pv1_{hrms}} = 17$ V para tener un rizo pico a pico aproximado de 34 V ($< 1.7\%$ de V_{mp}), y se consideran los valores pico de los primeros 6 armónicos de la corriente I_j , los cuales se muestran en la Tabla 2.8. Sustituyendo los valores en (2.27) se obtiene un capacitor de $151 \mu\text{F}$, y finalmente se propone $C_{pv} = 154 \mu\text{F}$.

Tabla 2.8: Valores pico de los armónicos de la corriente i_1 a la frecuencia armónica w_j para 3 módulos.

Armónico	$j = 1$	$j = 2$	$j = 3$	$j = 4$	$j = 5$	$j = 6$
$I_j(\text{A})$	149.80	71.94	47.89	36.48	29.06	24.02
$2w_{cd}(\text{krad/s})$	60.32	120.64	180.96	241.27	301.59	361.91

El inductor L_L debe garantizar la condición (I), y respecto a la condición (II), se busca que la THD de la tensión $v_{red,x}$ sea $\leq 8\%$. El valor mostrado en la Tabla 2.7 se obtiene tomando los 10 armónicos más significativos (5 a la izquierda y 5 a la derecha de 14.4 kHz (2400·2·3 módulos)) de la tensión $v_{inv,x}$ presentados en la Tabla 2.9 de acuerdo a la señal PWM de 5 niveles con $M_x = 0.6205$.

Tabla 2.9: Tensiones y frecuencias de los armónicos más significativos de $v_{inv,x}$, seleccionados para el cálculo de la inductancia L_L en la topología de 3 módulos.

$V_{inv,2mf}(\text{V})$	65.06	426.03	1298.40	589.19	1119.50
Izq.(kHz)	13.86	13.98	14.10	14.22	14.34
Der.(kHz)	14.94	14.82	14.70	14.58	14.46

Para $L_L = 23.8$ mH, los valores de distorsión armónica estimados son: $\text{TRD}_{i_{red,x}} = 1.055\%$ y $\text{THD}_{v_{red}} = 5.66\%$. Cabe mencionar que los valores calculados de TRD y THD se encuentran por debajo de los que resultan finalmente en la simulación. Por ejemplo, como se mostrará en los resultados del Capítulo 4, existe aproximadamente un 1% y 2%, respectivamente, de diferencia respecto a lo que se observa en la simulación, es por ello que se establecen estos valores para seleccionar al inductor L_L y no un TRD cercano al 5% para la corriente y un THD aproximado al 8% para la tensión.

A partir de (2.39) y (2.40), se calcula la potencia de corto circuito para el convertidor de 3 módulos $S_{cc,3} = 21.87$ MVA y $\text{SCR}_3 = 15.08$.

Considerando para cada bus $P_{mp,mod}$, $Q_{mod,3f}$ y $k = 3$, resulta que $I_{m,x} = 89.71$ A y $V_{inv,x} = 1022.67$ V. Entonces, para $\Delta V_{cd} = 90$ V ($< 2\%$ de V_{cd}), se obtiene el valor del capacitor de los buses de CD de $399.19 \mu\text{F}$, con lo cual se propone $C_{cd} = 420 \mu\text{F}$.

2.4. Desempeño del convertidor trifásico multinivel en diferentes puntos de operación

En esta sección se analiza en que rango de irradiancia el convertidor de tres módulos puede trabajar en presencia de desbalance en las potencias de entrada entre los módulos sin llegar a la sobremodulación. Además, se calcula la potencia reactiva que se puede inyectar cuando ocurre una caída del 15 % de la tensión de la red v_x y se estudia la capacidad de compensación armónica.

2.4.1. Análisis ante condiciones de desbalance entre las potencias de entrada de los módulos

A partir de la Figura 2.6 se plantean las siguientes expresiones para $k = 1, 2, 3$:

$$P_{red,x} = \sum_{k=1}^3 P_{xk}, \quad (2.43)$$

$$Q_{red,x} = \sum_{k=1}^3 Q_{xk}, \quad (2.44)$$

$$I_{m,x} = \frac{2 \left(\sqrt{P_{red,x}^2 + Q_{red,x}^2} \right)}{V_{xp}}, \quad (2.45)$$

$$\phi = \text{atan} \frac{Q_{red,x}}{P_{red,x}}, \quad (2.46)$$

$$i_x = i_{red,x} = I_{m,x} \sin(w_{red}t + \phi), \quad (2.47)$$

$$v_{inv,x} = \sum_{k=1}^3 v_{in,xk}, \quad (2.48)$$

$$v_{inv,x} = V_{xp} + i_x(R_L + R_{red} + j2\pi f_{red}(L_L + L_{red})), \quad (2.49)$$

$$\angle(v_{inv,x}) = \theta = \angle(V_{xp} + i_x(R_L + R_{red} + j2\pi f_{red}(L_L + L_{red}))), \quad (2.50)$$

$$|m_{xk}| = M_{xk} = \frac{V_{in,xk}}{V_{cd}}, \quad (2.51)$$

$$M_{xk} = \frac{2P_{xk}}{I_{m,x} V_{cd} \cos(\theta - \phi)}, \quad (2.52)$$

donde $P_{red,x}$ y $Q_{red,x}$ son las potencias activa y reactiva obtenidas de cada módulo en la fase x , $V_{in,xk}$ son los valores picos de las tensiones $v_{in,xk}$, M_{xk} son los valores de magnitud de las moduladoras de cada módulo de la fase x . Cabe mencionar que en este trabajo de tesis se considera que los $v_{in,xk}$ tienen el mismo ángulo de $v_{inv,x}$.

En la Tabla 2.10 se muestran los valores de M_{xk} en varios puntos de operación del convertidor ante diferentes condiciones de desbalance de la potencia que entrega cada módulo, calculados a partir de las ecuaciones (2.43)-(2.52). Del análisis realizado se concluye lo siguiente:

Tabla 2.10: Valores de las moduladoras M_{xk} para la topología de 3 módulos ante condiciones de desbalance entre los módulos, sin considerar procesamiento de potencia reactiva a la salida del convertidor.

Irrad.(W/m ²)	1000,1000,1000	1000,500,500	1000,500,750	200,100,100	1000,1000,100
M_{x1}	0.6295	0.9392	0.8359	0.9323	0.8949
M_{x2}	0.6295	0.4696	0.4180	0.4661	0.8949
M_{x3}	0.6295	0.4696	0.6269	0.4661	0.0895

1. En condiciones balanceadas el valor pico de las moduladoras se corresponde con el valor calculado de diseño para todos los niveles de irradiancia.
2. Cuando un solo arreglo PV esté recibiendo el doble o más irradiancia solar (relación 2:1:1), la moduladora correspondiente a ese módulo alcanzará la sobremodulación, tal como se observa en las columnas 3 y 5 de la Tabla 2.10. Notar que de las dos condiciones de operación, la más probable es el caso de la columna 5.
3. Cuando exista una relación de 2:1.5:1 entre la irradiancia que se recibe en cada arreglo PV, el sistema operará de forma normal, como se observa en la columna 4.
4. Si dos arreglos están recibiendo aproximadamente la misma irradiancia, tendrían que tener una relación de 10:10:1 con el tercer módulo para que se produzca sobremodulación, como se muestra en la columna 6. Luego, si un arreglo tiene irradiancia cero, los módulos restantes alcanzan la sobremodulación. Cabe mencionar que la existencia de las condiciones de operación mencionadas en este punto se consideran poco probables.
5. Si no se produce ninguna de las condiciones 2 o 4, el sistema debe operar normalmente. No obstante, es necesario señalar que si ocurre una sobremodulación momentánea el sistema puede seguir operando; y luego, se puede mover a otro punto de operación por ejemplo con la inyección de potencia reactiva, para evitar esta condición de trabajo.

Tabla 2.11: Valores de las moduladoras M_{xk} para la topología de 3 módulos ante condiciones de desbalance entre los módulos, con procesamiento de potencia reactiva.

Irrad.(W/m ²), $3Q_{xk}$	1000,500,500, $Q_{mod,3f}$	200,100,100, $Q_{mod,3f}$	1000,1000,100, $Q_{mod,3f}$
M_{x1}	0.8784	0.8710	0.8371
M_{x2}	0.4392	0.4355	0.8371
M_{x3}	0.4392	0.4355	0.0837

2.4.2. Análisis ante condiciones de desbalance entre las potencias de entrada de los módulos y procesamiento de potencia reactiva a la salida

Tomando en cuenta (2.43)-(2.52) se calculan los valores de M_{xk} ahora considerando la inyección de potencia reactiva, tal y como se muestra en la Tabla 2.11.

Como se observa en la Tabla 2.11, para las condiciones de operación de la Tabla 2.10 en las que se produce sobremodulación debido al desbalance de la potencia que entrega cada módulo, el sistema logra operar adecuadamente si se procesa potencia reactiva, lo cual resulta benéfico desde el punto de vista de modulaciones del convertidor. Notar que también existe un límite de desbalance en el que aun manejándose potencia reactiva, el sistema cae en la sobremodulación. Por ejemplo, para el caso más probable en baja irradiancia solar, si se alcanza la relación 2.22:1:1, el módulo con mayor irradiancia tendrá $M_{xk} = 0.9341$, lo cual está muy cerca de la sobremodulación. No obstante, cabe destacar tres aspectos: (i) normalmente los módulos estarán sometidos a diferentes condiciones de irradiancia y temperatura, lo cual causará que la potencia obtenida de un módulo sea diferente a la extraída de otro; sin embargo, la existencia de condiciones de desbalance entre los módulos que produzcan sobremodulación en los inversores de salida es poco probable en la práctica, (ii) en caso de presentarse estas condiciones serían de manera transitoria, con el paso de una nube por ejemplo y (iii) es necesario establecer si la red cuenta con las condiciones para el procesamiento de VARs.

2.4.3. Análisis ante una caída de la tensión de la red e inyección de potencia reactiva a la salida

El convertidor trifásico multinivel de 3 módulos está diseñado para operar a las potencias nominales por fase de $P_{mp,mod} = 349.93$ kW y $Q_{mod,3f} = 333.36$ kVAR, que según (2.45) resulta en una amplitud máxima de la corriente de fase $I_{m,x} = 89.71$ A. Cuando ocurre una caída del 15 % de la tensión del generador v_x , a plena irradiancia y sin considerar el procesamiento de potencia reactiva, la corriente i_x aumenta su valor pico de 64.93 A a 76.39 A para transmitir la misma potencia $P_{mp,mod}$. Por lo tanto, en presencia de esta perturbación no es conveniente ordenar al convertidor que procese toda la potencia reactiva $Q_{mod,3f}$ pues se superaría el límite nominal de corriente de fase. A partir de (2.45), se despeja la potencia reactiva que puede procesarse en ese punto de operación y para $I_{m,x} = 89.71$ A, $V_{xp} = 9.161$ kV (85 %) y $P_{red,x} = P_{mp,mod}$, se obtiene

$$Q_{red,x} = \sqrt{\frac{I_{m,x}^2 V_{xp}^2 - P_{red,x}^2}{4}} = 215.17 \text{ kVAR} \approx 64 \% \text{ de } Q_{mod,3f}. \quad (2.53)$$

Este valor de $Q_{red,x}$ sería la referencia máxima de potencia reactiva que se le podría pedir procesar al convertidor cuando exista una caída del 15 % de la tensión del generador v_x a plena irradiancia. Notar que en (2.53) se utiliza $P_{mp,mod}$, lo cual es una aproximación ya que esta es la potencia nominal del arreglo de paneles y no es la potencia que se entrega finalmente a la red. Por ejemplo, si se considera una pérdida del 4 % entre lo que se extrae de los paneles y lo que se inyecta a la red, $P_{red,x} = 335.93$ kW, lo que resultaría en $Q_{red,x} = 236.43$ kVAR. Luego, para dejar un margen de seguridad, se establece que en esta condición de perturbación,

la potencia reactiva de referencia $Q^{ref} = 220$ kVAR, para asegurar que no se sobrepase la corriente nominal.

En la Figura 2.7 se muestra el diagrama fasorial que responde a

$$v_{red,x} = v_x + i_{red}(R_{red} + j2\pi f_{red}L_{red}), \quad (2.54)$$

donde v_R y v_L son las caídas de tensión en la resistencia y en la inductancia de la red, respectivamente. La Figura 2.7 (a) representa a (2.54) en presencia o no de la perturbación y sin considerar el procesamiento de potencia reactiva. En las Figuras 2.7 (b) y (c) se muestran las señales cuando fluye potencia reactiva en diferentes sentidos. Como se observa en la Figura 2.7 (c), el fasor $v_{red,x}$ alcanza mayor longitud (aumenta la componente fundamental de la tensión en el PCC) cuando se procesan $+Q_{red,x}$, es decir, la red absorbe potencia reactiva, lo que implica que el convertidor entrega, lográndose así la regulación de voltaje.

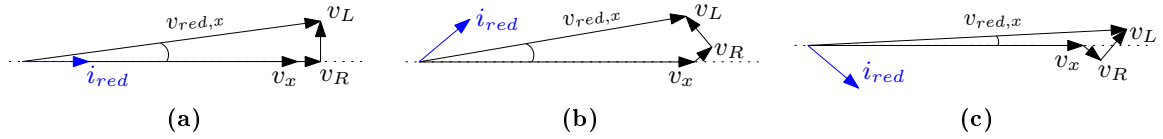


Figura 2.7: Diagramas fasoriales que responden a la expresión (2.54). (a) Sin procesamiento de potencia reactiva. (b) Con procesamiento de $-Q_{red,x}$. (c) Con procesamiento de $+Q_{red,x}$.

2.4.4. Análisis de la capacidad de compensación armónica

El filtro de enlace L_L debe garantizar la atenuación de los armónicos de conmutación, sin embargo, debe “dejar pasar” los de baja frecuencia. Para el dimensionamiento de este inductor no se tomó en cuenta los armónicos de la CNL, por lo tanto, a continuación se evaluará la capacidad que tiene el convertidor para realizar la función de filtro activo de corriente. En la Tabla 2.12 se muestran las magnitudes de la componente fundamental y de los armónicos de la CNL que se considera en este trabajo, donde $I_{cnl,x,h}$ es el valor pico de los armónicos de la corriente de la CNL para la fase x ($i_{cnl,x}$).

Tabla 2.12: Valores de los armónicos más representativos de CNL.

Armónico	$h = 0$	$h = 5$	$h = 7$	$h = 11$	$h = 13$	$h = 17$	$h = 19$
$f_{red}(\text{Hz})$	60	300	420	660	780	1020	1140
$I_{cnl,x,h}(\text{A})$	18.65	4.20	2.06	1.64	1.14	0.98	0.76

Para el análisis considérese la Figura 2.8, donde $V_{inv,x,h}$ y $M_{x,h}$ son los valores pico de la tensión $v_{inv,x}$ y de la moduladora m_x para los armónicos, respectivamente, y $I_{m,x,h}$, $I_{red,x,h}$ son los valores pico de los armónicos de las corrientes i_x , $i_{red,x}$, respectivamente. Nótese que el generador v_x se representa como un cortocircuito. Para cumplir la función de FAC,

el convertidor debe entregar todos los armónicos de la CNL, de forma tal que idealmente $I_{red,x,h} \rightarrow 0$, lo cual puede cumplirse solo si la caída de tensión en la impedancia de la red tiende a cero. Bajo esta suposición se plantea la ley de Kirchhoff de voltaje y se obtiene

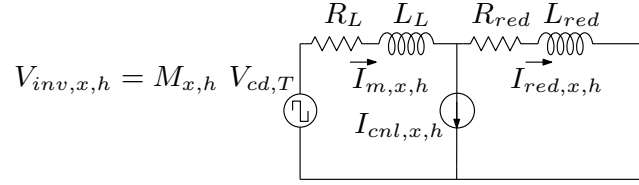


Figura 2.8: Circuito utilizado para el análisis de los armónicos de la fase a de la topología multinivel.

$$M_{x,h} = \frac{I_{m,x,h} |R_L + j\omega_{red} L_L|}{V_{cd,T}} = \frac{I_{cnL,x,h} |R_L + j\omega_{red} L_L|}{V_{cd,T}}. \quad (2.55)$$

Sustituyendo las variables en (2.55) para el armónico $h = 5$ por ejemplo, se resulta que $M_{x,5} = 0.0109$. De forma similar se puede calcular $M_{x,h}$ para el resto de los armónicos de la CNL, de lo cual se observa que la combinación de la corriente $I_{cnL,x,h}$ con la impedancia del filtro que resulta el valor mayor es para $h = 5$. Suponiendo que todas las crestas de los armónicos coinciden con la componente fundamental y tomando el valor nominal de $M_x = 0.6205$, se puede encontrar que M_x no supera los 0.68 al sumarlo todo. De estos resultados, se concluye que el convertidor tiene la capacidad para desempeñar la función de FAC satisfactoriamente para el contenido de armónicos de la CNL propuesta.

Analizando casos particulares en que la CNL solo tenga la componente fundamental y un armónico h cuyas crestas coincidan en el tiempo, se obtiene el porcentaje máximo de la corriente nominal que el convertidor puede reproducir para ese armónico sin llegar a la sobremodulación, es decir, tomando el valor límite de $M_x = 0.9$. En la Tabla 2.13 se muestran resultados obtenidos: por ejemplo, en un caso hipotético en que la CNL solo tuviera su componente fundamental y un quinto armónico, entonces el convertidor puede compensar una componente de corriente armónica de hasta el 120 % de su corriente nominal $I_{m,x}$; mientras que si la CNL tiene un armónico $h = 19$, puede compensar hasta el 31 % de $I_{m,x}$.

Tabla 2.13: Porcentaje máximo de la corriente nominal que el convertidor puede reproducir para un armónico h de la CNL tomando como valor límite $M_x = 0.9$.

Armónico	$h = 5$	$h = 7$	$h = 11$	$h = 13$	$h = 17$	$h = 19$
$f_{red}(\text{Hz})$	300	420	660	780	1020	1140
% $I_{m,x}$	120	86	54	46	35	31

Capítulo 3

Diseño del sistema de control

El sistema de control del convertidor multinivel debe cumplir los siguientes objetivos:

1. Realizar el MPPT en cada módulo del convertidor, para extraer la máxima potencia de los arreglos de paneles fotovoltaicos.
2. Regular las tensiones de los buses de CD, así como la suma de dichas tensiones, ya sea en presencia o no de desbalances en la potencia que entrega cada módulo.
3. Inyectar a la red una corriente con forma sinusoidal cumpliendo con el estándar IEEE Std 1547-2018. Además, se considera el procesamiento de potencia reactiva capacitiva o inductiva para proveer soporte de tensión en el PCC.
4. Realizar la compensación de armónicos de corriente de una CNL conectada en el PCC.

En la Figura 3.1 se muestra el convertidor fotovoltaico multinivel incorporando una carga no lineal, la cual está formada por un puente de diodos trifásico que alimenta una carga resistiva-inductiva. Como se mencionó anteriormente el capacitor C_{cd} actúa como elemento de desacoplo, lo cual es necesario para poder diseñar los controladores de cada etapa por separado. El esquema de control de la parte de CD que se encarga de realizar el MPPT, mientras que los controladores para los buses de CD y de las corrientes de fase deben garantizar el cumplimiento de los objetivos 2, 3, 4; además, se incluye en el diagrama general, la generación de las referencias de los armónicos y el lazo de amarre de fase. Notar que aunque se presenta para tres módulos, la topología y el esquema de control puede generalizarse para k módulos, adicionando k bloques de los buses de CD. Cabe resaltar que V_{cd} es la referencia de la tensión de CD y $V_{cd,T}$ es la suma de los V_{cd} según los k módulos, por lo tanto son constantes; sin embargo, las variables con el subíndice x^{ref} son señales de referencia que varían sus valores de acuerdo al punto de operación que se desea alcanzar.

De la literatura revisada que estudia la compensación de armónicos de cargas no lineales [27]-[32], [35]-[37], [39]-[41] se observa que generalmente las mismas están conformadas por un puente de diodos ya sea monofásico o trifásico, alimentando una rama R-L serie. Además, la

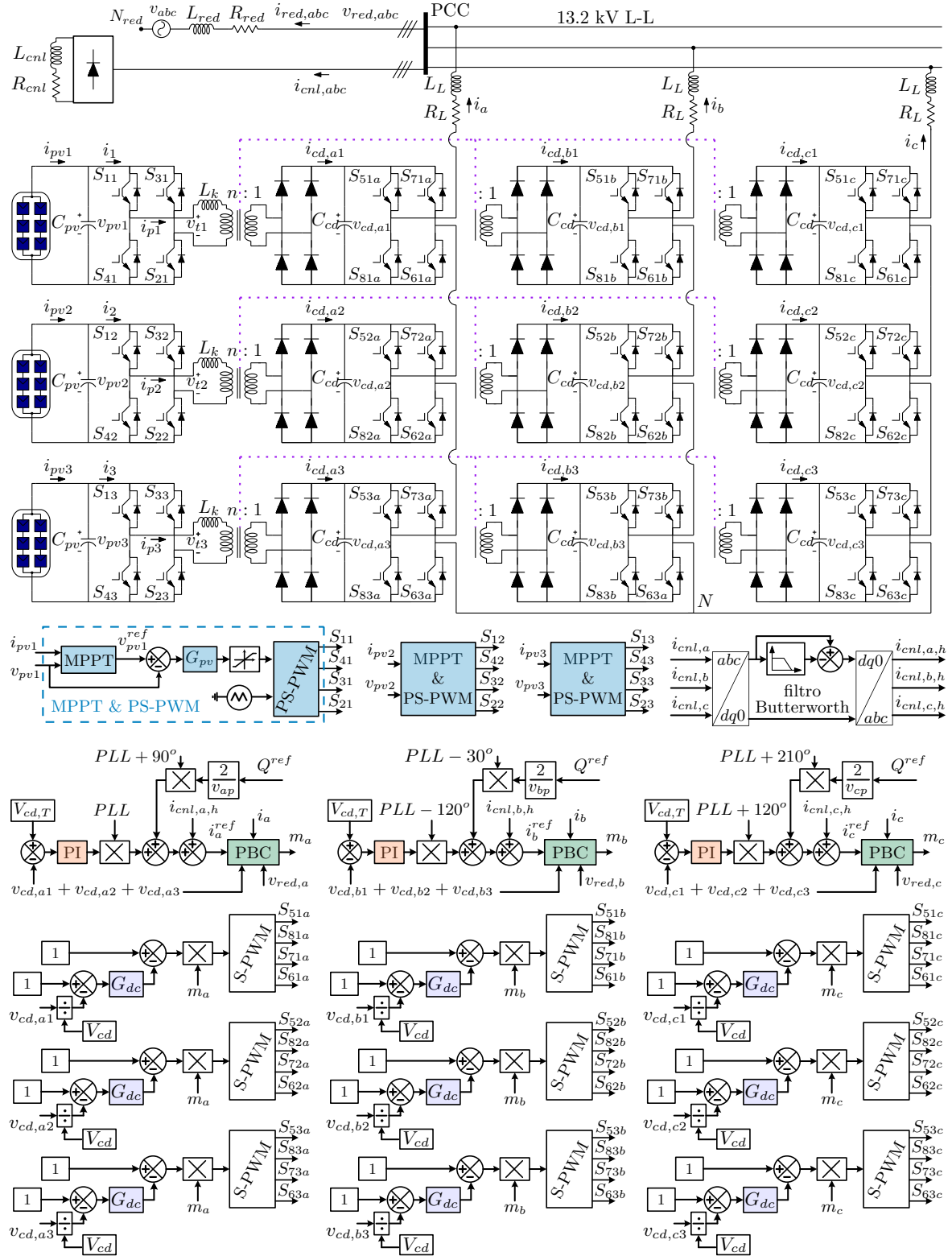


Figura 3.1: Convertidor multinivel trifásico, CNL conectada en el PCC y esquema de control propuesto.

potencia de la CNL representa mayoritariamente del 19-69 % de la potencia del convertidor, y la THD_{cnl} se encuentra entre el 19.21-47.1 %. Por lo tanto, se proponen los siguientes parámetros de la carga no lineal: $R_{cnl} = 1059 \, \Omega$, $L_{cnl} = 20 \, \text{mH}$, lo que resulta en una potencia $P_{cnl} = 300 \, \text{kW}$ (28.57 % de $P_{mp,mod}$) según

$$P_{cnl} = \left[\frac{3(\sqrt{3} V_{xp})}{\pi} \right]^2 \frac{1}{R_{cnl}}, \quad (3.1)$$

un $\text{THD}_{cnl} = 29.28 \%$ y el contenido armónico mostrado en la Tabla 2.12.

A continuación se diseñan los controladores del sistema.

3.1. Controlador para realizar el MPPT

Para cumplir la tarea de seguimiento del punto de máxima potencia se propone un controlador lineal en lazo cerrado. Por medio de (2.1), φ se puede variar a través del ciclo útil d_1 para mover el punto de operación de la curva I-V con el fin de extraer la máxima potencia del arreglo de paneles fotovoltaicos. A partir del modelo lineal (2.15),(2.16) obtenido en el Capítulo 2 y sustituyendo los valores mostrados en la Tabla 2.6, se deriva la función de transferencia para el convertidor PV-FBCC, la cual está dada por:

$$\begin{aligned} TF_{pv} &= \frac{v_{pvk}}{d_1} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} \\ &= \frac{-2.902 \times 10^6 s^2 - 2.271 \times 10^1 s - 1.129 \times 10^{13}}{s^3 + 8.092 \times 10^4 s^2 + 2.177 \times 10^8 s + 1.045 \times 10^{10}}. \end{aligned} \quad (3.2)$$

El diseño del controlador G_{pv} se basa en el método de respuesta en frecuencia. Inicialmente, se cancela el cero más cercano al origen de TF_{pv} y luego se diseña un compensador de adelanto tomando un margen de fase de 50° y una constante de error de posición estática igual a 50. El controlador propuesto se describe como

$$G_{pv} = \frac{-0.009521s - 2}{0.002334s^2 + 1.0396s + 16.9546}. \quad (3.3)$$

En la Figura 3.2 se muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia de lazo abierto $G_{pv} \cdot TF_{pv}$ para $1000 \, \text{W/m}^2$ donde se observa un margen de fase de 47.5° . Para validar el comportamiento del sistema en otros puntos de operación, se buscaron las plantas para $500 \, \text{W/m}^2$ (TF_{pv500}) y $100 \, \text{W/m}^2$ (TF_{pv100}). En la Figura 3.2 se observa que la función de transferencia $G_{pv} \cdot TF_{pv500}$ tiene una respuesta similar a la de la planta para $1000 \, \text{W/m}^2$. Sin embargo, en el bode de $G_{pv} \cdot TF_{pv100}$ se tiene un margen de fase de 16.4° . En esta condición de irradiancia se opera más cerca a la región de inestabilidad; no obstante, el sistema sigue siendo estable en lazo cerrado.

Para mantener los arreglos de paneles operando en el MPP, en este trabajo se propone utilizar el algoritmo “Perturba y observa” ($P\&O$) [74]. En la Figura 3.3 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo implementado. El intervalo de tiempo de perturbación es de 50 ms para propósitos de simulación, ya que en la práctica puede establecerse en el orden de 1 o 2 segundos.

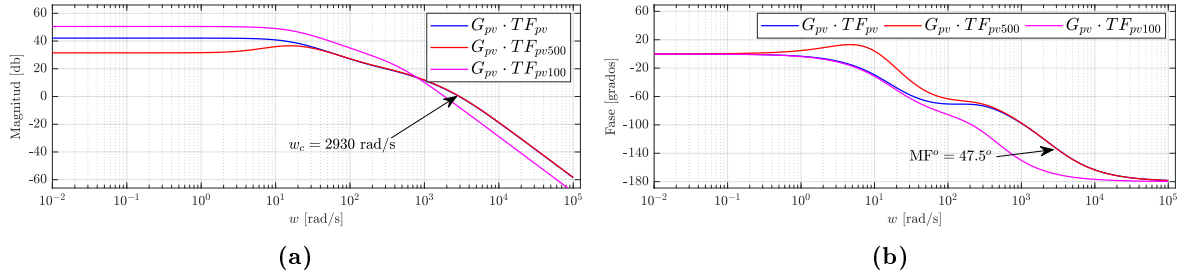


Figura 3.2: Diagrama de Bode de la función de transferencia $G_{pv} \cdot TF_{pv}$, $G_{pv} \cdot TF_{pv500}$ y $G_{pv} \cdot TF_{pv100}$. (a) Magnitud. (b) Fase.

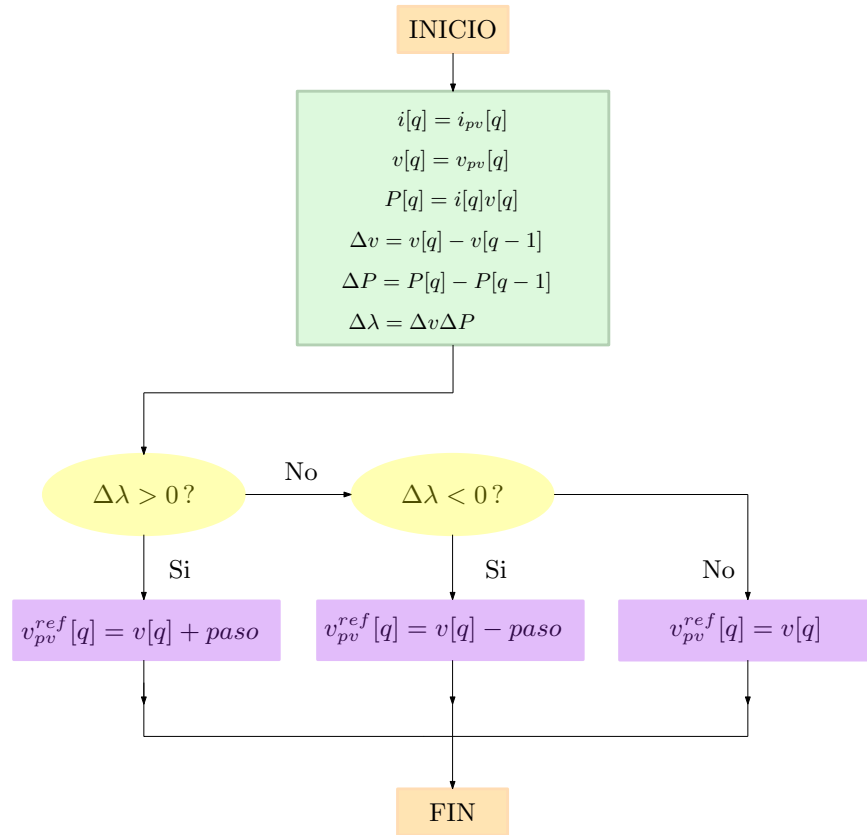


Figura 3.3: Algoritmo $P\&O$ para la generación de la referencia del control MPPT.

Para la tensión de perturbación ($paso$) se probaron diferentes valores de alrededor del 5 % de V_{mp} , es decir, 30, 40 y 60 V, y se eligió un paso de 40 V pues presenta el mejor compromiso entre velocidad y precisión del seguimiento. Con la variación de la tensión v_{pvk} debido a los cambios medioambientales, se modifica el ciclo útil d_1 y en consecuencia, el ángulo de desfaseamiento φ entre las señales de conmutación de los interruptores de la diagonal del puente inversor del PV-FBCC, para así tener una respuesta adaptable a los cambios que sucedan.

3.2. Controladores para las tensiones de los buses de CD y para la suma de las tensiones

Como se muestra en la Figura 3.1, la suma de las tensiones de los buses de CD se regula a través de un controlador PI que determina la amplitud de la corriente de las fases, que multiplicada con una señal sinusoidal normalizada en fase con la tensión de la red, resulta en la referencia de corriente que contiene la información de la potencia activa generada. La función de transferencia TF_{cd} que representa de forma aproximada la suma de los buses de CD se obtiene a partir de los criterios planteados en [70]. Tomando como punto de partida (2.17) del Capítulo 2, para una fase se deriva

$$C_{cd} \left[\frac{dv_{cd,x1}}{dt} + \frac{dv_{cd,x2}}{dt} + \frac{dv_{cd,x3}}{dt} \right] = i_{cd,x1} + i_{cd,x2} + i_{cd,x3} - i_x m_{x1} - i_x m_{x2} - i_x m_{x3}, \quad (3.4)$$

donde $v_{cd,xk}$ y $i_{cd,xk}$ son las tensiones de los buses de CD y la corriente de entrada a los puentes H para la fase x , respectivamente, $m_{xk} \in [-1, 1]$ es una función de conmutación continua utilizada para controlar los interruptores de los puentes inversores.

Considerando solamente el valor promedio, (3.4) puede reescribirse como

$$\frac{\hat{i}_x \hat{m}_{x1} + \hat{i}_x \hat{m}_{x2} + \hat{i}_x \hat{m}_{x3}}{2} = I_{cd,xT} - C_{cd} \frac{dV_{cd,xT}}{dt}, \quad (3.5)$$

donde $V_{cd,xT}$ es la suma de los valores promedios las tres señales $v_{cd,x1}$, $v_{cd,x2}$ y $v_{cd,x3}$, $I_{cd,xT}$ la suma de los valores promedios las tres señales $i_{cd,x1}$, $i_{cd,x2}$ y $i_{cd,x3}$, $\hat{i}_x$ es el valor pico de i_x y $\hat{m}_{xk}$ son los valores pico de las m_{xk} . Para simplificar la función de transferencia, se considera a $I_{cd,xT}$ como una perturbación del sistema. Luego, transformando (3.5) al dominio s , y linealizando alrededor del punto de operación, en este caso para $(P_{mp,mod}, Q_{mod,3f})$, se deriva la planta como

$$TF_{cd} = \frac{V_{cd,xT}(s)}{\hat{I}_x(s)} = -\frac{\hat{m}_{x1} + \hat{m}_{x2} + \hat{m}_{x3}}{2 C_{dc}} \frac{1}{s} = \frac{-547.12}{s}. \quad (3.6)$$

El diagrama de bloques para controlar los buses individuales está basado en el esquema presentado en [75]. Para encontrar la función de transferencia TF_{ind} que representa los buses de CD individuales se aplica un cambio de variables tal que $m_{xk} = (1 - \alpha_{xk})m_x$ en (2.17), obteniéndose

$$C_{cd} \frac{dv_{cd,xk}}{dt} = i_{cd,xk} - (1 - \alpha_{xk})m_x i_x, \quad (3.7)$$

donde α_{xk} es la salida del controlador de la tensión del bus de CD del módulo k y la fase x . Considerando en el análisis solo los valores promedios, (3.7) se reescribe como

$$C_{cd} \frac{dV_{cd,xk}}{dt} = I_{cd,xk} - (1 - \alpha_{xk}) \frac{\hat{m}_x \hat{i}_x}{2}, \quad (3.8)$$

donde $V_{cd,xk}$ e $I_{cd,xk}$ son los valores promedios de las señales $v_{cd,xk}$ e $i_{cd,xk}$ respectivamente. Para simplificar la función de transferencia, se considera el término $[I_{cd,xk} - (\hat{m}_x \hat{i}_x)/2]$ como

una perturbación del sistema. Luego, transformando (3.8) al dominio s , y linealizando alrededor del punto de operación, en este caso para $(P_{mp,mod}/3, Q_{mod,1f})$, se deriva la planta como

$$TF_{ind} = \frac{V_{cd,xk}(s)}{\alpha_{xk}(s)} = \frac{\hat{m}_x \hat{i}_x}{2} \frac{1}{s} = \frac{8.475}{s}. \quad (3.9)$$

Para estas funciones de transferencia (TF_{cd} , TF_{ind}) aproximadas se diseñaron y probaron diferentes controladores de adelanto y PIs, para un margen de fase MF° de 50° y frecuencias de cruce de ganancia w_c entre los 2.4 y 7 Hz. Es importante que la función de transferencia de lazo abierto para la suma de los buses sea capaz de atenuar la componente de segundo armónico para minimizar la magnitud del rizo de tercer armónico que se le incorpora a la señal referencia del lazo interno de corriente. La elección final de los controladores se realizó dados los resultados obtenidos mediante la simulación. Los controladores propuestos son: para la suma de las tensiones de los buses

$$PI = \frac{-0.04484s - 0.4668}{s}, \quad (3.10)$$

y para cada una de las tensiones individuales

$$G_{dc} = \frac{2.606s + 24.41}{0.01831s^2 + s}. \quad (3.11)$$

En la Figura 3.4 se muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia de lazo abierto $PI \cdot TF_{cd}$ donde se observa una frecuencia w_c de 25.2 rad/s (4 Hz) y que en la frecuencia de 754 rad/s (120 Hz) se obtiene una atenuación de -30.4 db. Para validar el comportamiento del sistema a 100 W/m^2 , se grafica el Bode de la función de transferencia $PI \cdot TF_{cd100}$ de donde se obtiene un margen de fase de 32.6° . Incluso en esta condición lejana del punto de equilibrio ($P_{mp,mod}$, $Q_{mod,3f}$ para 1000 W/m^2) el sistema es estable en lazo cerrado.

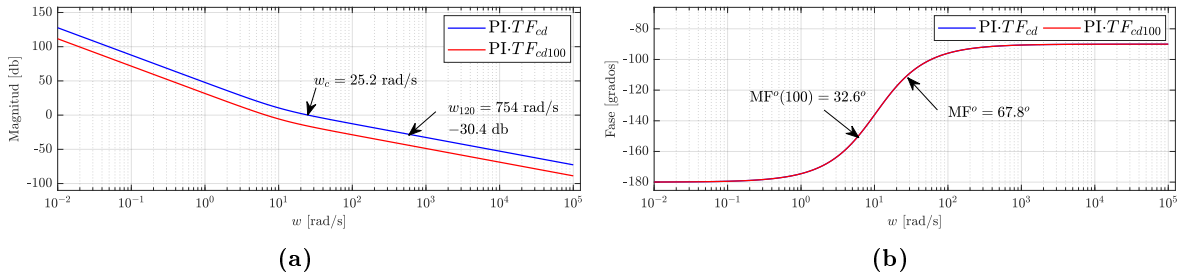


Figura 3.4: Diagrama de Bode de las funciones de transferencia $PI \cdot TF_{cd}$ y $PI \cdot TF_{cd100}$. (a) Magnitud. (b) Fase.

La Figura 3.5 ilustra el diagrama de Bode de la función de transferencia de lazo abierto $G_{dc} \cdot TF_{ind}$ donde se observa una frecuencia w_c de 22.6 rad/s (3.6 Hz) y un margen de fase de 45° . De igual forma se grafica el Bode de la función de transferencia $G_{dc} \cdot TF_{ind100}$ de donde observa que el sistema también es estable en lazo cerrado para 100 W/m^2 .

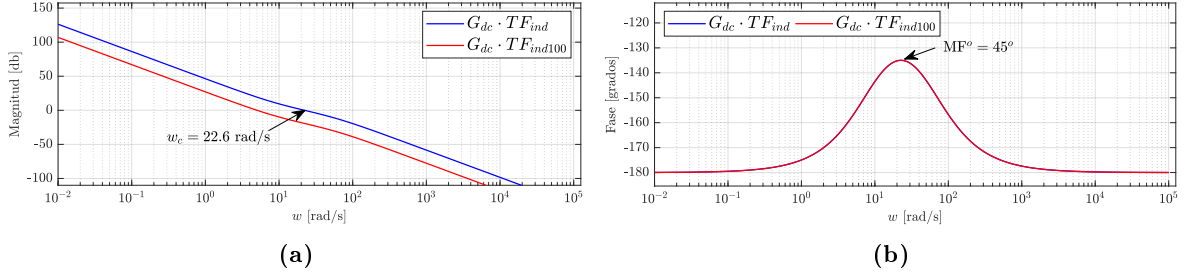


Figura 3.5: Diagrama de Bode de las funciones de transferencia $G_{dc} \cdot TF_{ind}$ y $G_{dc} \cdot TF_{ind100}$. (a) Magnitud. (b) Fase.

3.3. Controlador para la corriente de salida del inversor

Para un amplio escenario de condiciones de operación del convertidor puede ser más conveniente utilizar técnicas de control no lineal. En este trabajo de tesis se propone controlar las corrientes de las fases mediante el control basado en pasividad (PBC) [76],[42]. Según [77], [78], la teoría de control no lineal basada en pasividad, que aprovecha las propiedades disipativas de los sistemas, ha sido aplicada en varios convertidores de electrónica de potencia con resultados satisfactorios. Los convertidores por naturaleza son pasivos, ya que cuentan con elementos pasivos (inductores y capacitores) y otros disipativos como las resistencias asociadas a estos elementos [76]. El PBC tiene un error de seguimiento cero dada la función de transferencia unitaria que idealmente representa a este control en estado estacionario [42], por lo cual en términos de ancho de banda, se pudiera decir que éste muy grande, comparado con los anchos de banda de los controladores PI y G_{cd} que no superan la decena de Hertz; garantizando el desacople de los controladores.

Para facilitar el diseño del controlador, la ecuación (2.18) obtenida en el Capítulo 2

$$(L_L) \frac{di_x}{dt} = \sum_{j=1}^k (m_{xj} v_{cd,xj}) - i_x (R_L) - v_{red,x}, \quad (3.12)$$

se reescribe en forma lagrangiana como

$$\mathbf{D_p} \dot{\mathbf{x}} + \mathbf{C_p} \mathbf{x} + \mathbf{R_p} \mathbf{x} = \mathbf{Q_p}, \quad (3.13)$$

con

$$\mathbf{D_p} = [L_L], \mathbf{x} = [i_x], \mathbf{C_p} = [0], \mathbf{R_p} = [R_L], \mathbf{Q_p} = \left[\sum_{j=1}^k (m_{xj} v_{cd,xj}) - v_{red,x} \right],$$

donde $\mathbf{D_p}$ es la matriz de los elementos de almacenamiento, $\mathbf{C_p}$ es una matriz antisimétrica, $\mathbf{R_p}$ es la matriz de los elementos disipativos y $\mathbf{Q_p}$ es la matriz de las fuerzas externas.

Definiendo el error $\mathbf{e_x} = \mathbf{x} - \mathbf{x}^{\text{ref}}$ y utilizando la función candidata de Lyapunov para el error

$$V_e = \frac{1}{2} \mathbf{e_x}^T \mathbf{D_p} \mathbf{e_x}, \quad (3.14)$$

se puede demostrar que

$$\mathbf{D_p} \dot{\mathbf{e_x}} + \mathbf{C_p} \mathbf{e_x} + \mathbf{R_p} \mathbf{e_x} = \mathbf{Q_p} - \left(\mathbf{D_p} \dot{\mathbf{x_{ref}}} + \mathbf{C_p} \dot{\mathbf{x_{ref}}} + \mathbf{R_p} \mathbf{x_{ref}} \right), \quad (3.15)$$

y que tomando

$$\mathbf{\Phi} = \mathbf{Q_p} - \left(\mathbf{D_p} \dot{\mathbf{x_{ref}}} + \mathbf{C_p} \dot{\mathbf{x_{ref}}} + \mathbf{R_p} \mathbf{x_{ref}} \right), \quad (3.16)$$

se puede obtener

$$\dot{V_e} = \mathbf{e_x}^T \mathbf{\Phi} - \mathbf{e_x}^T \mathbf{D_p} \mathbf{e_x}. \quad (3.17)$$

La ecuación (3.17) significa que el sistema es pasivo si $\mathbf{\Phi} \rightarrow \mathbf{e_x}$. Haciendo $\mathbf{\Phi} = -\mathbf{K} \mathbf{e_x}$ para que el sistema sea extrictamente pasivo, entonces $\dot{V_e} < 0$ si se cumple (3.18), para lo cual con $\mathbf{K} > 0$ es suficiente.

$$(\mathbf{C_p} + \mathbf{R_p} + \mathbf{K}) > 0 \quad (3.18)$$

Igualando los términos de $\mathbf{\Phi}$, tal que

$$-\mathbf{K} \mathbf{e_x} = \mathbf{Q_p} - \left(\mathbf{D_p} \dot{\mathbf{x_{ref}}} + \mathbf{C_p} \dot{\mathbf{x_{ref}}} + \mathbf{R_p} \mathbf{x_{ref}} \right), \quad (3.19)$$

$$-k_1 \left(i_x - i_x^{ref} \right) = m_x V_{cd,T} - v_{red,x} - \left(L_L \dot{i}_x^{ref} + R_L i_x^{ref} \right), \quad (3.20)$$

donde $k_1 = 300$ es la constante de pasividad y $m_x = \sum_{j=1}^k m_{xj}$. Manipulando matemáticamente (3.20), se obtiene

$$m_x = \frac{1}{V_{cd,T}} \left[L_L \dot{i}_x^{ref} + R_L i_x^{ref} + k_1 (i_x^{ref} - i_x) + v_{red,x} \right]. \quad (3.21)$$

La ley de control (3.21) garantiza el seguimiento de las referencias de las corrientes de fase, sin embargo, con esta ley por sí sola no se tiene control sobre las tensiones de los buses de CD en cada uno de los capacitores. Por lo tanto, se construye un esquema híbrido de control para el convertidor multinivel trifásico mediante técnicas lineales para la regulación de las tensiones y el PBC para el lazo de corriente, tal y como se muestra en la Figura 3.1. La generación de los armónicos de referencia a compensar de la CNL se realiza en el marco síncrono $dq0$ mediante un filtro paso bajo tipo Butterworth con frecuencia de corte de 30 Hz, colocado solamente en la componente d para así compensar además la potencia reactiva de la CNL, por parte del convertidor [79].

Se utiliza un lazo de amarre de fase del tipo integrador generalizado de segundo orden (SOGI-PLL) trifásico [80],[81] cuya estructura se ilustra en la Figura 3.6, donde $k_p = 2$, $k_i = 0.5$ y $k = 0.6$. Este tipo de PLL es de especial interés cuando se trabaja con señales sinusoidales, ya que actúa como un integrador ante este tipo de señal y se puede configurar para que se comporte como un generador de señal en cuadratura (QSG) y un filtro paso-bajo al retroalimentar su señal de salida, como se muestra en el recuadro punteado de la Figura 3.6. Combinando el filtro PI y el QSG basado en SOGI, se obtiene una herramienta útil para la extracción y separación de las componentes de secuencia positiva y negativa de las señales trifásicas, convirtiéndose estas en versiones filtradas directas y en cuadratura de v_α y v_β . El SOGI-PLL

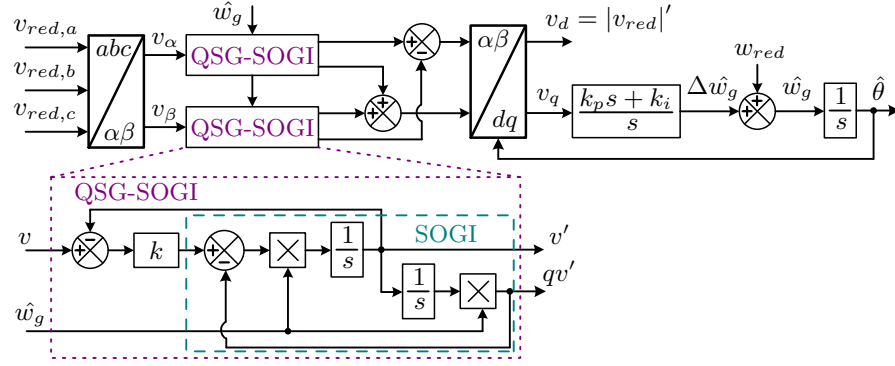


Figura 3.6: Diagrama del SOGI-PLL.

realiza el seguimiento del ángulo de fase de entrada más rápido que un PLL convencional y sin oscilaciones de estado estable.

Finalmente el esquema de control del inversor con todas las partes operando puede describirse de la siguiente forma: de la salida de los controladores PI se obtienen las magnitudes pico de las corrientes de las fases, que multiplicadas con las señales sinusoidales normalizadas del PLL, cada una en fase con las tensiones de la red, resultan en las referencias de las corrientes correspondientes a las potencias activas por fase. A partir de la potencia reactiva de referencia Q^{ref} se establece el valor pico de las componentes de las corrientes reactivas y se multiplican por las sinusoidales normalizadas que están a $+90^\circ$ con respecto a las tensiones de cada fase de la red, y éstas se convierten en la referencia de corriente debidas a la potencia reactiva que se desea inyectar por fase. En la siguiente etapa, se agregan los armónicos de referencia y la información de la componente reactiva que demanda la CNL. Por lo tanto, las referencias i_x^{ref} contienen la información de la componente activa a inyectar a la red, de la componente reactiva para intercambiar con la misma y de los armónicos y la potencia reactiva que requiere la CNL. Como se mencionó en el Capítulo 1, la variable Q^{ref} se obtendría eventualmente de un comando del sistema de gestión de la red proporcionado al convertidor, para ayudar en la regulación de la tensión en el PCC, y tendría en este caso como valor máximo a $\pm Q_{mod,3f}$.

Capítulo 4

Resultados

En este capítulo se valida la metodología de dimensionamiento y el sistema de control propuesto para el convertidor trifásico multinivel de 3 módulos. La validación se realiza utilizando el software PSIM con un paso de integración de $1.041 \mu s$ y en la Tabla 4.1 se muestran los parámetros de la simulación.

Tabla 4.1: Parámetros de simulación para el convertidor trifásico multinivel de 1.45 MVA, 13.2 kV, 3 módulos.

$P_{mp,mod}(\text{kW})$	$Q_{mod,3f}(\text{kVAR})$	$V_{mp}(\text{V})$	$I_{mp}(\text{A})$	$V_{cd}(\text{V})$	n	$C_{pv}(\mu\text{F})$
349.93	333.36	2097.90	166.80	5790	1/3.6799	154
$L_k(\mu\text{H})$	D_{cd}	$i_{pk,xk}(\text{A})$	$C_{dc}(\mu\text{F})$	$L_L(\text{mH})$	$R_L(\Omega)$	$L_{red}(\text{mH})$
90	0.75	455.28	420	23.8	1	7
$R_{red}(\Omega)$	$v_x(\text{kV}_{rms})$	$f_{cd}(\text{Hz})$	$f_{inv}(\text{Hz})$	$f_{red}(\text{Hz})$	$V_{cd,T}(\text{kV})$	M_x
1	7.62	4800	2400	60	17.37	0.6205
$V_{oc}(\text{V})$	$I_{sc}(\text{A})$	$R_{serie}(\text{m}\Omega)$	$R_{sh}(\text{M}\Omega)$	N_s	$V_{eq}(\text{V})$	$R_{eq}(\Omega)$
2595.60	177.20	0.285	71.99	3683	4097.55	11.98
$P_{cnl}(\text{kW})$	$R_{cnl}(\Omega)$	$L_{cnl}(\text{mH})$	$\text{THD}_{cnl}(\%)$	k_p	k_i	k
300	1059	20	29.28	2	0.5	0.6

Se realizan pruebas en diferentes puntos de operación, entre los que se encuentran: (1) diferentes niveles de irradiancia por igual en todos los módulos y el flujo simultáneo de potencia reactiva, (2) la operación como filtro activo de potencia con diferentes niveles de irradiancia, (3) desbalances entre las potencias de entrada de los módulos junto con el flujo de potencia reactiva, (4) la operación como filtro activo y como soporte de tensión en el PCC ante una caída de la tensión en la red, y la generación de potencia reactiva para compensar los desbalances entre las potencias de entrada. Además, se repite la prueba (4), pero aumentando al doble la impedancia de la red para crear un escenario de red débil.

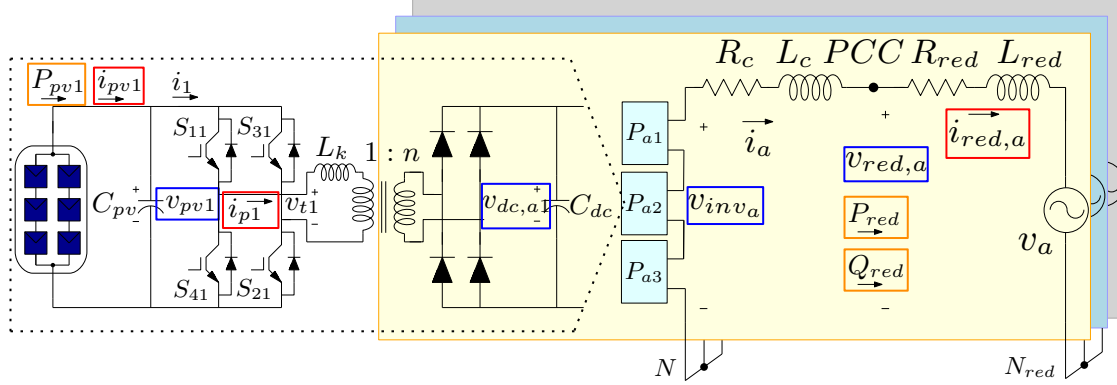


Figura 4.1: Representación simplificada del convertidor trifásico multinivel de 3 módulos para facilitar el análisis de la Figura 4.2.

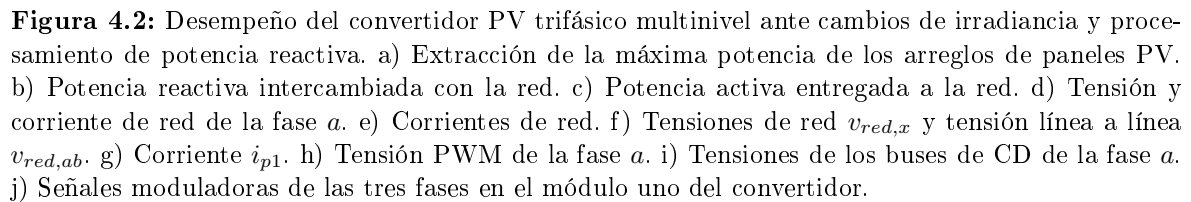
4.1. Variación de irradiancias en todos los módulos y procesamiento de potencia reactiva

En la Figura 4.2 se muestra la operación del convertidor ante cambios de irradiancia y la inyección/absorción de potencia reactiva con la red, sin la CNL conectada. Para facilitar la visualización, en la Figura 4.1 se muestran resaltadas las señales que se analizan.

En la Figura 4.2 (a) se comparan las potencias extraídas P_{pv1} , P_{pv2} , P_{pv3} de cada uno de los 3 arreglos de paneles PV con las máximas potencias disponibles, y en la Figura 4.2 (c) se observa la potencia activa que finalmente se inyecta a la red. Los niveles de irradiancia se cambian mediante rampas de 16 ms con grandes saltos de un nivel a otro para probar el desempeño del controlador, aunque en la práctica no se presentan este tipo de cambios. Se puede observar que el controlador logra extraer la máxima potencia para todas las condiciones de irradiancias.

La Figura 4.2 (b) muestra la potencia reactiva intercambiada con la red. Inicialmente, el convertidor comienza inyectando toda la potencia PV disponible a 1000 W/m^2 por cada módulo y 0 VAR , obteniéndose un $\text{FP}=0.997$ como se observa en la Figura 4.2 (d). En $t = 0.25 \text{ s}$ se suman 333.336 kVAR ($Q_{mod,3f}$) por fase, para un total de 1.0498 MW y 1 MVAR que el convertidor entrega a la red, y esta potencia reactiva se mantiene hasta $t = 1.1 \text{ s}$, en donde se invierte el signo y el convertidor comienza a absorber 1 MVAR . En todo el tramo la potencia activa se va disminuyendo hasta llegar a los 34 kW (valor correspondiente a 100 W/m^2), modificándose el FP entregado a la red, como se aprecia en la Figura 4.2 (d) dado el desfaseamiento entre la tensión y la corriente de la red. En $t = 1.5 \text{ s}$, el sistema comienza a operar con 140 kW (correspondiente a 400 W/m^2) por módulo y $-Q_{mod,3f}$ por fase de potencia reactiva, hasta que en $t = 1.9 \text{ s}$, la potencia reactiva se controla hacia 0 VAR .

Como se observa en la Figura 4.2 (e), las corrientes de las fases cambian sus valores pico según las variaciones de las potencias activa y reactiva. En todo el lapso de simulación, la TRD de las corrientes se mantiene por debajo del 5% que establece el Estándar IEEE Std 1547-2018. Notar que tal y como se menciona en el Capítulo 2 existe una diferencia de un 1% aproxi-



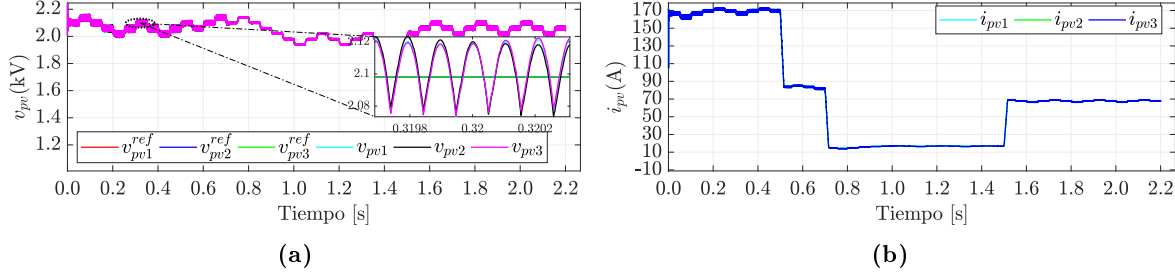


Figura 4.3: Desempeño del convertidor PV trifásico multinivel ante cambios de irradiancia y procesamiento de potencia reactiva. Continuación. a) Tensiones de referencia v_{pvk}^{ref} y tensiones v_{pvk} en los terminales del arreglo de paneles PV. b) Corrientes i_{pvk} .

madamente del valor calculado de $TRDi_{red}$, con respecto al obtenido en la simulación, debido a que solamente se consideró el primer grupo de armónicos de la conmutación.

La Figura 4.2 (f) muestra las tensiones de red $v_{red,x}$ y la tensión línea a línea ab $v_{red,ab}$, la cual mantiene en todo momento los 30° en adelante con respecto a $v_{red,a}$ y la relación de $\sqrt{3}$ veces mayor. El valor más alto de $THD_{v_{red,x}} = 7.55\% < 8\%$ (diseño) se obtiene para la condición de operación de 100 W/m^2 y $+Q_{mod,3f}$, mostrado en la ampliación derecha.

El comportamiento de las tensiones de los buses de CD para la fase a ante los cambios de irradiancia y el manejo de la potencia reactiva se presenta en la Figura 4.2 (i). Los rizados de las tensiones se encuentran dentro del rango de los 90 V (1.55 % de V_{cd}), cumpliendo con la especificación de diseño propuesta para el capacitor C_{cd} . Ante los cambios de puntos de operación, el sistema de control logra mantener reguladas las tensiones en su referencia de 5790 V. En la Figura 4.2 (j) se observa que las señales moduladoras de las fases del primer módulo nunca alcanzan el valor unitario ante las variaciones de las potencias activa y reactiva, evitando la sobremodulación. Además, se observa un rizo de alta frecuencia donde predominan el tercer armónico y los armónicos de conmutación. A la salida del PI existe un segundo armónico proveniente de la tensión del bus de CD que al multiplicarse por la señal del PLL se convierte en tercero. Nótese que el rizo en la moduladora es mayor cuando el rizo de segundo armónico de la tensión del bus se incrementa (tramo $t = 0.7 - 1.5$ de la Figura 4.2 (i)).

La corriente a la entrada del transformador de media frecuencia del módulo uno i_{p1} se presenta en la Figura 4.2 (g), donde se puede notar el funcionamiento del PV-FBCC en modo de conducción discontinua, con un valor pico máximo de 444.90 A para los parámetros nominales. En la Figura 4.2 (h) se muestra la tensión PWM a la salida de los inversores de la fase a ($v_{inv,a}$), donde se realiza un acercamiento en dos puntos de operación diferentes. El primero (a la izquierda), con 349.93 kW por módulo y 0 VAR, lo que equivale a una magnitud del índice de modulación $M_a = 0.623$ y por lo tanto, solo se alcanzan 5 niveles en la tensión PWM. Sin embargo, para el segundo punto a la derecha, con 140 kW por módulo y $-Q_{mod,3f}$ kVAR por fase se tiene $M_a = 0.661$, y se logran los 7 niveles correspondientes a los 3 módulos. En la Figura 4.3 (a) se observa como las tensiones v_{pvk} , siguen a las referencias v_{pvk}^{ref} obtenidas del algoritmo MPPT. En la ampliación, en este caso a 1000 W/m^2 , se observa que los valores

pico de las tensiones v_{pvk} no sobrepasan los 2120 V, que para la referencia de 2098 V, significan 22 V por encima, cercano a los 17 V (0.81% de V_{mp}) para lo que fue calculado el capacitor C_{pv} . La Figura 4.3 (b) muestra el comportamiento de las corrientes extraídas de los paneles i_{pvk} para los diferentes niveles de irradiancia.

4.2. Desbalance de potencia de entrada entre los módulos y procesamiento de potencia reactiva

En la Figura 4.5 se evalúa el efecto de la compensación de potencia reactiva en la red, en presencia de desbalances en la potencia de entrada en cada módulo. Se simulan varios de los puntos de operación que se analizaron en el Capítulo 3. Para facilitar la visualización, en la Figura 4.4 se muestran resaltadas las señales que se analizan.

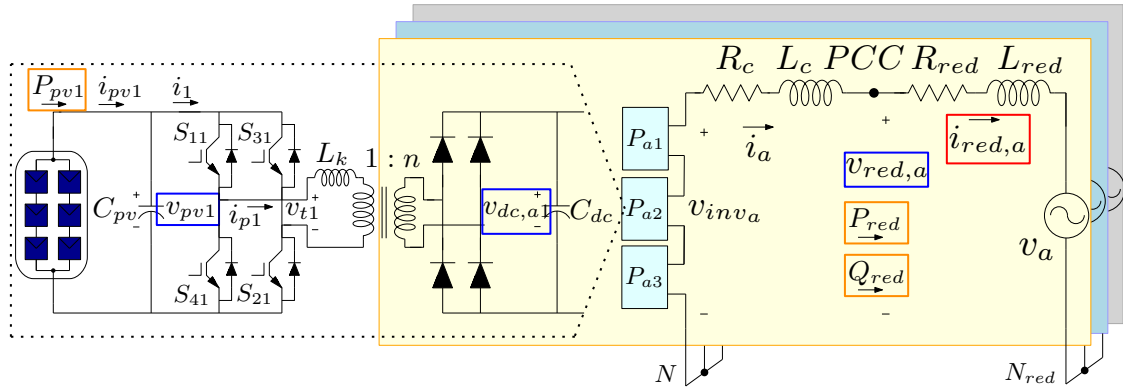


Figura 4.4: Representación simplificada del convertidor trifásico multinivel de 3 módulos para facilitar el análisis de la Figura 4.5.

En la Figura 4.5 (a) se comparan las potencias extraídas de los 3 arreglos de paneles PV con las máximas potencias disponibles, y en la Figura 4.5 (b) se observan las potencias activas por fase que finalmente se inyectan a la red. El convertidor comienza suministrado toda la potencia PV disponible por cada módulo a 1000 W/m^2 y se procesan 0 VAR. A partir de $t = 0.4 \text{ s}$, los módulos 1, 2 y 3 operan con 1000 W/m^2 , 500 W/m^2 y 750 W/m^2 , respectivamente, durante 0.4 s . En $t = 0.8 \text{ s}$ los módulos 2 y 3 cambian a 530 W/m^2 .

La Figura 4.5 (f) muestra las señales moduladoras de los 3 módulos de la fase a en los diferentes puntos de operación. En el periodo de $t = 0.4 - 0.8 \text{ s}$, se alcanzan los valores teóricamente calculados en el Capítulo 3 de $m_{a1} = 0.833$, $m_{a2} = 0.417$ y $m_{a3} = 0.642$. De $t = 0.8 - 1.2 \text{ s}$, el sistema es llevado intencionalmente muy cercano a la sobremodulación con un valor teórico pico del índice de modulación del módulo uno $m_{a1} = 0.909$. En $t = 1.2 \text{ s}$, se procesan $-Q_{mod,3f} \text{ kVAR}$ por fase de potencia reactiva como se observa en la Figura 4.5 (c) para evitar la sobremodulación en esas condiciones de irradiancia, logrando reducir el índice de modulación a $m_{a1} = 0.832$. Debido al desbalance, el contenido armónico de la señal multinivel cambia y aparecen armónicos en frecuencias más bajas respecto a las obtenidas para el caso nominal de operación. Como consecuencia el filtro L_L atenúa menos estos armónicos y la moduladora

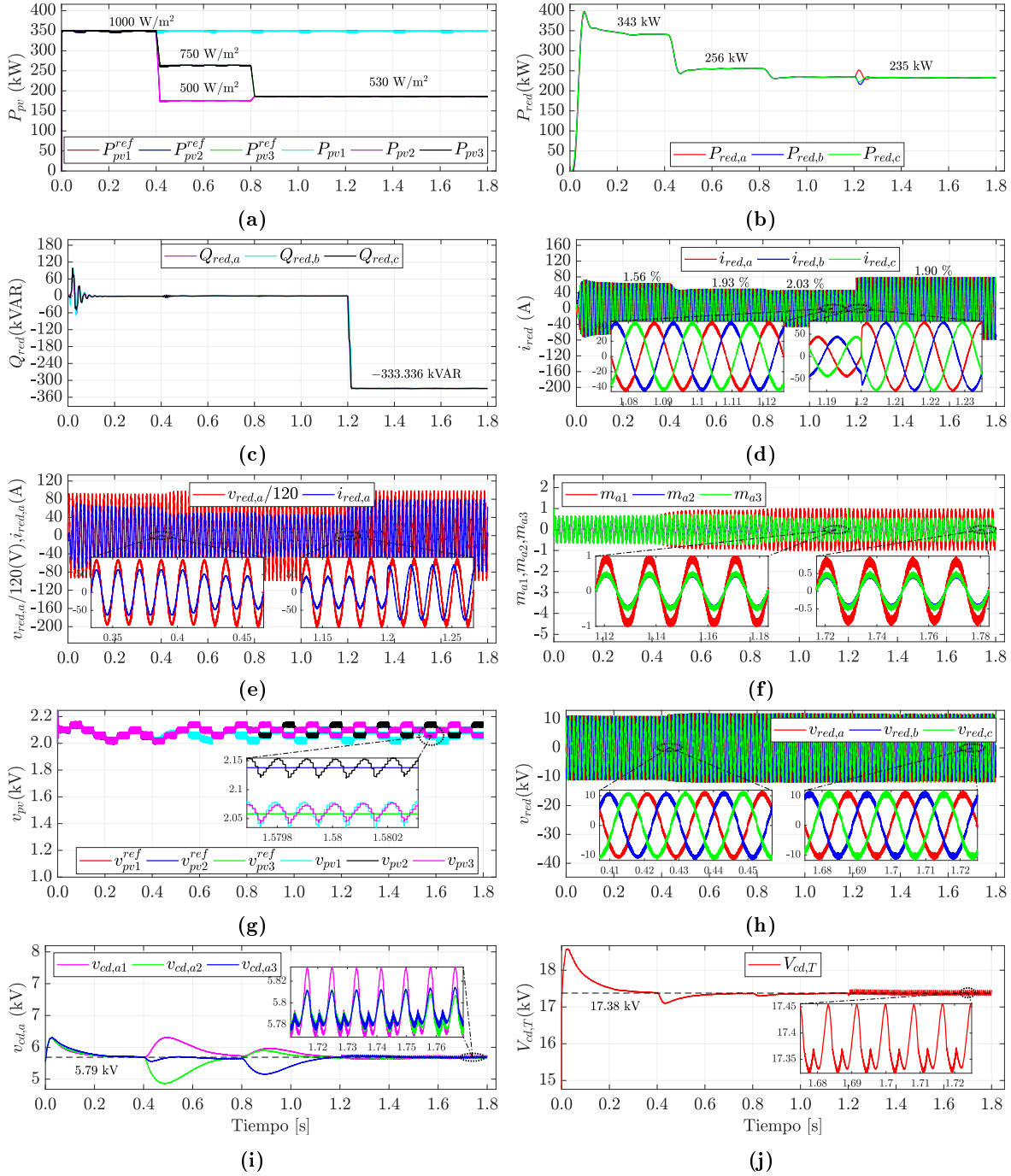


Figura 4.5: Desempeño del convertidor PV trifásico multinivel ante variaciones desbalanceadas de irradiancia en las entradas e inyección de potencia reactiva. a) Extracción de la máxima potencia de los arreglos de paneles PV. b) Potencia activa entregada a la red. c) Potencia reactiva inyectada a la red. d) Corrientes de red. e) Tensión y corriente de red de la fase a . f) Señales moduladoras de los 3 módulos de la fase a . g) Tensiones de referencia v_{pvk}^{ref} y tensiones v_{pvk} en los terminales del arreglo de paneles PV. h) Tensiones de la red. i) Tensiones de los buses de CD de la fase a . j) Suma de las tensiones de los buses de CD.

queda afectada con la presencia de estas componentes.

Puede notarse en la Figura 4.5 (d), que las corrientes de fase cambian sus valores pico según las variaciones de la potencia extraída por módulo y el manejo de potencia reactiva. En todo el lapso de la simulación, la TRD de las corrientes no supera el 5 %.

El comportamiento de las tensiones de los buses de CD para la fase a ante los cambios de irradiancia se observa en la Figura 4.5 (i), donde el mayor sobretiro ocurre al realizar el cambio de estado de todos los módulos operando a 1000 W/m^2 , a el módulo 1 operando a 1000 W/m^2 y los módulos 2 y 3 en 500 W/m^2 y 750 W/m^2 , respectivamente. No obstante, mediante el control, las tensiones logran converger a su referencia de 5790 V y mantenerse reguladas en ese valor. En la Figura 4.5 (j) se aprecia que la suma de las tensiones de los buses permanece regulada en los 17.38 kV (3 veces V_{cd}).

La Figura 4.5 (e) muestra la corriente y la tensión de la red de la fase a , esta última dividida entre 120 para llevarla a una escala que permita una mejor visualización. El factor de potencia en todo momento se encuentra por encima de 0.996 , excepto a partir de $t = 1.2 \text{ s}$ que se procesa potencia reactiva. Debido a la acción del PLL, la corriente tarda menos de un ciclo de red en sincronizarse.

Las tensiones de red $v_{red,x}$ balanceadas se observan en la Figura 4.5 (h). El valor más alto de $\text{THD}_{v_{red,x}} = 7.42 \%$ se obtiene para la condición de operación de $t = 0.4 - 0.8 \text{ s}$.

En la Figura 4.5 (g) se muestran las tensiones v_{pvk}^{ref} y v_{pvk} . A partir de $t = 0.4 \text{ s}$ la irradiancia en cada arreglo de paneles PV es diferente y las tensiones v_{pvk} siguen a sus referencias v_{pvk}^{ref} obtenidas de cada algoritmo MPPT.

4.3. Variación de irradiancia en todos los módulos y operación simultánea como FAC

La Figura 4.7 muestra el desempeño del convertidor ante cambios de irradiancia cuando el convertidor opera simultáneamente como FAC y sin intercambio de potencia reactiva con la red. Para facilitar la visualización, en la Figura 4.6 se muestran resaltadas las señales que se analizan.

Inicialmente se opera a 1000 W/m^2 entregando toda la potencia PV a la red hasta $t = 0.2 \text{ s}$, cuando se conecta la CNL según la Figura 4.7 (j), y esta potencia se divide: una parte para suplir toda la demanda de la CNL y el resto se transmite a la red eléctrica, como se aprecia en la Figura 4.7 (a). Luego la irradiancia se va disminuyendo en pasos de 250 W/m^2 hasta que cae a cero en $t = 1.8 \text{ s}$, donde es la red la que proporciona toda la potencia activa de la CNL.

Como se observa en la Figura 4.7 (c), la CNL tiene un consumo máximo de 11.17 kVAR (tramo $t = 0.6 - 1 \text{ s}$) y un consumo promedio de 9.58 kVAR . El convertidor entrega entre el 71.56 y el 93.88% de la potencia reactiva de la CNL en la mayoría de puntos de operación, incluso en ausencia de energía fotovoltaica, y la red cubre la parte restante, lo cual no sobrepasa los 4 kVAR , resultando en un FP mayor a 0.9 , como se ilustra en la Figura 4.7 (b). En el tramo $t = 1 - 1.4 \text{ s}$, el convertidor entrega todos los VARs requeridos por la CNL y por la impedancia

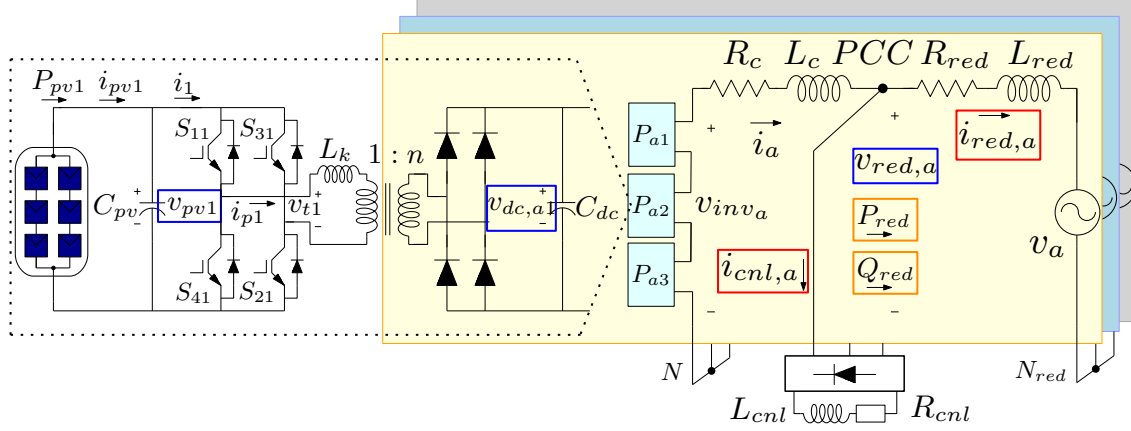


Figura 4.6: Representación simplificada del convertidor trifásico multinivel de 3 módulos para facilitar el análisis de la Figura 4.7.

de la red.

En la Figura 4.7 (d) se muestra como las corrientes de fase cambian sus valores pico según las variaciones de la potencia extraída de los módulos. Dado que el convertidor va disminuyendo el valor de corriente que entrega a la red hasta $t = 1.8$ s, la componente fundamental de esta última, también decrece. A partir de $t = 1.8$ s, la red provee la componente de corriente a 60 Hz de la CNL, y en consecuencia, su magnitud aumenta. Para los diferentes puntos de operación aún y con la CNL conectada, la TRD de la corriente de red no supera el 5%. Sin embargo, tal y como se observa en la Figura 4.7 (f), si el convertidor no estuviera realizando la función de FAC, sí se tendrían valores por encima del 5% desde que se conecta la carga no lineal, por lo cual el desempeño del convertidor como compensador de armónicos resulta beneficioso para mejorar la calidad de la energía de la red.

Las señales moduladoras de las 3 fases para el módulo 1 se muestran en la Figura 4.7 (e). Para los diferentes puntos de operación, el valor pico de la componente a 60 Hz no sobrepasa los 0.65 en estado estacionario.

El comportamiento de las tensiones de los buses de CD para la fase a se observa en la Figura 4.7 (i). Ante los cambios de irradiancia no se presentan sobretiros significativos y las tensiones logran converger a su referencia de 5790 V y mantenerse reguladas en ese valor.

La Figura 4.7 (h) muestra las tensiones balanceadas de la red. El valor más alto de $\text{THD}_{v_{red,x}}$ no supera el 6.1%. En la Figura 4.7 (g) se aprecia como las tensiones v_{pvk} siguen a sus referencias v_{pvk}^{ref} hasta $t = 0.4$ s, donde la irradiancia es cero. Dado que existe un bloque limitador a la salida del controlador G_{pv} , el ciclo útil mínimo se establece en $D_{cd} = 0.23$, lo que origina que las tensiones v_{pvk} permanezcan en un valor fijo de circuito abierto con irradiancia cero.

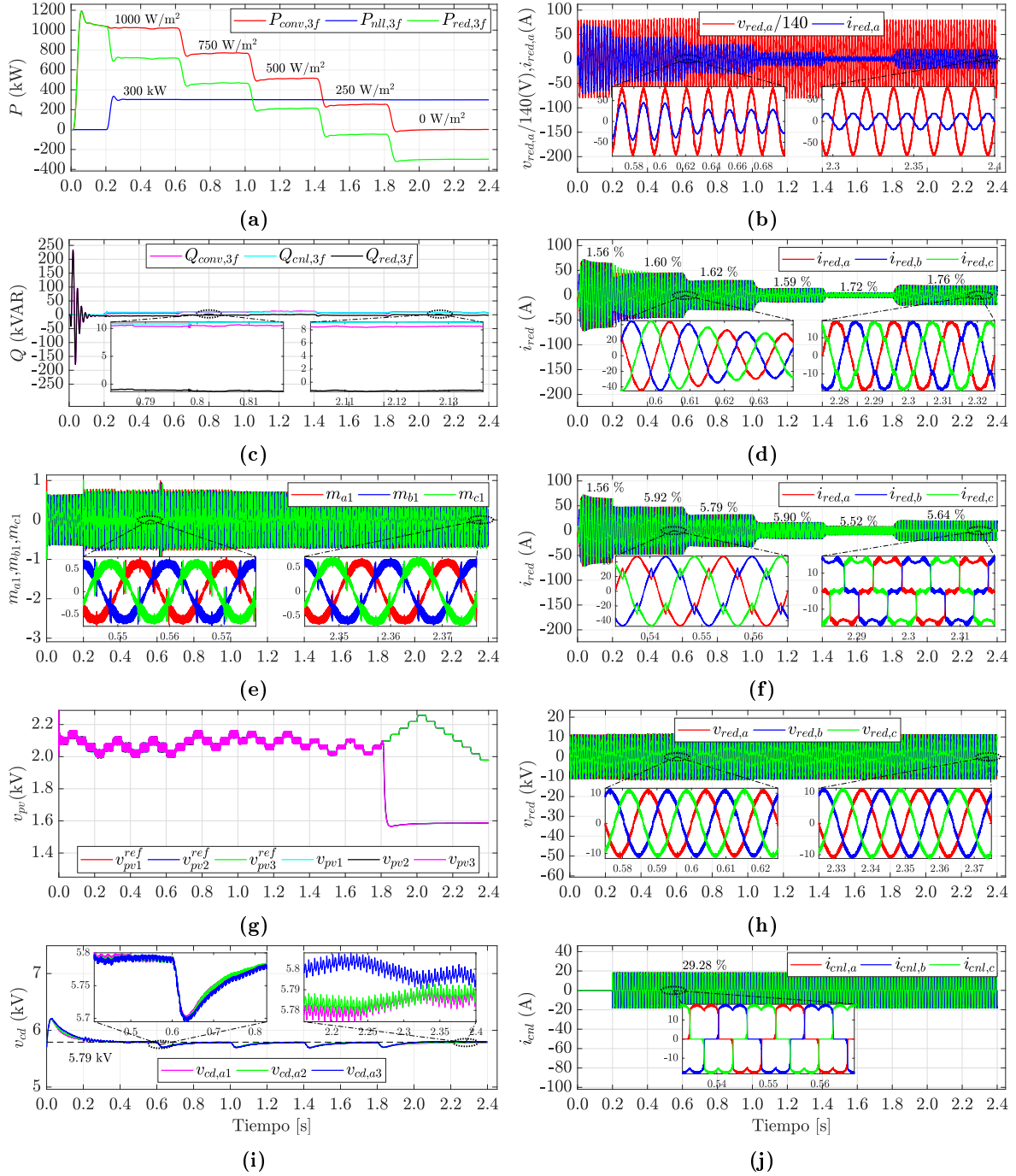


Figura 4.7: Desempeño del convertidor PV trifásico multinivel ante variaciones de irradiancia actuando como FAC. a) Potencia trifásica del convertidor, de la CNL y de la red. b) Tensión y corriente de la red de la fase *a*. c) Potencia reactiva trifásica del convertidor, de la CNL y de la red. d) Corrientes de red. e) Señales moduladoras de las fases del módulo 1. f) Corrientes de red sin la función de filtro activo de potencia. g) Tensiones de referencias v_{pvk}^{ref} y tensiones v_{pvk} . h) Tensiones de la red. i) Tensiones de los buses de CD de la fase *a*. j) Corrientes de la carga no lineal.

El contenido armónico de la carga no lineal, de la corriente que entrega el convertidor y de la corriente de la red para la fase a se observan en la Figura 4.8 para 1000 W/m^2 . El convertidor entrega la componente fundamental de la CNL y el resto se lo transmite hacia la red; además, el convertidor proporciona los armónicos de la CNL, de manera que en la red se logra una TRD por debajo del 5 %, en este caso de 1.60 %.

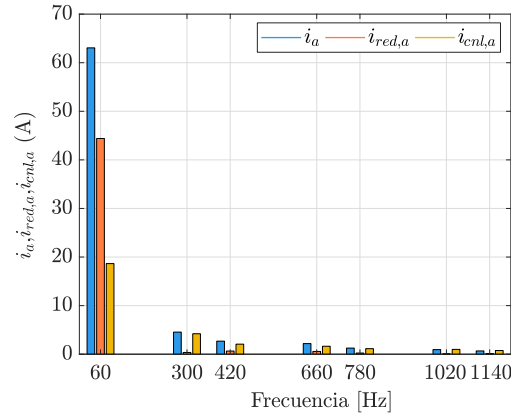


Figura 4.8: Componente fundamental y contenido armónico de la corriente que entrega el convertidor, de la corriente de la red y de la carga no lineal para la fase a y el valor nominal de potencia activa a 1000 W/m^2 .

4.4. Operación como FAC, simultáneamente con soporte de tensión en el PCC ante una caída de la tensión de la red, en presencia de desbalance de entrada y procesamiento de potencia reactiva

La Figura 4.10 muestra el desempeño del convertidor en diferentes puntos de operación: (1) el sistema comienza inyectando potencia activa a la red y realizando la función de filtro activo, luego, se produce una caída del 15 % de la tensión de la red v_x , (2) en esta condición de trabajo el convertidor procesa potencia reactiva para dar soporte de tensión en el PCC, (3) la perturbación se elimina, se deja de inyectar potencia reactiva y luego se producen desbalances entre las potencias de entrada de los módulos, (4) finalmente se procesa potencia reactiva para evitar la sobremodulación. Como se aprecia en la Figura 4.11 (a) la CNL se conecta desde $t = 0 \text{ s}$. Para facilitar la visualización, en la Figura 4.9 se muestran resaltadas las señales que se analizan.

El convertidor inicia entregando toda la potencia PV para 1000 W/m^2 a la CNL y la parte restante a la red eléctrica, ver en las Figuras 4.10 (a) y (c). De $t = 0.4 - 1.1 \text{ s}$, el valor pico de la tensión del generador v_x disminuye un 15 % como se observa en la Figura 4.10 (j) y la componente fundamental de la tensión $v_{red,x}$ cae de 10820 V_{pico} a 9216 V_{pico} . Para dar soporte de tensión en el PCC, en $t = 0.7 \text{ s}$ se da la orden al convertidor inyectar 220 kVAR , tal y como se observa en la Figura 4.10 (i), lo que origina que la componente fundamental de

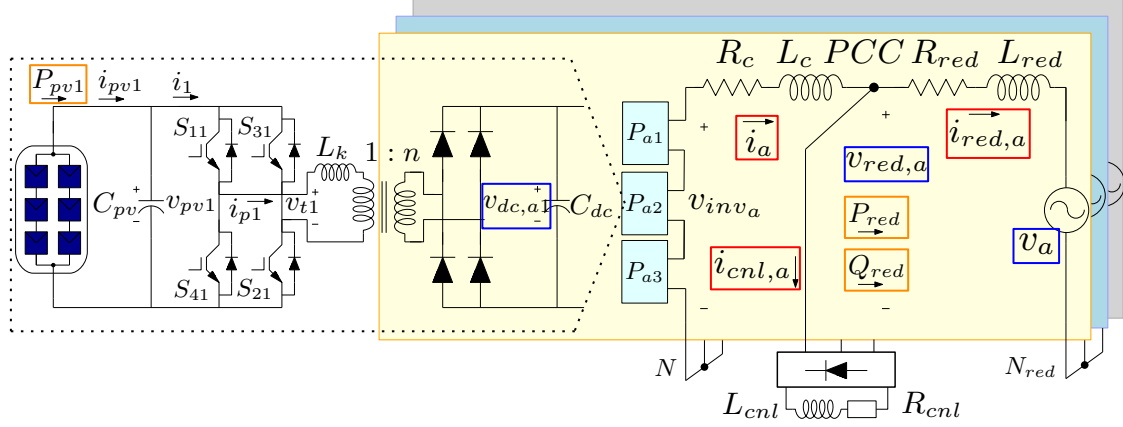


Figura 4.9: Representación simplificada del convertidor trifásico multinivel de 3 módulos para facilitar el análisis de la Figura 4.10.

$v_{red,x}$ aumente su valor a 9343 Vpico, aun estando presente la perturbación. En $t = 1.1$ s, la tensión v_x regresa a su valor original, se da la orden de retirar los kVAR y el sistema se queda funcionando de igual forma que antes de producirse la caída de tensión. Posteriormente, a partir de $t = 1.4$ s, los módulos 1, 2 y 3 operan con 1000 W/m^2 , 500 W/m^2 y 750 W/m^2 , respectivamente, como se muestra en la Figura 4.10 (a).

Debido a la caída de tensión, la corriente que entrega el convertidor i_x y por tanto la de la red $i_{red,x}$, aumentan (ver en las Figuras 4.10 (d) y (f)) ya que se debe entregar la misma potencia. Al darse la orden de inyectar 220 kVAR de potencia reactiva para dar soporte de tensión en el PCC (como se analizó en el Capítulo 2), la corriente que entrega el convertidor aumenta su valor hasta los 90.02 A máximo. Cuando la irradiancia disminuye en los módulos 2 y 3, decrecen los valores de corriente i_x y $i_{red,x}$. En $t = 1.9$ s, se procesan -333.356 kVAR (ver Figura 4.10 (i)) y los valores pico de las corrientes se incrementan.

Las señales moduladoras de los módulos para la fase a se muestran en la Figura 4.10 (e). De $t = 0 - 1.4$ s, las señales no sobrepasan los 0.65 en estado estacionario. Cuando se producen desbalances entre las potencias que entregan los módulos en $t = 1.4$ s, las moduladoras alcanzan valores pico cercanos a los teóricamente esperados, los cuales son $m_{a1} = 0.812$, $m_{a2} = 0.440$ y $m_{a3} = 0.640$ para la componente fundamental de 60 Hz; sin embargo, debido al rizo la señal m_{a1} llega prácticamente a la sobremodulación. Al procesarse $-Q_{mod,3f}$, la componente fundamental de 60 Hz de m_{a1} se reduce a 0.748 y con el rizo asociado no supera los 0.94.

El comportamiento de las tensiones de los buses de CD para la fase a se observa en la Figura 4.10 (g). Ante los cambios que se presentan ocurren sobretiros transitorios, pero finalmente las tensiones convergen a su referencia de 5790 V. El valor más alto de THD de las tensiones de red de la Figura 4.10 (h) es $\text{THD}_{v_{red,x}} = 6.88\%$ en el tramo de $t = 1.4 - 1.8$ s.

La Figura 4.10 (b) muestra la corriente de red y la tensión en el PCC de la fase a , esta última dividida entre 120 para llevarla a una escala que permita una mejor visualización. El factor de potencia varía en dependencia de la potencia reactiva que se procesa. En la Figura 4.11

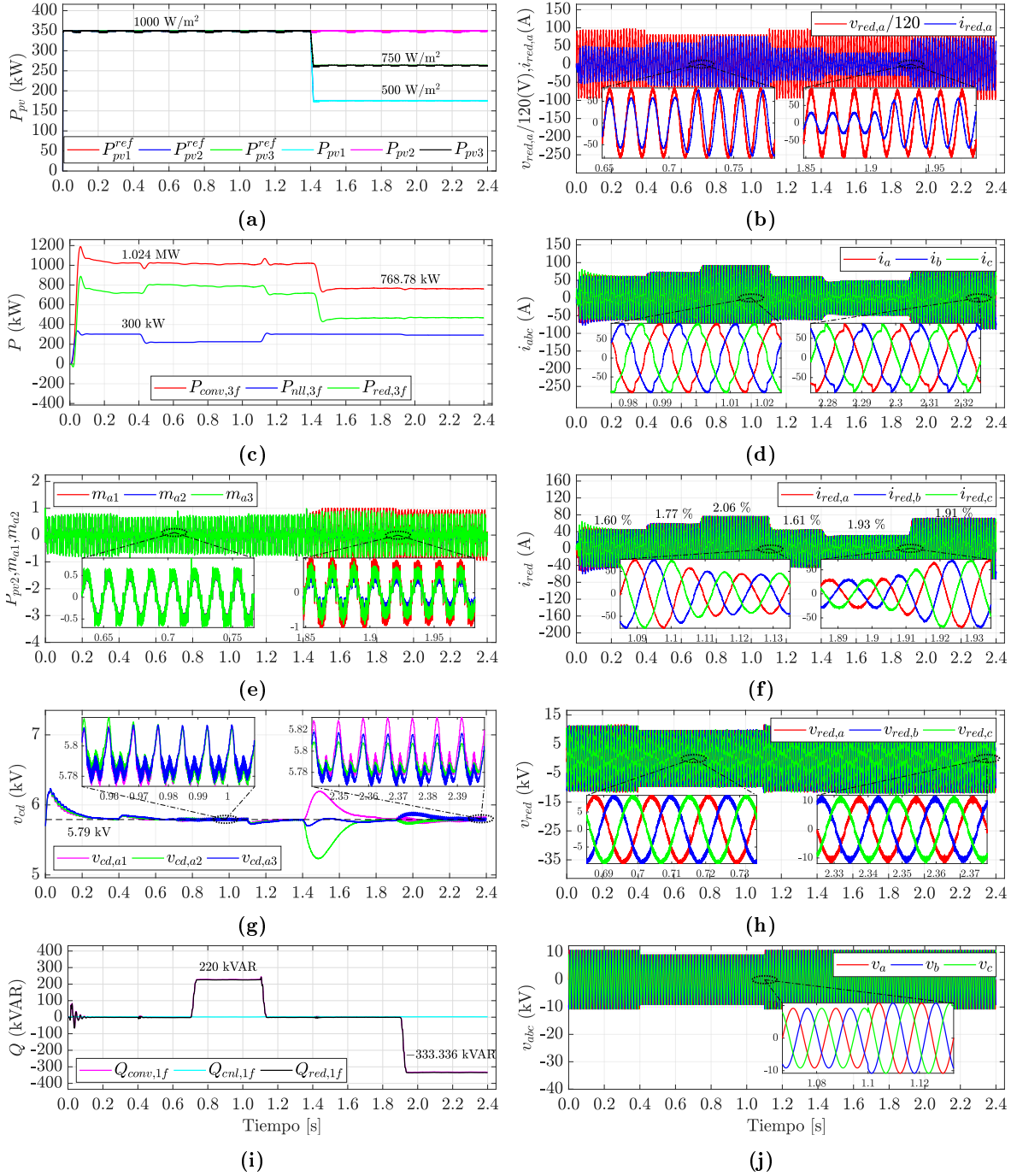


Figura 4.10: Desempeño del convertidor PV trifásico multinivel ante variaciones desbalanceadas de irradiancia, actuando como FAC y con procesamiento de potencia reactiva. a) Extracción de la máxima potencia del arreglo de paneles PV. b) Tensión y corriente de la red de la fase a . c) Potencia trifásica del convertidor, de la CNL y de la red. d) Corrientes que entrega el convertidor. e) Señales moduladoras de los 3 módulos de la fase a . f) Corrientes de red. g) Tensiones de los buses de CD de la fase a . h) Tensiones de red. i) Potencia reactiva procesada por fase del convertidor, de la CNL y de la red. j) Tensiones del generador de la red.

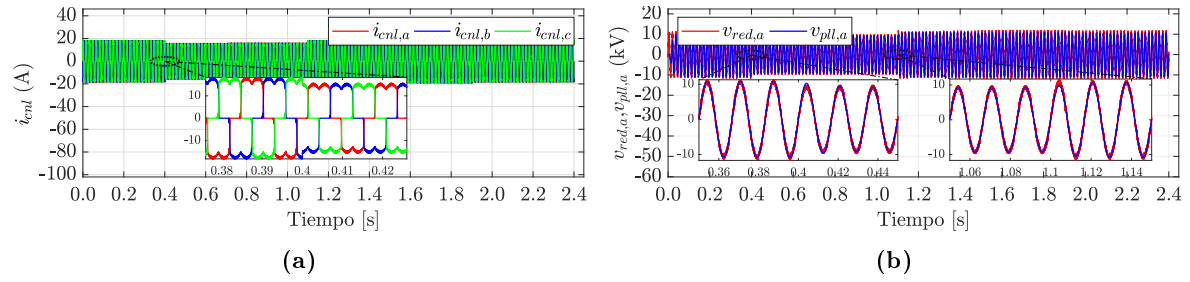


Figura 4.11: Desempeño del convertidor PV trifásico multinivel ante variaciones desbalanceadas de irradiancia, actuando como FAC, como soporte de tensión en el PCC y con procesamiento de potencia reactiva. Continuación. a) Corrientes de la carga no lineal. b) Tensión de red de la fase a y tensión estimada por el PLL.

(b) se aprecia como la señal del PLL multiplicada por v_d (ver Figura 3.5 del Capítulo 3) no se desincroniza con la señal original $v_{red,a}$ ante los cambios que suceden.

A continuación se muestran las distorsiones armónicas de la corriente $i_{red,x}$ en porcentaje de la corriente nominal I_{nom} en la Tabla 4.2. Se consideran aquellos puntos de operación en donde la TRD es mayor, y cuando está actuando como FAC, para verificar los peores escenarios de contenido armónico. Para cada rango establecido en la estándar Std IEEE 1547-2018, se toma en cuenta el armónico más representativo; por ejemplo: en el rango $11 \leq h < 17$, el de mayor tamaño es el 11 y por ello se considera ese como peor caso, lo cual resulta el mayor valor de porcentaje. El signo $-$ significa que ninguno de los armónicos ubicados en ese rango alcanza un porcentaje mayor al 0.15 %. Como se puede observar en la tabla, todos los porcentajes obtenidos se encuentran por debajo de los que se permiten en la estándar.

Tabla 4.2: Distorsiones armónicas obtenidas en la simulación de la corriente $i_{red,x}$ en porcentaje de la corriente nominal I_{nom} y valores permitidos en la Std IEEE 1547-2018.

h	Fig. 4.2 (e) $t=0.5-0.7s$ % obtenido	Fig. 4.7 (d) $t=0.6-1s$ % obtenido	Fig. 4.7 (d) $t=1-1.4s$ % obtenido	Fig. 4.7 (d) $t=1.4-1.8s$ % obtenido	Fig. 4.7 (d) $t=1.8-2.4s$ % obtenido	IEEE 1547 Rango h	IEEE 1547 % permit.
7	0.479	0.792	0.786	0.889	0.930	$h < 11$	4
11	0.746	0.603	0.652	0.705	0.791	$11 \leq h < 17$	2
19	0.264	-	-	-	-	$17 \leq h < 23$	1.5
31	-	0.283	0.247	-	-	$23 \leq h < 35$	0.6
41	-	0.185	0.160	-	-	$35 \leq h < 50$	0.3

4.5. Operación como FAC, simultáneamente con soporte de tensión en el PCC ante una caída de la tensión de la red con procesamiento de potencia reactiva para una red débil

Con el objetivo de crear un escenario débil pero realista, se simula una prueba similar a la presentada en la Sección 4.4 pero ahora con el doble de la impedancia de red, por lo tanto, todos los parámetros se mantienen igual que en la Tabla 4.1, excepto que $L_L = 35$ mH, $R_{red} = 2 \Omega$ y $L_{red} = 14$ mH, resultando en $Z_{red} = 2 + j5.28$. Cabe mencionar que en una prueba inicial solo se modificó la impedancia de red, sin embargo, en el peor caso se obtuvo una $THD_{v_{red,x}} = 10.69\%$; por lo que se aumentó el valor de L_L de 23.8 mH a 35 mH. A partir de (2.39) y (2.40), se calcula $S_{cc,3} = 10.93$ MVA y $SCR_3 = 7.54$ para la nueva impedancia, lo cual significa una red débil.

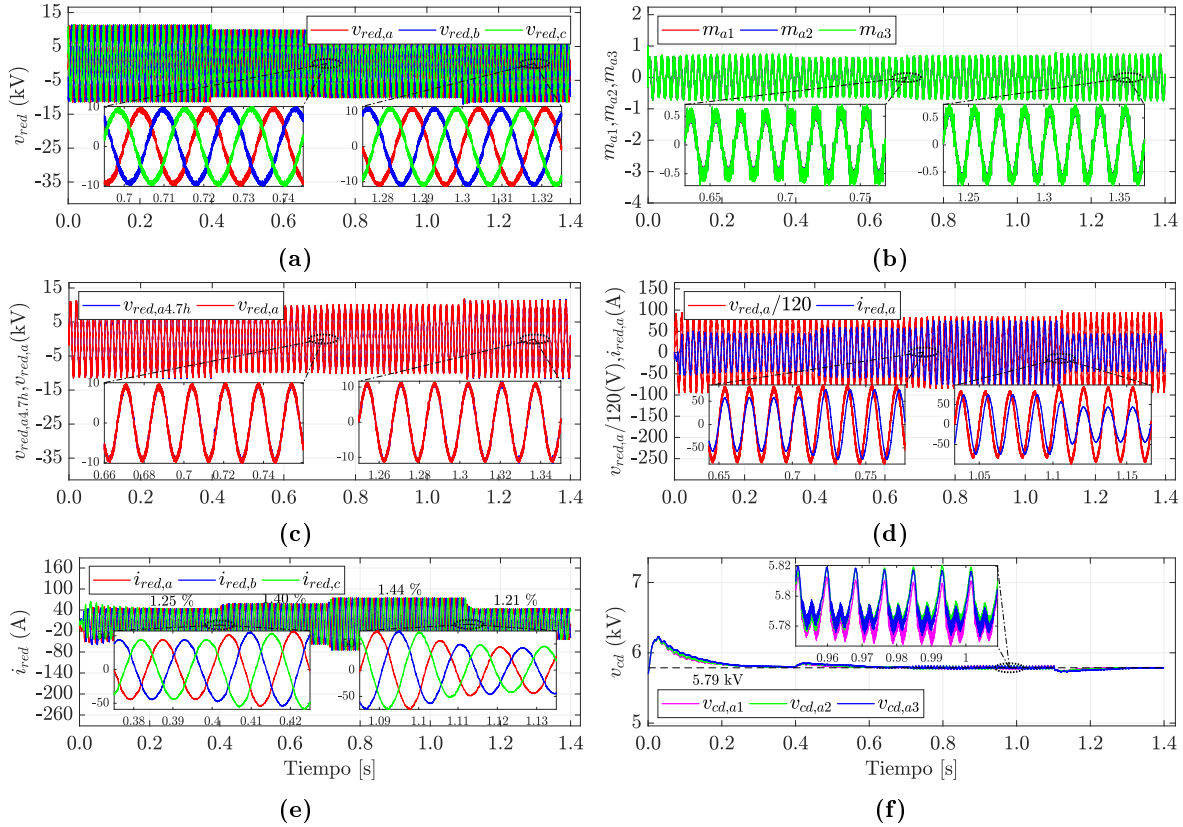


Figura 4.12: Desempeño del convertidor PV trifásico multinivel actuando como FAC y con procesamiento de potencia reactiva para una impedancia de red del doble. a) Tensiones de red. b) Señales moduladoras de los 3 módulos de la fase a . c) Tensión $v_{red,a}$ y tensión $v_{red,a4.7h}$ de la Figura 4.10 (h). d) Tensión y corriente de la red de la fase a . e) Corrientes de red. f) Tensiones de los buses de CD de la fase a .

La Figura 4.12 muestra el desempeño del convertidor en los mismos puntos de operación que los de la Figura 4.10 para el intervalo de $t = 0 - 1.4$ s, es decir, se produce una caída del 15 % de la tensión v_x y en esta condición de trabajo el convertidor inyecta potencia reactiva para dar soporte de tensión en el PCC. De igual forma la CNL se conecta desde $t = 0$ s.

El convertidor entrega en todo momento la potencia activa para 1000 W/m^2 a la CNL y la parte restante a la red eléctrica. De $t = 0.4 - 1.1$ s, el valor pico de v_x disminuye un 15 % y para dar soporte de tensión en el PCC, en $t = 0.7$ s se da la orden al convertidor inyectar 220 kVAR, lo que origina que la componente fundamental de $v_{red,x}$ aumente su valor aún estando presente la perturbación, como se observa en la Figura 4.12 (a). En $t = 1.1$ s, la tensión v_x regresa a su valor original, se da la orden de retirar los kVAR y el sistema se queda funcionando de igual forma que antes de producirse la caída de tensión. Cuando v_x disminuye, la corriente que entrega el convertidor y por tanto la de la red $i_{red,x}$, aumentan (ver en la Figura 4.12 (e)) ya que se debe entregar la misma potencia; y luego, al darse la orden de inyectar 220 kVAR de potencia reactiva continúan incrementando su valor.

Las señales moduladoras de los módulos para la fase a se muestran en la Figura 4.12 (b), las cuales no superan los 0.8, incluyendo el rizo. El valor más alto de THD de las tensiones de red de la Figura 4.12 (a) es de 7.92 % en el tramo $t = 0.7 - 1.1$ s. En la Figura 4.12 (c) se observa que la tensión $v_{red,a}$ y la misma tensión pero de la Figura 4.10 (h) ($v_{red,a4.7h}$) son muy similares.

La Figura 4.12 (d) muestra la corriente de red y la tensión en el PCC de la fase a . Cuando se inyecta potencia reactiva, el factor de potencia cae de 0.997 a 0.746. La TRD de la corriente de red de la Figura 4.12 (e) no sobrepasa el 2 %. En la Figura 4.12 (f) se aprecia que las tensiones de los buses de CD permanecen reguladas en su referencia de 5790 V.

Los resultados expuestos en esta sección validan los parámetros de diseño y el sistema de control propuesto para la conexión a una red débil, manteniendo un buen desempeño en estas condiciones.

4.6. Comparación respecto a trabajos reportados

En la Tabla 4.3 se muestran las funciones reportadas de convertidores fotovoltaicos trifásicos, multinivel o no, donde (X*) significa que el sistema puede operar como FAC incluso en ausencia de energía solar, y (X**) se refiere a que el convertidor provee soporte de tensión en el PCC, es decir, los trabajos que solo tienen X en la columna 5, intercambian potencia reactiva con la red pero en condiciones nominales de tensión; sin embargo, los que tienen los dos asteriscos, procesan potencia reactiva en condiciones de perturbación de la tensión de la red.

Como se observa en la Tabla 4.3, el sistema de control propuesto para el convertidor PV trifásico multinivel de 1.0498 MW y 1 MVAR, permite suministrar potencia activa a la red, procesar potencia reactiva para dar soporte a la red, responder ante desbalances entre las potencias de entrada de los módulos y simultáneamente compensar los armónicos y parcialmente la potencia reactiva de una CNL conectada en el PCC.

Tabla 4.3: Tabla comparativa de resultados de diferentes trabajos reportados.

Ref.	Potencia No. fases	Control	FAC	Intercambio de Q con la red	Desbalance módulos y Q	FAC y Q simultáneo	FAC y desbalance simultáneo	Otras funciones
[19]	1.41 MVA 3 ϕ MLI	PI			X			
[42]	1.41 MVA 3 ϕ MLI	PI,PBC		X	X			Inyección de Q a 0 W
[21]	9 kVA 3 ϕ MLI	PI,PR		X**				
[31]	28 kW 3 ϕ MLI	PI	X*					
[37]	3 kVA 3 ϕ MLI	PI	X	X				
[30]	4.25 kW 3 ϕ	PI,Hist.	X*					Desconect./ Conect. de red
[39]	420 kVA 3 ϕ	Lógica difusa	X	X		X		
[41]	250 kVA 3 ϕ MLI	PI	X					
[38]	6.21 kW 3 ϕ	PI						Control volt-watt
[40]	26 kVA 3 ϕ	PI	X*	X**				Inyección de Q a 0 W
[43]	4 MVA 3 ϕ MLI	-		X**	X			
Tesis	1.45 MVA 3 ϕ MLI	PI,PBC	X*	X**	X	X**	X	

Conclusiones

Se cumplieron los objetivos propuestos en este trabajo de tesis y se derivan las siguientes conclusiones:

- Se seleccionó una topología de convertidor modular multinivel trifásico para generación fotovoltaica a gran escala que cuenta con aislamiento galvánico en media frecuencia conformada por módulos idénticos que permiten el seguimiento de la máxima potencia independiente. Dado el enlace magnético común del TMF, las tensiones de los buses de CD se balancean entre las fases, lo cual evita un esfuerzo adicional del sistema de control.
 - Se propuso una metodología de dimensionamiento del convertidor a partir de las especificaciones nominales de las potencias activa y reactiva y considerando el efecto del valor de la tensión del bus de CD. Esto le permitió al convertidor operar satisfactoriamente como FAC a pesar de que no se consideró el contenido armónico de la CNL. Además, se estudiaron las capacidades del convertidor en presencia de desbalances en las potencias de entrada de los módulos y ante caídas de la tensión de la red y los resultados derivados del análisis fueron validados mediante las pruebas de simulación.
 - El rizo de tensión de los buses de CD está directamente relacionado con los niveles de potencia aparente en los inversores, por lo tanto, se dimensionó el capacitor del bus de CD de acuerdo al efecto combinado de la máxima potencia activa que resulta de la extracción de los módulos fotovoltaicos y de la máxima potencia reactiva que se puede generar e intercambiar con la red. Dado que se considera la impedancia de la red, el filtro de enlace con la misma debe garantizar los requerimientos de TRD de la corriente de red y de THD para la tensión que existen en el PCC, y por lo tanto, su dimensionamiento es más complejo. No obstante, se logró validar la metodología propuesta para calcular el valor del inductor de enlace considerando estos parámetros.
 - Se propuso un esquema de control automático que le permite al convertidor llevar a cabo, ya sea de forma simultánea o no, las funciones de inyección de potencias activa y reactiva, el filtrado activo de armónicos de corriente y la operación ante desbalances de
-

las potencias de entrada de cada módulo. Además, se realizó un cambio de parámetros de la impedancia de red (para $2Z_{red}$), e incluso en esta condición, mediante el sistema de control, se logra una respuesta satisfactoria del convertidor.

- Se realizó la validación mediante pruebas de simulación para un sistema trifásico de 1.45 MVA (1.0498 MW y 1 MVAR) y 13.2 kV L-L, que puede compensar los armónicos de corriente y parte de la demanda de potencia reactiva de una carga no lineal de 0.3 MW. Mediante los resultados obtenidos se comprobó que el convertidor puede operar: en un amplio rango de irradiancia, con flujo de potencia reactiva en ambos sentidos (incluyendo las potencias máximas), ante desbalances de la potencia activa en la entrada de cada módulo, como filtro activo de potencia, incluso en ausencia de energía solar y en presencia de caídas de la tensión de la red, actuando como soporte de tensión en el PCC. La compensación simultánea de potencia reactiva y de corrientes armónicas es posible debido a la independencia lineal que existe entre las componentes que conforman la referencia de corriente en la estrategia de control.
 - Los rizados de tensión en los capacitores se encuentran dentro del rango esperado, las variables siguen a sus referencias y las THD obtenidas de las corrientes de red y de las tensiones en el PCC cumplen con las restricciones para las condiciones de operación establecidas en los estándares IEEE Std 1547-2018 e IEEE Std 519-2014, incluso cuando se realizan las funciones inteligentes de manera conjunta. El convertidor puede actuar como filtro activo con FP cercano a la unidad o con FP por debajo de 0.9 para dar soporte de tensión en el PCC cuando ocurren caídas o elevaciones de tensión, mejorando con ello la calidad del suministro eléctrico. Cuando el convertidor opera como FAC, se obtiene una distorsión armónica total de las corrientes de red menor al 5 % en la mayoría de los niveles de irradiancias. En los puntos de operación en los que se sobrepasa este porcentaje, de igual forma los valores obtenidos representan una mejora significativa en comparación con los valores que se alcanzarían si el convertidor no estuviera realizando dicha función.
 - El procesamiento de potencia reactiva por parte del convertidor para dar soporte de tensión en el PCC resulta benéfico para la red eléctrica, pero es necesario considerar las capacidades nominales del mismo, ya que por ejemplo, cuando ocurre una caída de la tensión del generador, el valor pico de la corriente que se entrega aumenta para mantener la potencia suministrada, y en consecuencia se podrían sobrepasar los límites operativos del convertidor si se quiere trabajar con la potencia reactiva máxima.
 - La tensión del bus de CD juega un papel importante en la capacidad de compensación armónica. Un mayor valor mejora el seguimiento de los armónicos; sin embargo, para el mismo nivel de irradiancia, a medida que se incrementa la tensión de CD, también lo hacen las pérdidas, y por lo tanto existe un compromiso entre la capacidad de compensación armónica y las pérdidas.
-

Aportaciones

De acuerdo con el trabajo desarrollado, se pueden mencionar las siguientes aportaciones de la tesis:

1. Un sistema de control que permite la operación simultánea de un convertidor fotovoltaico multinivel trifásico de gran escala como filtro activo y soporte de tensión en el PCC ante variaciones de tensión de la red, o como filtro activo y manejando potencia reactiva, evitando la sobremodulación (de acuerdo a las limitaciones propias de potencia) debido a condiciones de desbalance significativo entre las potencias de entrada de los módulos.
2. Una metodología para el dimensionamiento del convertidor modular multinivel trifásico en alta potencia y media tensión (en el orden de las unidades de MVA), que puede ser aplicada de manera general a una topología de k módulos, considerando la impedancia de la red y los requerimientos de THD de la corriente y de la tensión que existen en el PCC especificados en los estándares internacionales.
3. El desarrollo y obtención de los modelos conmutado, promedio y lineal del convertidor *full-bridge* CD-CD usando la función signo para representar los estados de conmutación de los diodos del puente rectificador, aplicando el promedio al primer semiciclo y obteniendo ecuaciones lineales de espacio de estados derivadas de la linealización en el punto de equilibrio.
4. El análisis considerando condiciones de desbalances entre las potencias de entrada de los módulos y el manejo de potencia reactiva para evitar la sobremodulación o como soporte de tensión en el PCC ante una caída de la tensión de la red.
5. Un enfoque polinomial para seleccionar los valores del filtro LCL del convertidor monofásico.

Publicaciones generadas

- R. I. Viera-Díaz, M. Gonzalez-Garcia, R. Alvarez-Salas, H. Miranda-Vidales, V. Cárdenas. A photovoltaic grid-connected converter operating with reactive power and current harmonic compensation functions. *DYNA Ingeniería e Industria*, 97(6):599-605, November 2022.
 - Rosa Iris Viera-Díaz, Mario González-García, Ricardo Álvarez-Salas, Homero Miranda, Yuniel León-Ruiz. Analysis and Design of a Single-Phase Photovoltaic Converter for Active and Reactive Power Management in Grid-Connected System. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Canada, 10-14 oct, 2021.
 - Yuniel León-Ruiz, Mario González-García, Ricardo Álvarez-Salas, Víctor Cárdenas, Rosa Iris Viera-Díaz. Control Strategy to Attenuate Voltage Oscillations under Unbalanced
-

Power Distribution in Large Scale Photovoltaic Cascaded Multilevel Converters. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Canada, 10-14 oct, 2021.

- Artículo de revista por someter: Modeling and Control of a Single-Phase Grid-Tied Medium-Frequency Isolated Converter for Active and Reactive Power Management in Photovoltaic Applications.
- Artículo de revista que contemplará al convertidor modular multinivel realizando todas las funciones inteligentes.

Trabajos Futuros

1. Agregar más funciones al convertidor como: el control Volts-Vars, el control de potencia activa controlada (no MPPT), o el control Hz-Watts, evaluando los compromisos que surjan al contemplar más funciones simultáneas.
2. Validar las funciones inteligentes en el prototipo experimental construido.
3. Evaluar la operación del sistema de control ante desbalances de la red o de la carga no lineal. Realizar cambios de carga.
4. Realizar las simulaciones en otro software como por ejemplo MATLAB/Simulink/Simscape para ahorrar tiempo.
5. Aunque los controladores de las tensiones de los buses de CD permiten la regulación de las mismas, con una mejor sintonización se podría mejorar el comportamiento del convertidor para baja irradiancia.

Apéndice

Apéndice A

Modelado y dimensionamiento de un convertidor monofásico de 1.41 kVA

En este trabajo de tesis el modelado del PV-FBCC, al igual que varios criterios utilizados en la metodología de dimensionamiento del convertidor multinivel trifásico, partieron primeramente del estudio de un convertidor monofásico y de un solo módulo, para posteriormente extender el análisis a la configuración modular multinivel. El convertidor monofásico se muestra en la Figura A.1, donde la etapa CD-CD tiene la misma estructura de un módulo de la topología multinivel. El convertidor se conecta a la red mediante un filtro LCL de potencia. Dado que se utiliza un filtro inductivo para la conexión a la red de la topología multinivel, inicialmente para el análisis monofásico se consideró un filtro de este tipo; sin embargo, para atenuar aceptablemente los armónicos debidos a la conmutación en la corriente que se inyecta a la red, se requiere de un inductor de gran valor, lo cual aumenta las pérdidas. Una solución alternativa a este problema es la utilización de un filtro de salida LCL, lo que permite valores reducidos de inductancias.

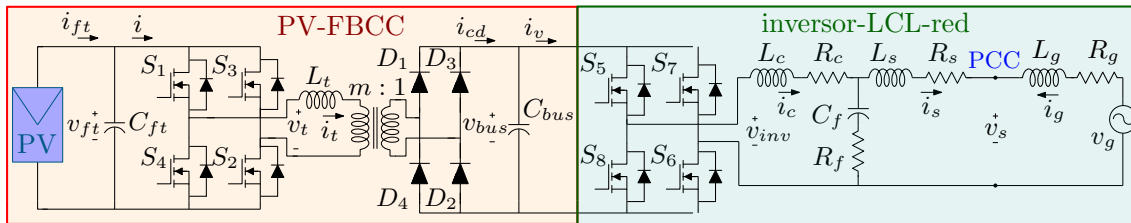


Figura A.1: Convertidor fotovoltaico monofásico interconectado a la red.

A.1. Modelado del convertidor monofásico

A.1.1. Modelado del PV-FBCC

Aplicando el mismo análisis de la Sección 2.1.1, se obtiene el modelo lineal del convertidor monofásico dado por

$$\begin{pmatrix} \frac{di_t}{dt} \\ \frac{dv_{ft}}{dt} \\ \frac{dv_{bus}}{dt} \end{pmatrix} = \mathbf{A}_f \begin{pmatrix} i_t - I_t \\ v_{ft} - V_{mpf} \\ v_{ft} - V_{bus} \end{pmatrix} + \mathbf{B}_f (d_1 - D_{FB}), \quad (\text{A.1})$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}_f \mathbf{x} + \mathbf{D}_f = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_t & v_{ft} & v_{bus} \end{pmatrix}^T = v_{ft}. \quad (\text{A.2})$$

con

$$\mathbf{A}_f = \begin{pmatrix} \frac{-4mV_{bus}}{D_{FB}T_{FB}(V_{mpf}-mV_{bus})} & \frac{D_{FB}}{L_t} + \frac{4mI_tV_{bus}}{D_{FB}T_{FB}(V_{mpf}-mV_{bus})^2} & \frac{-4mI_tV_{mpf}}{D_{FB}T_{FB}(V_{mpf}-mV_{bus})^2} \\ 0 & -\frac{1}{R_{eq}C_{ft}} - \frac{D_{FB}^2T_{FB}}{4L_tC_{ft}} & \frac{mD_{FB}^2T_{FB}}{4L_tC_{ft}} \\ \frac{m}{C_{bus}} & 0 & -\frac{1}{R_{ld}C_{bus}} \end{pmatrix}, \quad (\text{A.3})$$

$$\mathbf{B}_f = \begin{pmatrix} \frac{V_{mpf}}{L_t} + \frac{4mI_tV_{bus}}{D_{FB}^2T_{FB}(V_{mpf}-mV_{bus})} \\ -\frac{mD_{FB}T_{FB}(V_{mpf}-mV_{bus})}{2L_tC_{ft}} \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (\text{A.4})$$

donde $(I_{tf}, V_{mpf}, V_{bus})$ es el punto de equilibrio de (i_t, v_{ft}, v_{bus}) , I_{tf} es el promedio de la corriente del primario del transformador i_t en un semiciclo, V_{mpf} es la tensión en el MPP del arreglo fotovoltaico, V_{bus} es la tensión de referencia del bus de CD, D_{FB} es el valor nominal del ciclo útil del convertidor PV-FBCC para el caso monofásico, T_{FB} es el inverso de la frecuencia de conmutación del PV-FBCC (f_{FB}): $T_{FB} = 1/f_{FB}$, V_{eq} es la fuente equivalente de tensión y R_{eq} es la resistencia equivalente que se obtienen al linealizar la curva característica I-V del arreglo PV en el MPP, y R_{ld} representa una carga resistiva que se calcula como V_{bus}^2/P_{mpf} , con P_{mpf} como la potencia del arreglo PV en el MPP.

A.1.2. Modelado de la etapa inversor-filtro-red

Al inversor del convertidor monofásico también se le aplica la técnica de modulación S-PWM. Las resistencias del filtro de potencia R_c , R_s , R_f se incluyen en el modelado, pero no se considera la impedancia de la red, es decir, de la red solo se tiene en cuenta la fuente de tensión

v_s . Aplicando las leyes de Kirchhoff en la Figura A.1, se derivan las siguientes ecuaciones, de las cuales se parte para el diseño de los controladores.

$$L_c \frac{di_c}{dt} = v_{bus} m_t - i_c(R_c + R_f) - v_{C_f} + i_s R_f, \quad (\text{A.5})$$

$$L_s \frac{di_s}{dt} = v_{C_f} - i_s(R_s + R_f) + i_c R_f - v_s, \quad (\text{A.6})$$

$$C_f \frac{dv_{C_f}}{dt} = i_c - i_s, \quad (\text{A.7})$$

$$C_{bus} \frac{dv_{bus}}{dt} = i_{cd} - i_c. \quad (\text{A.8})$$

donde $m_t \in [-1, 1]$ es una función de conmutación continua utilizada para controlar los interruptores del puente inversor, dada por

$$m_t = M_t \sin(w_{red}t + \psi) = \frac{(m_t + 1)}{2} - \frac{(-m_t + 1)}{2} \cong (\bar{S}_5 - \bar{S}_7). \quad (\text{A.9})$$

A.2. Dimensionamiento del convertidor monofásico

Varios de los criterios y análisis derivados en la metodología de dimensionamiento del convertidor multinivel son aplicables tanto para el convertidor monofásico de un sólo módulo, como para una topología de k módulos. Para la selección de los elementos que componen a este convertidor se parte de las siguientes especificaciones: potencias activa y reactiva totales a procesar $P_f = 1$ kW, $Q_f = 1$ kVAR, respectivamente, tensión línea a neutro de la red $v_g = 127$ V_{rms}, $f_{red} = 60$ Hz, $D_{FB} = 0.75$, $f_{FB} = 21$ kHz, y frecuencia del inversor $f_{ac} = 10.5$ kHz.

A.2.1. Arreglo de paneles fotovoltaicos

Utilizando los paneles del modelo ERDM 250P/6, se forma un arreglo de 4 paneles en serie, lo que corresponde a una potencia en el MPP de $P_{mpf} = 1$ kW, cuyas características se muestran en la Tabla A.1 para condiciones STC, donde I_{mpf} es la corriente en el MPP del arreglo, V_{ocf} es la tensión de circuito abierto, I_{scf} es la corriente de corto circuito, R_{sf} y R_{shf} son las resistencias serie y paralelo equivalentes del arreglo de paneles, respectivamente y N_{sf} es el número de celdas en serie.

Tabla A.1: Parámetros del arreglo serie PV formado por 4 paneles ERDM 250P/6.

V_{mpf} (V)	I_{mpf} (A)	V_{ocf} (V)	I_{scf} (A)	R_s (Ω)	R_{shf} (Ω)	N_{sf}	V_{eq} (V)	R_{eq} (Ω)
119.88	8.34	148.32	8.86	0.00357	942.85	242.24	247.17	15.26

A.2.2. Valor de referencia del bus de CD

En la subsección 2.2.1 se comentó acerca del papel que juega el valor de la tensión del bus de CD en la capacidad del convertidor para compensar armónicos de corriente. En [82] se evalúa el efecto del rizo de esta tensión en la inyección de corriente armónica de un inversor conectado a la red, y en [83] se presenta un estudio de como varía la THD de la corriente de red para diferentes niveles de irradiancias, dependiendo del valor de la tensión del bus de CD. Sin embargo, ninguna de estas dos aplicaciones son como FAC. A continuación se profundizará en la importancia que tiene el bus de CD cuando se quiere que el convertidor actúe como filtro activo.

Aproximando la corriente de salida del convertidor i_s a la corriente de salida del inversor i_c y aplicando las leyes de Kirchhoff al conjunto inversor-filtro-red de la Figura A.1, se obtiene lo siguiente:

$$(L_c + L_s) \frac{di_c}{dt} = (S_5 - S_7)v_{bus} - v_s - i_c(R_c + R_s). \quad (\text{A.10})$$

A partir de (A.10), resultan 4 estados según la combinación de las funciones de conmutación de los interruptores S_5 , S_7 , tal y como se muestra en la Tabla A.2. De las ecuaciones resultantes en la tabla se observa que la derivada de la corriente i_c depende del valor y signo de la tensión v_{bus} , del valor y signo de la tensión en el PCC v_s (que depende de la tensión v_g), de la corriente i_c y de los parámetros del filtro LCL. Estableciendo la potencia que se procesará y la tensión de la red a la que se conectará, se establece el valor máximo de la corriente que entregará el convertidor, quedando por seleccionar la tensión del bus de CD. Por simplicidad, en la tabla se toma $L_c + L_s = L$ y $R_c + R_s = R$.

Tabla A.2: Ecuaciones resultantes por estado y comportamiento de i_c dependiendo del signo de v_s .

Estados	Ecuación resultante
Estados 1 y 4 $S_5 = S_7 = 0$ y $S_5 = S_7 = 1$	$L \frac{di_c}{dt} = -v_s - i_c R$ si $v_s > 0$, entonces i_c disminuye si $v_s < 0$, entonces i_c aumenta
Estado 2 $S_5 = 0, S_7 = 1$	$L \frac{di_c}{dt} = -v_{cd} - v_s - i_c R$ si $v_s > 0$, entonces i_c disminuye rápido si $v_s < 0$, entonces i_c disminuye
Estado 3 $S_5 = 1, S_7 = 0$	$L \frac{di_c}{dt} = +v_{cd} - v_s - i_c R$ si $v_s > 0$, entonces i_c aumenta si $v_s < 0$, entonces i_c aumenta rápido

La distinción de si la corriente i_c aumenta/disminuye o aumenta/disminuye rápido está dada según los A/s obtenidos en cada estado, en dependencia del signo de v_s . A modo de ejemplo, se comparan los A/s obtenidos en el Estado 3 con los del Estado 1 cuando $v_s < 0$. Notar que la variable L está presente en ambas ecuaciones, así que afecta por igual, y que el término $i_c R$ se puede despreciar con respecto a los valores de v_{bus} y v_s dado que la resistencia R normalmente

está en el orden de los $\text{m}\Omega$. Suponiendo que $v_{bus} = 300 \text{ V}$ y $|v_s| = 180 \text{ V}$, mediante la ecuación del Estado 1 se obtiene que la derivada di_c/dt es igual a $+300 \text{ A/s}$, mientras que con el Estado 3 es igual a $+480 \text{ A/s}$. Esto significa que la corriente i_c puede cambiar más rápido en el Estado 3 que en el 1 cuando $v_s < 0$ y, por lo tanto, se logra hacer mejor el seguimiento de señales de alta frecuencia. De este análisis también se observa que un mayor valor de v_{bus} mejora el seguimiento de los armónicos pues el di_c/dt (o los A/s) en cada estado alcanza valores más altos. Sin embargo, según [83], para el mismo nivel de irradiancia, a medida que se incrementa la tensión de CD, también lo hacen las pérdidas, y por lo tanto existe un compromiso entre la capacidad de compensación armónica y las pérdidas.

En este trabajo de tesis, la referencia de la tensión v_{bus} (V_{bus}) se selecciona teniendo en cuenta dos parámetros: la THD resultante de la corriente de la red y las pérdidas del inversor. En la Figura A.2 (a) se observa que al aumentar la tensión v_{bus} , el convertidor realiza mejor el seguimiento de los armónicos de la CNL; sin embargo, las pérdidas estimadas del inversor se incrementan según la Figura A.2 (b). Notar que el valor de 250 V , produce las menores pérdidas, pero la THD de la corriente de la red correspondiente se encuentra muy cercano al 5% , valor máximo de THD permitido por la Estándar IEEE Std 519-2014, para inversores interconectados. Tomando en cuenta los resultados de la Figura A.2 para una red de 127 Vrms , se considera que 300 V representa el mejor balance entre las pérdidas y la THD resultante de la corriente de la red.

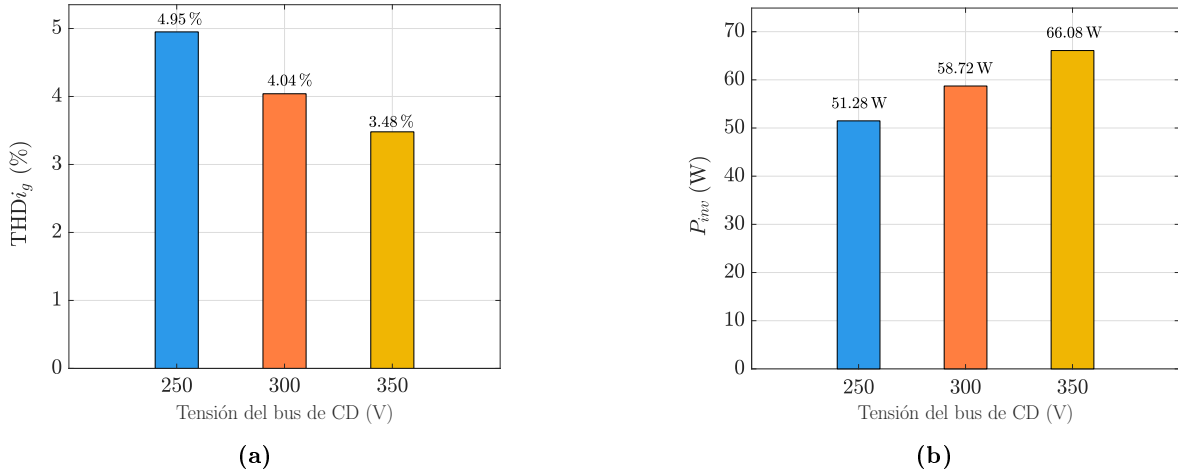


Figura A.2: THD y pérdidas del inversor para diferentes valores de la tensión del bus de CD y 127 V de tensión línea-neutro. (a) THD de corriente de la red, (b) Pérdidas estimadas del inversor.

A partir del valor pico de v_g y de la tensión de referencia del bus de CD, se calcula la amplitud nominal de la señal moduladora como

$$M_{t,nom} = \frac{|v_s|}{V_{bus}} \approx 0.6. \quad (\text{A.11})$$

A.2.3. Relación de transformación e inductor a la entrada del MFT

La relación de transformación m y el inductor L_t se calculan igual que con (2.19) y (2.23), es decir

$$\frac{1}{m} = \frac{V_{bus}}{V_{mpf} D_{FB}} = 3.3366 \implies m = 1/3.3366. \quad (\text{A.12})$$

$$L_t = \frac{\left([V_{mpf}]^2 - m V_{bus} V_{mpf}\right) [\varphi_{max} (\pi/180^\circ)]^2}{4 \pi^2 P_{mpf} f_{FB}}, \quad (\text{A.13})$$

Tomando de igual forma $D_{cd,min} = 0.23$, equivalente a $\varphi_{max} = 138.6^\circ$, para limitar el ciclo de trabajo al 10 % de la potencia nominal ($0.1 P_{mpf}$), se sustituyen los valores en (A.13) resultando una inductancia $25.35 \mu\text{H}$, y finalmente se propone $L_t = 23.5 \mu\text{H}$.

A.2.4. Capacitor del arreglo de paneles fotovoltaicos

El capacitor C_{ft} se calcula de manera similar que con (2.27), pero en este caso tomando los armónicos más significativos que son 1,2,3, es decir

$$C_{ft} = \frac{\sqrt{\left(\frac{I_1}{w_1}\right)^2 + \left(\frac{I_2}{w_2}\right)^2 + \left(\frac{I_3}{w_3}\right)^2}}{\sqrt{2} v_{ft_{hrms}}}. \quad (\text{A.14})$$

Tomando $\sqrt{2} v_{ft_{hrms}} = 0.5 \text{ V}$ para tener un rizo aproximado de 1 V ($< 1\%$ de V_{mpf}) y sustituyendo los valores de los armónicos de la corriente i y las frecuencias armónicas mostradas en la Tabla A.3, se calcula C_{ft} resultando en $70.79 \mu\text{F}$, y finalmente se propone $C_{ft} = 100 \mu\text{F}$.

Tabla A.3: Valores pico de los armónicos de la corriente i y las frecuencias armónicas.

Armónico	$j = 1$	$j = 2$	$j = 3$
$I_j(\text{A})$	9.12	3.79	2.41
$2w_{FB}(\text{krad/s})$	263.89	527.79	791.68

A.2.5. Filtro LCL

Para la selección de los elementos del filtro LCL se realiza un estudio en alta frecuencia del circuito mostrado en la Figura A.3. Cabe señalar que la impedancia de red no se toma en cuenta, y como se considera a la red libre de armónicos, la tensión v_g se representa como un cortocircuito en alta frecuencia.

Aplicando las leyes de Kirchhoff en la figura anterior, se puede obtener que

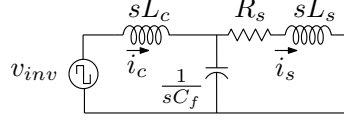


Figura A.3: Circuito equivalente utilizado para la derivación de los parámetros del filtro LCL.

$$\frac{I_s(s)}{V_{inv}(s)} = \frac{1}{s^3 C_f L_c L_s + s^2 C_f L_c R_s + s(L_c + L_s) + R_s}. \quad (\text{A.15})$$

El módulo de esta función de transferencia evaluado en la frecuencia donde se encuentra el primer armónico que se quiere atenuar $h = 2\pi f_{red}(2f_{ac}/f_{red} - 1)$ está dado por

$$\frac{I_{sm}}{|v_{inv}|} = \frac{1}{\sqrt{(R_s - h^2 R_s C_f L_c)^2 + (h(L_c + L_s) - h^3 C_f L_c L_s)^2}}, \quad (\text{A.16})$$

donde I_{sm} y $|v_{inv}|$ son los valores pico de la corriente i_s y de la tensión v_{inv} , respectivamente. De (A.16) se obtiene un polinomio de segundo orden de L_s como

$$h^2 L_s^2 (h^2 C_f L_c - 1)^2 + 2h^2 L_s (L_c - h^2 C_f L_c^2) + (R_s - h^2 R_s C_f L_c)^2 + h^2 L_c^2 - \frac{|v_{inv}|^2}{I_{sm}^2} = 0. \quad (\text{A.17})$$

De acuerdo al discriminante, las raíces del polinomio de L_s existen si

$$h^2 (L_c - h^2 C_f L_c^2)^2 - (h^4 C_f^2 L_c^2 - 2h^2 C_f L_c + 1)[h^2 L_c^2 \quad (\text{A.18})$$

$$- \frac{|v_{inv}|^2}{I_{sm}^2} + (R_s - h^2 R_s C_f L_c)^2] > 0. \quad (\text{A.19})$$

Si el valor del capacitor C_f es conocido, (A.19) se convierte en un polinomio de cuarto orden de L_c . El capacitor C_f y la frecuencia de resonancia del filtro w_{res} se pueden encontrar según lo recomendado en [84] mediante

$$C_f < \beta \frac{\sqrt{P_{mpf}^2 + Q_f^2}}{w_{red} v_g^2}, \quad (\text{A.20})$$

$$w_{res} = \sqrt{\frac{L_c + L_s}{L_c L_s C_f}}, \quad (\text{A.21})$$

donde $w_{red} = 2\pi f_{red}$, β es el valor permitido de la potencia reactiva absorbida en condiciones nominales. Los valores comunes utilizados en la literatura para β están entre 0.04 (4 %) y 0.06 (6 %). Tomando $\beta = 0.06$, y sustituyendo los valores en (A.20), resulta que $C_f < 13.95 \mu\text{F}$; y por tanto, finalmente se propone $C_f = 12 \mu\text{F}$.

Sustituyendo el valor de C_f en (A.19), se toma la mayor raíz real positiva como el límite de L_c , y en este caso $L_c < 3.40 \text{ mH}$. Para cumplir con la restricción se propone $L_c = 2.88 \text{ mH}$ (80 %). Nuevamente, sustituyendo los valores de C_f y L_c en (A.17), se selecciona la mayor raíz real positiva para L_s , lo que da como resultado $L_s = 0.053 \text{ mH}$. Según lo recomendado en

[85] para evitar problemas de resonancia, w_{res} debe estar dentro del rango $10w_{red} < w_{res} < 0.5w_{ac} = 0.5(2\pi f_{ac})$. Por otra parte en [84] se plantea que para un filtro activo se debe cumplir que $2f_h < f_{res} < 0.5 f_{ac}$, donde f_h es la frecuencia del armónico más alto que se quiere compensar. Finalmente se propone $L_s = 0.09$ mH, que resulta en $w_{res} = 30.90$ krad/s ($0.468w_{inv}$), cumpliendo con la primera restricción. De acuerdo a la segunda restricción, el filtro LCL podrá compensar hasta una frecuencia de 2459 Hz, lo que representa hasta el armónico 40.

A la frecuencia de resonancia la impedancia del filtro LCL es cero, lo que puede crear oscilaciones y, por lo tanto, se debe agregar un elemento amortiguador. Algunas referencias implementan amortiguamiento activo [84], mientras que otros utilizan una resistencia en serie con el capacitor del filtro [85],[86]. La amortiguación activa elimina el elemento disipativo pero aumenta la complejidad del control. Por otro lado, la amortiguación pasiva no necesita una modificación del controlador pero agrega pérdidas. En este trabajo de tesis se utiliza la resistencia R_f como elemento de amortiguamiento, la cual se conecta en serie con C_f e incluye la ESR del capacitor; de esta forma, la ondulación debida a la frecuencia de conmutación se atenúa parcialmente, reduciendo el riesgo de resonancia. El valor de R_f debe evitar oscilaciones y, al mismo tiempo, no debe tener un impacto significativo en la eficiencia del convertidor. La resistencia R_f se calcula a partir de la impedancia que tiene el capacitor C_f en la frecuencia de resonancia, tal que [85]

$$R_f = \frac{1}{3 w_{res} C_f}. \quad (\text{A.22})$$

De (A.22), se obtiene 0.898, y finalmente se propone 1 Ω . Para las especificaciones de potencia definidas (P_{mpf} y Q_f) circulan como máximo 0.66 Arms a través de la resistencia, lo que equivalen a una pérdida solo de 0.435 W (0.043 % de la potencia nominal P_{mpf}). En la Figura A.4 se muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia $I_s(s)/V_{inv}(s)$ donde se puede observar el efecto de la incorporación de la resistencia R_f .

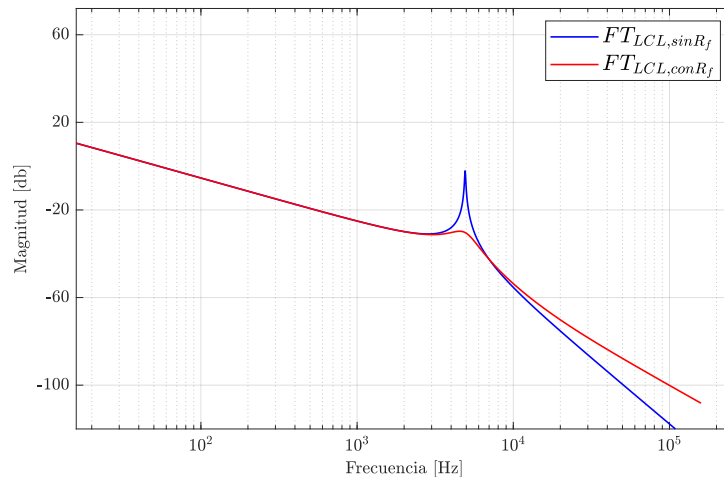


Figura A.4: Diagrama de Bode de la función de transferencia $I_s(s)/V_{inv}(s)$ del filtro LCL, con o sin la resistencia R_f .

A.2.6. Capacitor del bus de CD

Aplicando la ley de Kirchhoff para las corrientes en el bus de CD se tiene

$$C_{bus} \frac{dv_{bus}}{dt} = i_{cd} - i_v. \quad (\text{A.23})$$

Como se observa en la Figura A.5, la tensión v_{cd} se compone principalmente de una componente de CD y otra de segundo armónico; entonces una aproximación de (2.41) se puede escribir como

$$C_{bus} \frac{dv_{bus}}{dt} = i_{cd} - m_t i_s, \quad (\text{A.24})$$

donde $i_s = I_{sm} \sin(w_{red}t + \delta)$ con δ como el ángulo de desplazamiento con respecto a la tensión de referencia v_g .

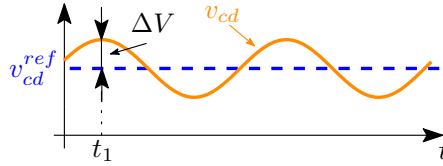


Figura A.5: Forma de onda de la tensión del bus de CD.

Considerando solo hasta el segundo armónico, (A.24) se divide en dos componentes: lo siguiente para la componente de CD

$$C_{bus} \frac{dv_{bus,0}}{dt} = i_{cd,0} - m_{t,0} i_{s,0}, \quad (\text{A.25})$$

mientras que para el segundo armónico

$$C_{bus} \frac{dv_{bus,2}}{dt} = i_{cd,2} - m_{t,2} i_{s,2}. \quad (\text{A.26})$$

Dado que $v_{bus,0}$ teóricamente es igual a V_{bus} , el lado izquierdo de (A.25) se vuelve cero, por lo tanto

$$i_{cd,0} = \frac{M_t I_{sm}}{2} \cos(\psi - \delta). \quad (\text{A.27})$$

Asumiendo que la contribución de $i_{cd,2}$ es despreciable, sustituyendo i_s y m_t para el segundo armónico e integrando (A.26), se obtiene una ecuación aproximada para $v_{bus,2}$ dada por

$$v_{bus,2} \approx \frac{M_t I_{sm}}{4w_{red}C_{bus}} \sin(2w_{red}t + \psi + \delta). \quad (\text{A.28})$$

Finalmente, la tensión del bus de CD se describe mediante

$$v_{bus} \approx V_{bus} + \frac{M_t I_{sm}}{4w_{red}C_{bus}} \sin(2w_{red}t + \psi + \delta). \quad (\text{A.29})$$

Con base en la Figura A.5 y en (A.29), el rizo de la tensión v_{bus} (ΔV) se determina mediante

$$\Delta V = v_{bus}(t_1) - V_{bus} \approx \frac{M_t I_{sm}}{4 w_{red} C_{bus}}. \quad (\text{A.30})$$

Por lo tanto, de (A.30) se deriva que

$$C_{bus} = \frac{|v_{inv}|}{4 w_{red} V_{bus}} \frac{I_{sm}}{\Delta V}, \quad (\text{A.31})$$

donde M_t se ha sustituido por $|v_{inv}| / V_{bus}$. Notar que el valor máximo del capacitor resulta cuando se manejan las máximas potencias activa y reactiva. Considerando $P_{mpf} = 1$ kW y $Q_f = 1$ kVAR, resulta que $I_{sm} = 15.74$ A y $|v_{inv}| = 168.39$ V; entonces, para un rizo $\Delta V = 5$ V (1.66 % de V_{bus}), se obtiene un valor de $1172 \mu\text{F}$, y finalmente se propone $C_{bus} = 1200 \mu\text{F}$. En la Tabla A.4 se resumen los parámetros principales del convertidor monofásico obtenidos en este Apéndice, donde R_c , R_s son las resistencias parásitas de los inductores L_c , L_s , respectivamente, mientras que L_g , R_g conforman la impedancia de la red.

Tabla A.4: Parámetros resultantes del dimensionamiento para el convertidor monofásico de 1.41 kVA.

$P_{mpf}(\text{W})$	$Q_f(\text{VAR})$	$v_g(\text{Vrms})$	$f_{FB}(\text{Hz})$	D_{FB}	$f_{ac}(\text{Hz})$	$f_{red}(\text{Hz})$	$V_{mpf}(\text{V})$
1000	± 1000	127	21000	0.75	10500	60	119.88
$I_{mpf}(\text{A})$	$V_{bus}(\text{V})$	m	$C_{ft}(\mu\text{F})$	$C_{bus}(\mu\text{F})$	$L_t(\mu\text{H})$	$L_c(\text{mH})$	$R_c(\text{m}\Omega)$
8.34	300	1/3.336	100	1200	23.5	2.88	40
$L_s(\text{mH})$	$R_s(\text{m}\Omega)$	$C_f(\mu\text{F})$	$R_f(\Omega)$	$L_g(\text{mH})$	$R_g(\text{m}\Omega)$	$M_{t,nom}$	$w_{res}(\text{krad/s})$
0.09	100	12	1	4.28	537	0.6	30.90

Apéndice B

Prototipo experimental del convertidor monofásico de 1.41 kVA

Tomando como base los parámetros del convertidor monofásico de 1.41 kVA de la Tabla A.4, se construyó un prototipo experimental (ver la Figura B.2) cuyo circuito responde al que se muestra en la Figura B.1. Para lograr el balance de las tensiones en modo común (con respecto a tierra), el valor de los inductores de las diferentes etapas se divide a la mitad, y se colocan de manera simétrica en el circuito. Además, se conecta un capacitor de desacoplo de CD a la entrada del TMF para evitar la saturación del mismo y se construyó un banco de resistencias que permite conectar y desconectar de forma segura los paneles. Los parámetros principales del circuito de la Figura B.1, se muestran en la Tabla B.1.

Tabla B.1: Parámetros de la carga y del convertidor monofásico de 1.14 kVA.

P_{mp} (W)	Q (VAR)	f_{FB} (Hz)	D_{FB}	f_{inv} (Hz)	V_{mpf} (V)	I_{mpf} (A)
1000	± 1000	18000	0.75	9000	119.88	8.34
V_{bus} (V)	m	C_{ft} (μ F)	C_{bus} (μ F)	L_t (μ H)	L_c (mH)	R_c (m Ω)
300	1/3.336	70	1175	11	1.44	31.9
L_s (μ H)	R_s (m Ω)	C_f (μ F)	R_f (Ω)	C_p (μ F)	R (Ω)	L (mH)
48	6.3	12	1	70	96.34	0.43

En las pruebas iniciales (con $v_{ft} \leq 30$ V) se detectaron sobretiros en los interruptores MOSFET de los dos puentes H (del CD-CD y del inversor), por lo tanto se colocaron snubbers de dos tipos: tipo B para el puente de la etapa CD-CD y tipo D para el puente inversor, mostrados en la Figura B.3. Esto permitió aumentar el nivel de tensión a la entrada; sin embargo, debido al calentamiento del snubber tipo B y la presencia de sobretiros en los interruptores del CD-CD para $v_{ft} > 60$ V, se concluyó que en esas condiciones, el convertidor no debía alimentarse con más de dos paneles PV.

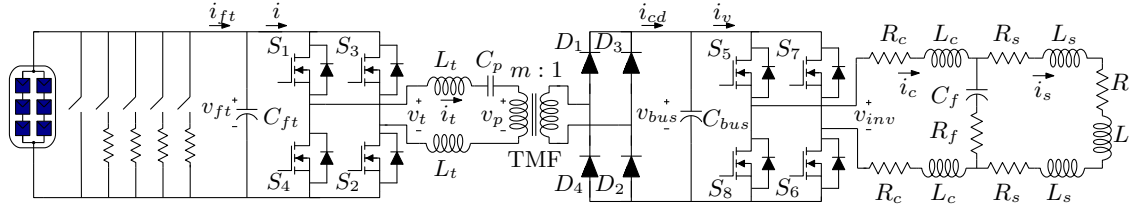


Figura B.1: Convertidor fotovoltaico monofásico de 1.41 kVA alimentando a una carga resistiva-inductiva.

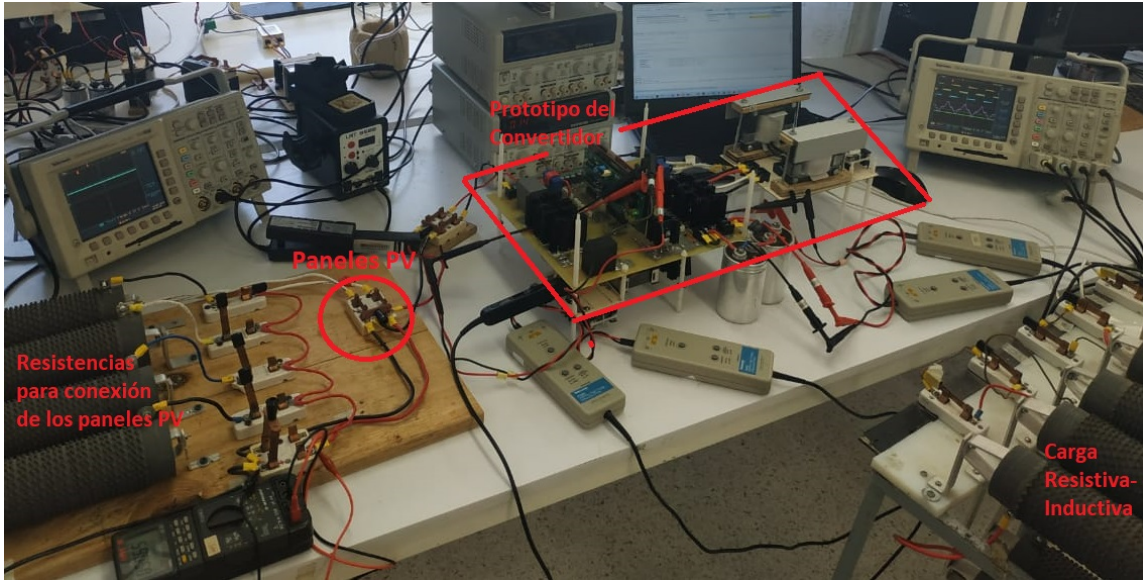


Figura B.2: Prototipo del convertidor fotovoltaico monofásico de 1.41 kVA alimentando a una carga resistiva-inductiva.



Figura B.3: Circuitos snubbers utilizados en el prototipo. (a) Tipo B. (b) Tipo D.

En la Figura B.4 se muestran resultados experimentales colocando dos paneles a la entrada del convertidor. En la fase final del experimento se planea realizar la conexión a la red y probar los controladores para realizar las funciones de inyección de potencia activa, intercambio de potencia reactiva y el filtrado de armónicos.

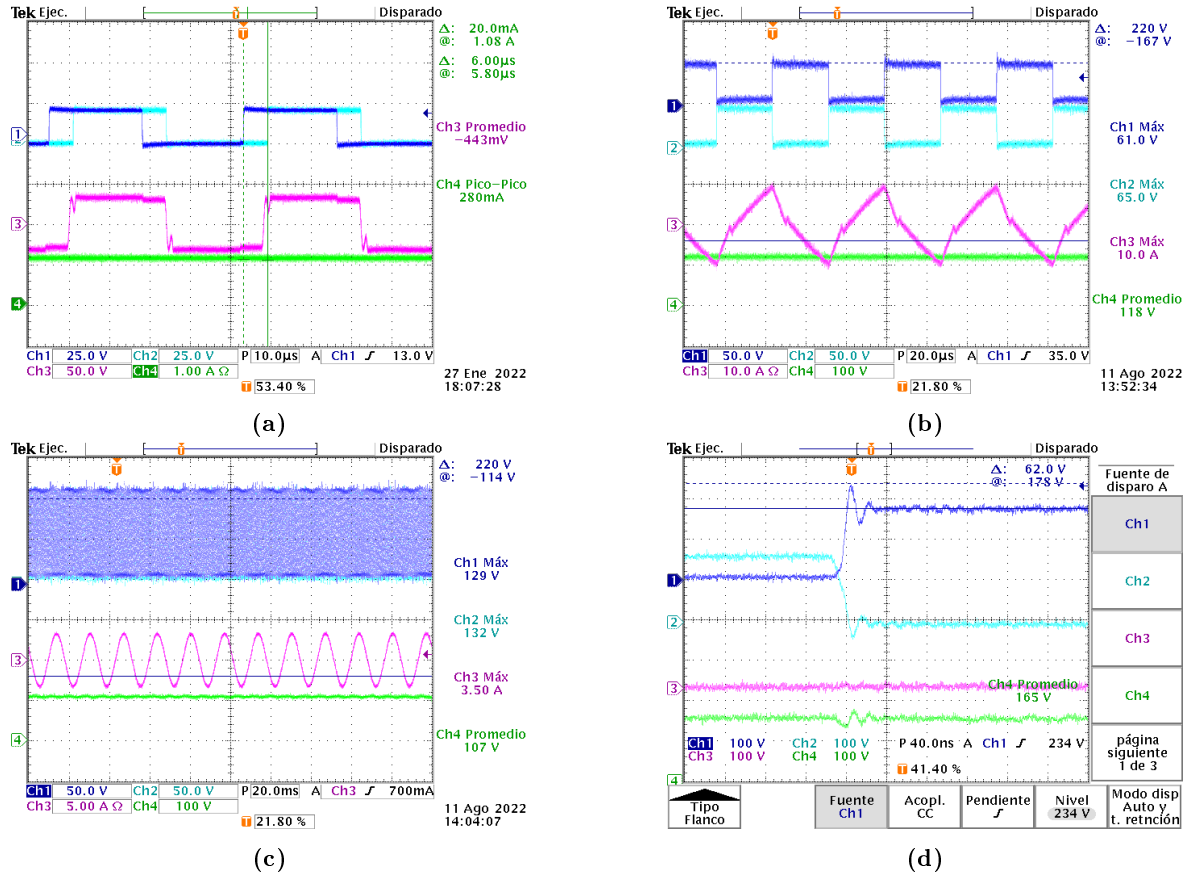


Figura B.4: Resultados experimentales del prototipo implementado del convertidor fotovoltaico monofásico de 1.41 kVA alimentando a una carga resistiva-inductiva. (a) (ch1) y (ch2) señales de conmutación de los interruptores S_1 y S_2 , (ch3) tensión v_p . (b) (ch1) y (ch2) tensiones drenaje-fuente de los interruptores S_1 y S_2 , (ch3) corriente i_t . (ch4) tensión v_{bus} . (c) (ch1) y (ch2) tensiones drenaje-fuente de los interruptores S_1 y S_2 , (ch3) corriente i_s . (ch4) tensión v_{bus} . (d) (ch1) y (ch2) tensiones drenaje-fuente de los interruptores S_5 y S_8 , (ch4) tensión v_{bus} .

Bibliografía

- [1] Arash Anzalchi and Arif Sarwat. Overview of technical specifications for grid-connected photovoltaic systems. *ELSEVIER Energy Conversion and Management*, 152:312–327, November 2017. (Citado en las pp. 1 y 5.)
- [2] Kamran Zeb, Waqar Uddin, Muhammad Adil Khan, Zunaib Ali, Muhammad Umair Ali, Nicholas Christofides, and H.J. Kim. A Comprehensive Review on Inverter Topologies and Control Strategies for Grid Connected Photovoltaic System. *ELSEVIER Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 94:1120–1141, October 2018. (Citado en las pp. 1 y 13.)
- [3] Marco Liserre, Thilo Sauter, and John Hung. Future Energy Systems: Integrating Renewable Energy Sources into the Smart Power Grid Through Industrial Electronics. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 4(1):18–37, March 2010. (Citado en las pp. 1, 2, 3 y 6.)
- [4] International Renewable Energy Agency (IRENA). Renewable power generation costs in 2020. 2021. (Citado en la p. 1.)
- [5] Om Prakash Mahela and Abdul Gafoor Shaik. Comprehensive Overview of Grid Interfaced Solar Photovoltaic Systems. *ELSEVIER Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 68:316–332, February 2017. (Citado en las pp. 2 y 13.)
- [6] Samir Kouro, Jose I. Leon, Dimitri Vinnikov, and Leopoldo G. Franquelo. Grid-connected photovoltaic systems: An overview of recent research and emerging PV converter technology. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 9(1):47–61, 2015. (Citado en las pp. 2, 5 y 13.)
- [7] Elyas Rakhshani, Kumars Rouzbehi, Adolfo J. Sánchez, Ana Cabrera Tobar, and Edris Pouresmaeil. Integration of large scale pv-based generation into power systems: A survey. *Energies*, 12(8), 2019. (Citado en la p. 2.)
- [8] A. Pandey, P. Pandey, and J.S. Tumuluru. Solar Energy Production in India and Commonly Used Technologies - An Overview. *Energies*, 15(2), 2022. <https://doi.org/10.3390/en15020500>. (Citado en la p. 2.)

-
- [9] Huai Wang, Frede Blaabjerg, Marcelo Godoy Simoes, and Yongheng Yang. Power Control Flexibilities for Grid-Connected Multi-Functional Photovoltaic Inverters. *IET Renewable Power Generation*, 10(4):504–513, April 2016. (Citado en las pp. 2, 6 y 10.)
 - [10] Thomas Strasser, Filip Andren, Johannes Kathan, Carlo Cecati, Concettina Buccella, Pierluigi Siano, Paulo Leitaó, Gulnara Zhabelova, Valeriy Vyatkin, Pavel Vrba, and Vladimir Marik. A Review of Architectures and Concepts for Intelligence in Future Electric Energy Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(4):2424–2438, April 2015. (Citado en las pp. 3 y 5.)
 - [11] Sabeeh Ahmad Malik, Taimoor Muzaffar Gondal, Sadiq Ahmad, Muhammad Adil, and Rizwan Qureshi. Towards Optimization Approaches in Smart Grid: A Review. In *2nd International Conference on Computing, Mathematics and Engineering Technologies (iCo-MET)*. IEEE, January 2019. (Citado en la p. 3.)
 - [12] Apparao Dekka, Bin Wu, Ricardo Lizana Fuentes, Marcelo Perez, and Navid R. Zargari. Evolution of Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 5(4):1631–1656, December 2017. (Citado en la p. 3.)
 - [13] Akanksha Sinha, Kartick Chandra Jana, and Madan Kumar Das. An inclusive review on different multi-level inverter topologies, their modulation and control strategies for a grid connected photo-voltaic system. *ELSEVIER Solar Energy*, 170:633–657, 2019. (Citado en la p. 3.)
 - [14] Shantanu Chatterjee, Prashant Kumar, and Saibal Chatterjee. A techno-commercial review on grid connected photovoltaic system. *ELSEVIER Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 81:2371–2397, January 2018. (Citado en la p. 5.)
 - [15] Padmanathan K, Uma Govindarajan, Vigna K. Ramachandaramurthy, Sudar Oli Selvi T, and Baskaran Jeevarathinam. Integrating solar photovoltaic energy conversion systems into industrial and commercial electrical energy utilization- a survey. *Journal of Industrial Information Integration*, 10:39–54, 2018. (Citado en las pp. 5 y 7.)
 - [16] Firas Obeidat. A comprehensive review of future photovoltaic systems. *ELSEVIER Solar Energy*, 163:545–551, 2018. (Citado en la p. 6.)
 - [17] Hania El-Kanj Baitie and Tarek Selmi. Review of smart grid systems’ requirements. In *Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, pages 1–6. IEEE, March 2015. (Citado en la p. 7.)
 - [18] Bailu Xiao, Ke Shen, Jun Mei, Faete Filho, and Leon M. Tolbert. Control of Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter with Individual MPPT for Grid-Connected Photovoltaic Generators. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 3715–3721. IEEE, September 2012. (Citado en la p. 7.)
-

-
- [19] Liming Liu, Hui Li, Yaosuo Xue, and Wenxin Liu. Reactive Power Compensation and Optimization Strategy for Grid-Interactive Cascaded Photovoltaic Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(1):188–202, January 2015. (Citado en las pp. 7, 14, 29 y 68.)
 - [20] Liming Liu, Hui Li, Yaosuo Xue, and Wenxin Liu. Decoupled Active and Reactive Power Control for Large-Scale Grid-Connected Photovoltaic Systems Using Cascaded Modular Multilevel Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(1):176–187, January 2015. (Citado en la p. 8.)
 - [21] Hossein Dehghani Tafti, Ali Iftekhar Maswood, Georgios Konstantinou, Christopher David Townsend, Pablo Acuna, and Josep Pou. Flexible Control of Photovoltaic Grid-Connected Cascaded H-Bridge Converters During Unbalanced Voltage Sags. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(8):6229–6238, August 2018. (Citado en las pp. 8 y 68.)
 - [22] Cheng Wang, Kai Zhang, Jian Xiong, Yaosuo Xue, and Wenxin Liu. A coordinated compensation strategy for module mismatch of CHB-PV systems based on improved LS-PWM and reactive power injection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(4):2825–2836, 2019. (Citado en la p. 8.)
 - [23] Vivek Nandan Lal and S. N. Singh. Control and performance analysis of a single-stage utility-scale grid-connected PV system. *IEEE Systems Journal*, 11(3):1601–1611, 2017. (Citado en la p. 8.)
 - [24] Rahul Sharma and Anandarup Das. Extended reactive power exchange with faulty cells in grid-tied cascaded H-bridge converter for solar photovoltaic application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(6):5683–5691, 2020. (Citado en la p. 8.)
 - [25] Mohammad Ali Rezaei, Shahrokh Farhangi, and Hossein Iman-Eini. Enhancing the Reliability of Single-Phase CHB-Based Grid-Connected Photovoltaic Energy Systems. In *2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference*, pages 117–122. IEEE, February 2011. (Citado en la p. 8.)
 - [26] Sumit Bhattacharya and Vineet Dewangan. Improvement of Power Quality Using Multilevel Inverter Based Shunt Active Power Filter. *International Journal of Engineering Sciences*, page 8, 2017. (Citado en la p. 9.)
 - [27] Leonardo Bruno Garcia Campanhol, Sergio Augusto Oliveira da Silva, Azauri Albano de Oliveira, and Vinicius Dario Bacon. Single-stage three-phase grid-tied PV system with universal filtering capability applied to DG systems and AC microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(12):9131–9142, 2017. (Citado en las pp. 9 y 43.)
 - [28] Abdallah A. Smadi, Hangtian Lei, and Brian K. Johnson. Distribution system harmonic mitigation using a PV system with hybrid active filter features. In *North American Power Symposium (NAPS)*, pages 1–6. IEEE, 2019. (Citado en la p. 9.)
-

-
- [29] Vedantham Lakshmi Srinivas, Shailendra Kumar, Bhim Singh, and Sukumar Mishra. Partially decoupled adaptive filter based multifunctional three-phase GPV system. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 9(1):311–320, 2018. (Citado en la p. 9.)
- [30] Vivek Narayanan, Seema Kewat, and Bhim Singh. Solar PV-BES based microgrid system with multifunctional VSC. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 56(3):2957–2967, 2020. (Citado en las pp. 9 y 68.)
- [31] C. M. Nirmal Mukundan, P. Jayaprakash, Umashankar Subramaniam, and Dhafer J. Al-makhles. Binary hybrid multilevel inverter-based grid integrated solar energy conversion system with damped SOGI control. *IEEE Access*, 8:37214–37228, 2020. (Citado en las pp. 9 y 68.)
- [32] Maria Reveles-Miranda, Manuel Flota-Banuelos, Freddy Chan-Puc, Victor Ramirez-Rivera, and Daniella Pacheco-Catalan. A hybrid control technique for harmonic elimination, power factor correction, and night operation of a grid-connected PV inverter. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 10(2):664–675, 2020. (Citado en las pp. 9 y 43.)
- [33] B Raju and Mr Y Rajesh babu. Power Quality Enhancement by Using Multilevel Shunt Active Power Filter with Renewable Energy Sources. *International Journal for Research in Applied Science and Engineering Technology (IJRASET)*, 3:9, 2015. (Citado en la p. 9.)
- [34] Kavita Kiran Prasad, Hareesh Myneni, and Ganjikunta Siva Kumar. Power quality improvement and PV power injection by DSTATCOM with variable DC link voltage control from RSC-MLC. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 10(2):876–885, 2019. (Citado en la p. 10.)
- [35] Sathiyarayanan T. and S. Mishra. Model Predictive Control of Multi Functional Inverter for Grid Tied Photovoltaic Generators. In *6th International Conference on Power Systems (ICPS)*, pages 1–5. IEEE, March 2016. (Citado en las pp. 10 y 43.)
- [36] R.A. Mastromauro, M. Liserre, T. Kerekes, and A. Dell’Aquila. A single-phase voltage-controlled grid-connected photovoltaic system with power quality conditioner functionality. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(11):4436–4444, 2009. (Citado en la p. 10.)
- [37] Jiangfeng Wang, Kai Sun, Hongfei Wu, Li Zhang, Jianxin Zhu, and Yan Xing. Quasi-two-stage multifunctional photovoltaic inverter with power quality control and enhanced conversion efficiency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(7):7073–7085, 2020. (Citado en las pp. 10, 43 y 68.)
- [38] Abdul Motin Howlader, Staci Sadoyama, Leon R. Roose, and Saeed Sepasi. Experimental analysis of active power control of the PV system using smart PV inverter for the smart grid system. In *12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, pages 497–501. IEEE, 2017. (Citado en las pp. 10 y 68.)
-

-
- [39] Atallah Ouai, Lakhdar Mokrani, Mohamed Machmoum, and Azeddine Houari. Control and energy management of a large scale grid-connected PV system for power quality improvement. *ELSEVIER Solar Energy*, 171:893–906, 2018. (Citado en las pp. 11, 43 y 68.)
- [40] Priyank Shah and Bhim Singh. Low voltage ride through operation of grid interfaced solar PV system enabling harmonic compensation capabilities. *IET Renewable Power Generation*, 14(12):2100–2113, 2020. (Citado en las pp. 11 y 68.)
- [41] T. Demirdelen, R.I. Kayaalp, and M. Tumay. Simulation modelling and analysis of modular cascaded multilevel converter based shunt hybrid active power filter for large scale photovoltaic system interconnection. *ELSEVIER Simulation Modelling Practice and Theory*, 71:27–44, 2017. (Citado en las pp. 11, 14, 15, 29, 43 y 68.)
- [42] Mario González, Víctor Cárdenas, Homero Miranda, and Ricardo Álvarez Salas. Modular multilevel converter for large-scale photovoltaic generation with reactive power flow and unbalanced active power extraction capabilities. 162:135–154, 2019. (Citado en las pp. 11, 14, 49 y 68.)
- [43] Rahul Sharma and Anandarup Das. Enhanced active power balancing capability of grid connected solar PV fed cascaded H-bridge converter. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, pages 1–1, 2019. (Citado en las pp. 11, 14, 29 y 68.)
- [44] Ana Cabrera-Tobar, Eduard Bullich-Massagué, Mònica Aragüés-Peñalba, and Oriol Gomis-Bellmunt. Topologies for large scale photovoltaic power plants. *ELSEVIER Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 59:309–319, 2016. (Citado en la p. 13.)
- [45] Md. Rabiul Islam, Youguang Guo, and Jianguo Zhu. A Multilevel Medium-Voltage Inverter for Step-Up-Transformer-Less Grid Connection of Photovoltaic Power Plants. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 4(3):881–889, May 2014. (Citado en la p. 14.)
- [46] S. Rivera, Bin Wu, S. Kouro, Hong Wang, and Donglai Zhang. Cascaded H-Bridge Multilevel Converter Topology and Three-Phase Balance Control for Large Scale Photovoltaic Systems. In *3rd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pages 690–697. IEEE, June 2012. (Citado en las pp. 14 y 15.)
- [47] Yifan Yu, Georgios Konstantinou, Branislav Hredzak, and Vassilios G. Agelidis. Power Balance Optimization of Cascaded H-Bridge Multilevel Converters for Large-Scale Photovoltaic Integration. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(2):1108–1120, February 2016. (Citado en las pp. 14 y 15.)
- [48] Kangan Wang, Rongwu Zhu, Chen Wei, Feng Liu, Xiaojie Wu, and Marco Liserre. Cascaded multilevel converter topology for large-scale photovoltaic system with balanced
-

- operation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(10):7694–7705, 2019. (Citado en las pp. 14 y 29.)
- [49] Vagner F. Nobrega, Mauricio B. R. Correa, and Montie A. Vitorino. Evaluation of large-scale photovoltaic applications with multilevel converter cascade transformerless. In *13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pages 1–6. IEEE, 2015. (Citado en la p. 14.)
- [50] Ruben Otero-De-Leon and Ned Mohan. Full-bridge Modular Multilevel Converter with High Frequency Link for Photovoltaic applications. In *24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pages 294–299. IEEE, June 2015. (Citado en las pp. 14 y 15.)
- [51] Somasundaram Essakiappan, Harish S. Krishnamoorthy, Prasad Enjeti, Robert S. Balog, and Shehab Ahmed. Multilevel Medium-Frequency Link Inverter for Utility Scale Photovoltaic Integration. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(7):3674–3684, July 2015. (Citado en las pp. 14 y 29.)
- [52] Christopher D. Townsend, Yifan Yu, Georgios Konstantinou, and Vassilios G. Agelidis. Cascaded h-bridge multilevel PV topology for alleviation of per-phase power imbalances and reduction of second harmonic voltage ripple. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(8):5574–5586, August 2016. (Citado en la p. 14.)
- [53] Huifang Liu and Qi Jia. Operation and control of a novel multi-input PV grid-connected system. In *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, pages 1–6. IEEE, August 2017. (Citado en la p. 14.)
- [54] Mohamed Trabelsi, Haitham Abu-Rub, and Baoming Ge. 1-MW quasi-z-source based multilevel PV energy conversion system. In *International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pages 224–229. IEEE, March 2016. (Citado en la p. 14.)
- [55] Nour Elsayad and Osama A. Mohammed. A cascaded high frequency AC link system for large-scale PV-assisted EV fast charging stations. In *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, pages 90–94. IEEE, June 2017. (Citado en las pp. 14 y 29.)
- [56] Kangan Wang, Xiaojie Wu, Feng Liu, and Rongwu Zhu. Cascaded H-bridge Multilevel Converter Topology for Large-scale Photovoltaic System with Balanced Operation. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, (1):18–37, 2017. (Citado en la p. 14.)
- [57] Johannes Voss, Rik W. De Doncker, Chris Farnell, Yusi Liu, Alan Mantooth, and Juan Balda. Design of a 2 MW DC-DC power supply using a medium frequency transformer. In *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, pages 170–177. IEEE, 2016. (Citado en la p. 15.)
- [58] Mustafa Engin Basoglu and Bekir Cakir. Comparisons of MPPT performances of isolated and non isolated DC-DC converters by using a new approach. *ELSEVIER Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 60:1100–1113, July 2016. (Citado en la p. 15.)
-

-
- [59] V. Vlatkovic, J.A. Sabate, R.B. Ridley, F.C. Lee, and B.H. Cho. Small-signal analysis of the phase-shifted PWM converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 7(1):128–135, January 1992. (Citado en la p. 20.)
- [60] Junaid Saeed and Ammar Hasan. Unit prediction horizon binary search-based model predictive control of full-bridge DC-DC converter. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 26(2):463–474, March 2018. (Citado en la p. 20.)
- [61] Yanhui Xie, R. Ghaemi, Jing Sun, and J.S. Freudenberg. Implicit Model Predictive Control of a Full Bridge DC-DC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(12):2704–2713, December 2009. (Citado en las pp. 20 y 24.)
- [62] Bernardo Andres, Leonardo Cassol Bach, Mario Lucio da Silva Martins, Helio Leaes Hey, and Rafael Concatto Beltrame. Modelling of a ZVS full-bridge DC-DC converter for photovoltaic applications. In *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pages 1–6. IEEE, November 2017. (Citado en las pp. 20 y 22.)
- [63] Paulo Sergio Nascimento Filho, Leonardo Ruffeil de Oliveira, Tarcio Andre dos Santos Barros, Marcelo Gradella Villalva, and Ernesto Ruppert Filho. Modeling and digital control of a high-power full-bridge isolated DC-DC buck converter designed for a two-stage grid-tie PV inverter. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 1874–1879. IEEE, September 2014. (Citado en las pp. 20, 21 y 31.)
- [64] Jian Sun, D.M. Mitchell, M.F. Greuel, P.T. Krein, and R.M. Bass. Averaged modeling of PWM converters operating in discontinuous conduction mode. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16(4):482–492, July 2001. (Citado en las pp. 20, 24 y 25.)
- [65] Serkan Ozturk, Polat Pospos, Volkan Utalay, Atila Koc, Muammer Ermis, and Isik Cadiaci. Operating principles and practical design aspects of all SiC DC/AC/DC converter for MPPT in grid-connected PV supplies. *ELSEVIER Solar Energy*, 176:380–394, December 2018. (Citado en las pp. 21 y 31.)
- [66] Maria C. Mira, Arnold Knott, Ole C. Thomsen, and Michael A. E. Andersen. Boost converter with combined control loop for a stand-alone photovoltaic battery charge system. In *14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pages 1–8. IEEE, June 2013. (Citado en las pp. 21 y 31.)
- [67] Jin Du, Jiande Wu, Ruichi Wang, Zhengyu Lin, and Xiangning He. DC power-line communication based on power/signal dual modulation in phase shift full-bridge converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(1):693–702, 2017. (Citado en la p. 22.)
- [68] Hengsi Qin and J. W. Kimball. Generalized average modeling of dual active bridge DC-DC converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(4):2078–2084, 2012. (Citado en la p. 24.)
-

- [69] J. Negroni, Francesc Guinjoan, Carlos Meza, Domingo Biel, and Pablo Sanchis. Energy-sampled data modeling of a cascade H-bridge multilevel converter for grid-connected PV systems. In *2006 IEEE International Power Electronics Congress*, pages 1–6. IEEE. (Citado en la p. 27.)
 - [70] 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*, 56(11):4399–4406, 2009. (Citado en las pp. 27 y 47.)
 - [71] Jiarong Kan, Yunya Wu, Yu Tang, and Shaojun Xie. Flexible topology converter used in photovoltaic micro-inverter for higher weighted-efficiency. *IET Power Electronics*, 12(9):2361–2371, August 2019. (Citado en la p. 29.)
 - [72] Majid Pahlevani, Suzan Eren, Alireza Bakhshai, and Praveen Jain. A series-parallel current-driven full-bridge DC/DC converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(2):1275–1293, February 2016. (Citado en la p. 31.)
 - [73] Henrik Alenius. Modeling and electrical emulation of grid impedance for stability studies of grid-connected converters. Master’s thesis, Tampere University of Technology, Finland, 2018. (Citado en las pp. 34 y 35.)
 - [74] Hamed Nademi, Atousa Elahidoost, and Lars Einar Norum. Comparative analysis of different MPPT schemes for photovoltaic integration of modular multilevel converter. pages 1–5. IEEE, June 2016. (Citado en la p. 45.)
 - [75] Samir Kouro, Bin Wu, Alvaro Moya, Elena Villanueva, Pablo Correa, and Jose Rodriguez. Control of a cascaded h-bridge multilevel converter for grid connection of photovoltaic systems. In *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pages 3976–3982. IEEE, 2009. (Citado en la p. 47.)
 - [76] R. Ortega, A. Loria, P. J. Nicklasson, and H. Sira-Ramirez. *Passivity-Based Control of Euler-Lagrange Systems: Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications*. Springer-Verlag London, Ltd, May 1998. (Citado en la p. 49.)
 - [77] Xinming Fan, Lin Guan, Chengjun Xia, and Jianming He. A passivity control strategy for VSC-HVDC connected large scale wind power. In *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT)*, pages 1–6, February 2013. (Citado en la p. 49.)
 - [78] Edgar Berrospe, Gerardo Espinosa-Pérez, Gonzalo Sandoval, and Víctor Cárdenas. Control basado en pasividad de un convertidor de fuente de corriente. *En XVI Congreso Latinoamericano de Control Automático, CLCA*, page 6, Octubre 2014. (Citado en la p. 49.)
 - [79] Mario Gonzalez, Victor Cardenas, and Ciro Nuñez. An optimal selection of the references generation scheme for the dq theory to compensate unbalance, reactive power, harmonic distortion and non characteristic harmonics. In *IEEE International Power Electronics Congress*, page 6, 2006. (Citado en la p. 50.)
-

-
- [80] Menxi Xie, Huiqing Wen, Canyan Zhu, and Yong Yang. DC offset rejection improvement in single-phase SOGI-PLL algorithms: Methods review and experimental evaluation. *IEEE Access*, 5:12810–12819, 2017. (Citado en la p. 50.)
 - [81] Saeed Golestan, Josep M. Guerrero, and Juan C. Vasquez. Three-phase PLLs: A review of recent advances. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(3):1894–1907, 2017. (Citado en la p. 50.)
 - [82] Keliang Zhou, Zhipeng Qiu, Neville R. Watson, and Yonghe Liu. Mechanism and elimination of harmonic current injection from single-phase grid-connected PWM converters. *IET Power Electronics*, 6(1):88–95, 2013. (Citado en la p. 78.)
 - [83] Nahla E. Zakzouk, Ahmed K. Abdelsalam, Ahmed A. Helal, and Barry W. Williams. PV single-phase grid-connected converter: DC-link voltage sensorless prospective. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 5(1):526–546, 2017. (Citado en las pp. 78 y 79.)
 - [84] Qian Liu, Li Peng, Yong Kang, Shiyang Tang, Deliang Wu, and Yu Qi. A novel design and optimization method of an LCL filter for a shunt active power filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(8):4000–4010, 2014. (Citado en las pp. 81 y 82.)
 - [85] Aleksandr Reznik, Marcelo Godoy Simoes, Ahmed Al-Durra, and S. M. Mueen. LCL filter design and performance analysis for grid-interconnected systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(2):1225–1232, 2014. (Citado en la p. 82.)
 - [86] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(5):1281–1291, 2005. (Citado en la p. 82.)
-