



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y ESTUDIOS DE POSGRADO
FACULTAD DE INGENIERÍA**

**DESARROLLO DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO CON
FUNCIONES AUTÓNOMAS PARA GENERACIÓN ELÉCTRICA
DISTRIBUIDA**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA
OPCIÓN: ELECTRÓNICA DE POTENCIA PARA FUENTES
ALTERNAS DE ENERGÍA**

P R E S E N T A:

ING. FERNANDO ISIDORO QUIROZ VÁZQUEZ

A S E S O R:

DR. VÍCTOR MANUEL CÁRDENAS GALINDO

SAN LUIS POTOSÍ, S.L.P.

DICIEMBRE DE 2019



Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ingeniería



Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

Maestría en Ingeniería Eléctrica

Opción: Electrónica de Potencia para
Fuentes Alternas de Energía

***“Desarrollo de un Inversor Fotovoltaico con Funciones Autónomas para
Generación Eléctrica Distribuida”***

Presenta:

Ing. Fernando Isidoro Quiroz Vázquez

Sinodales:

Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo
(Asesor de Tesis)

Dr. Jorge Alberto Morales Saldaña

Dr. Juan Segundo Ramírez

Dr. Ciro Alberto Núñez Gutiérrez

Dr. Alejandro Aganza Torres

24 de septiembre de 2019

ING. FERNANDO ISIDORO QUIROZ VÁZQUEZ
P R E S E N T E.

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

TEMARIO:

“Desarrollo de un Inversor Fotovoltaico con Funciones Autónomas para Generación Eléctrica Distribuida”

Introducción.

1. Estudio de las funciones autónomas en inversores fotovoltaicos.
2. Dimensionamiento del inversor fotovoltaico.
3. Diseño del sistema de control.
4. Resultados.

Conclusiones.

Referencias.

“MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO”

A T E N T A M E N T E

M. I. JORGÉ ALBERTO PÉREZ GONZÁLEZ
DIRECTOR.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA
DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE INGENIERÍA
DIRECCION



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

Aclaración

El presente trabajo que lleva por título:

Desarrollo de un Inversor Fotovoltaico con Funciones Autónomas para Generación Eléctrica Distribuida.

Se realizó entre Abril de 2018 y Diciembre de 2019 bajo la dirección científica del Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo.

Originalidad

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

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

El autor exime a la Universidad Autónoma de San Luis Potosí de las opiniones vertidas en este documento y asume la responsabilidad total del mismo.

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

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

Ing. Fernando Isidoro Quiroz Vázquez

A Dios.

A mis padres Felicitas Vázquez Vázquez y Benito Quiroz Castro.

A mis hermanas, hermanos y sobrinos.

Agradecimientos

A Dios por darme la vida.

A mi madre Felicitas Vázquez Vázquez quien siempre ha sido un ejemplo a seguir y me ha brindado todo el apoyo a lo largo de mi vida para lograr mis sueños, eres la mejor.

A mi padre Benito Quiroz Castro que desde donde está se me da su apoyo y la fuerza para seguir adelante y seguir cumpliendo mis metas.

A Mayra, Cristina, y Víctor. Hermanos gracias por su apoyo y su palabras de aliento.

Un especial agradecimiento a mi hermana Mayra, por su ejemplo y consejo de estudiar una maestría.

A mi Asesor, el Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo por darme la oportunidad de trabajar con él, por su tiempo, amistad, paciencia, apoyo, dedicación, consejos y por todo el conocimiento que me inculcó. Se que me será útil para la vida.

A mis revisores, Dr. Alejandro Aganza Torres, Dr. Juan Segundo Ramírez, Dr. Jorge Alberto Morales Saldaña y Dr. Ciro Alberto Núñez Gutiérrez, por sus comentarios y tiempo en este trabajo de tesis.

A la Lic. Ana Cecilia Rivera Rivera (Anita), por su apoyo, amistad, consejos y todas esas buenas pláticas durante mi estancia en el laboratorio.

Al Dr. Mario Arturo González García, Dr. Homero Miranda Vidales y Dr. Ricardo Álvarez Salas, por sus comentarios y apoyo.

A mis compañeros y amigos del Lab, Juan, Daniel, Tobi, Sanjo, Isra, Alex, Marco A. y B., Nacho, Rafa, Rosa, Yuniel, los Manueles, Isaac, Mejía y Noé, por los consejos, la buena convivencia y por la botana.

Agradecimientos

Un especial agradecimiento al Sr. Juan Alejandro por su amistad, las convivencias, consejos y apoyo durante la licenciatura y maestría.

A Tobi, Daniel y Sanjo, por su ayuda durante las pruebas experimentales.

A Socorro de Santiago, Oliverio Ojeda, Flora Quiroz, Abel Rodríguez, Ana Sofía Rodríguez y Javier Hernández, personas muy importantes durante mi vida.

A Don Chava y la Sra. Blanca, por todos los consejos y el apoyo brindado.

A mis amigos de toda la vida Laura, Fanny, Jenny, Tino, Alfredo, Giovanni, Jorge, Gera, Sergio, Beto, Chuyin y Mario, por el apoyo y los ratos de desetrés.

A las grandes amistades que conocí durante la licenciatura, Caro, Marce, Erick, Panchito, Ponce, Irving, Yayo, Luis y Ricardo, por los buenos momentos, las buenas convivencias y el apoyo.

Al Dr. César Fernando Francisco Méndez Barrios y al Dr. Jorge Alberto Morales Saldaña, por su apoyo como coordinadores durante mi estancia en el posgrado.

Al personal del CIEP y sus profesores.

Al CONACyT, por su apoyo económico durante la maestría.

ÍNDICE GENERAL

Índice general	XI
Índice de tablas	XIII
Índice de figuras	XV
Lista de acrónimos y símbolos	XVII
Resumen	XXIII
Introducción	1
1. Estado del arte de inversores fotovoltaicos con funciones autónomas	5
2. Planteamiento del problema	8
3. Objetivo de la Investigación	9
4. Alcances y Objetivos particulares	9
5. Organización general de la tesis	10
1 Estudio de las funciones autónomas en inversores fotovoltaicos	13
1.1. Funciones autónomas	13
1.2. Esquemas de inversores fotovoltaicos para la interconexión con la red eléctrica	19
1.3. Modelado de la estructura de dos etapas	21
1.4. Validación de los modelos	26
2 Dimensionamiento del inversor fotovoltaico	33
2.1. Análisis del filtro LCL	34
2.2. Análisis del bus de CD	43
2.3. Análisis del convertidor <i>boost</i>	47
3 Diseño del sistema de control	51
3.1. Objetivos de control	52
3.2. Sistema de control para el convertidor <i>boost</i>	53
3.3. Algoritmo de seguimiento de fase (PLL)	55
3.4. Protección contra el modo isla (<i>anti-islanding</i>)	58
3.5. Control basado en pasividad estándar (PBC)	62
4 Resultados	67
4.1. Resultados de simulación numérica en PSIM	69

4.2. Resultados de simulación en tiempo real con <i>Hardware in the Loop</i> (HIL)	84
4.3. Resultados experimentales	93
Conclusiones	99
Apéndices	
A Código y datos para la evaluación de la distorsión armónica	103
B Código para la detección del modo isla	105
C Código para la implementación experimental del PLL	107
Referencias	111

ÍNDICE DE TABLAS

1.1.	Valores por defecto para soporte de baja/alta tensión definidos en la <i>Rule 21</i>	15
1.2.	Valores por defecto para soporte de baja/alta frecuencia definidos en la <i>Rule 21</i>	17
1.3.	Valores por defecto para soporte de baja/alta frecuencia definidos por la WECC.	17
1.4.	Valores por defecto para control Volt/VAR.	19
1.5.	Estados de conmutación del convertidor <i>boost</i>	22
1.6.	Estados de conmutación del convertidor puente completo.	23
1.7.	Parámetros para la validación de los modelos.	27
1.8.	Error comparativo de los modelos.	31
2.1.	Parámetros nominales del sistema en el PCC.	33
2.2.	Valores del filtro y potencia reactiva de los elementos del filtro.	40
2.3.	Parámetros de los módulos fotovoltaicos disponibles en el laboratorio.	47
4.1.	Parámetros de simulación.	69
4.2.	Rizo de tensión en el bus de CD.	98
A.1.	Datos para estimar la distorsión armónica de corriente.	104

ÍNDICE DE FIGURAS

1.	Sistemas de generación eléctrica.	1
2.	Energías renovables en el mundo según la Agencia Internacional de Energías Renovables [1].	2
3.	Variación de la tensión y potencia en esquemas con GD.	4
4.	Esquema de un inversor fotovoltaico con funciones autónomas interconectado a la red eléctrica.	10
1.1.	Valores por defecto para soporte de baja/alta tensión propuestos en la <i>Rule 21</i>	16
1.2.	Valores por defecto para soporte de baja/alta frecuencia propuestos en la <i>Rule 21</i>	17
1.3.	Valores por defecto para la operación con factor de potencia fijo menor a la unidad propuestos en la <i>Rule 21</i>	18
1.4.	Esquema general de los convertidores de electrónica de potencia para la interconexión a la red eléctrica.	20
1.5.	Esquema del inversor fotovoltaico interconectado a la red eléctrica.	21
1.6.	Esquema del convertidor simplificado.	22
1.7.	Comparativa de la tensión del bus de CD (v_{CD}) obtenida mediante los diferentes modelos.	28
1.8.	Comparativa de la corriente a través del inductor del lado de la red (i_2) obtenida por los diferentes modelos.	29
1.9.	Comparativa de la corriente a través del inductor del convertidor <i>boost</i> (i_{LB}) obtenida por los diferentes modelos.	30
2.1.	Representación de un inversor interconectado a la red eléctrica a través de un filtro LCL.	35
2.2.	Respuesta en frecuencia de las funciones de transferencia (2.1) y (2.2).	36
2.3.	Corrientes eficaces a través de los elementos del filtro LCL considerando las condiciones de las FA.	39
2.4.	Esquema simplificado para la validación numérica.	41
2.5.	Tensión eficaz en terminales del convertidor (V_{PWM}) considerando las variaciones de frecuencia, tensión y soporte de potencia reactiva impuestas por las FA.	44
2.6.	Comportamiento de la capacitancia del condensador del bus de CD (C_{CD}) cuando se realiza la función de soporte de potencia reactiva.	46
3.1.	Esquema general del sistema de control.	52
3.2.	Diagrama de flujo del algoritmo de conductancia incremental.	54
3.3.	Esquema del PLL basado en un integrador generalizado de segundo orden.	55
3.4.	Esquema para la detección y protección contra el modo isla.	60
4.1.	Condiciones de tensión de los casos de estudio (LHVRT).	67
4.2.	Condiciones de potencia reactiva de los casos de estudio (Volt/VAR).	68
4.3.	Condiciones de frecuencia de los casos de estudio (LHFRT).	68
4.4.	Esquema implementado en <i>PSIM</i>	69

4.5.	Resultados de simulación para la operación nominal.	71
4.6.	Resultados de simulación para la operación del MPPT.	73
4.7.	Resultados de simulación para la operación con factor fijo menor a la unidad: inyección de Q	75
4.8.	Resultados de simulación para la operación con factor fijo menor a la unidad: extracción de Q	77
4.9.	Resultados de simulación considerando caída de tensión en la red, inyección de Q y detección del modo isla.	79
4.10.	Resultados de simulación considerando: elevación de tensión en la red, extracción de Q y detección del modo isla.	81
4.11.	Resultados de simulación para el soporte de frecuencia ($LHFRT$) y la detección del modo isla.	83
4.12.	Plataforma de simulación en tiempo real <i>Typhoon HIL 402</i>	84
4.13.	Sistema implementado en la simulación en tiempo real con HIL.	85
4.14.	Resultados de simulación en tiempo real con HIL para la operación nominal del sistema.	86
4.15.	Resultados de simulación en tiempo real con HIL para la operación nominal del sistema, evaluando el rizo de tensión del bus de CD.	86
4.16.	Resultados de simulación en tiempo real con HIL en estado estable inyectando potencia reactiva.	87
4.17.	Evaluación del rizo de tensión en el bus de CD cuando se inyecta potencia reactiva a la red.	88
4.18.	Cambio en la tensión de la red de $127 V_{rms}$ a $115 V_{rms}$	89
4.19.	Resultados transitorios de operación de las FA 1 y FA 3, cuando se inyecta potencia reactiva.	90
4.20.	Resultados de simulación en tiempo real con HIL en estado estable extrayendo potencia reactiva.	91
4.21.	Evaluación del rizo de tensión en el bus de CD cuando se inyecta potencia reactiva a la red.	92
4.22.	Resultados transitorios de operación de las FA 1 y FA 3, cuando se extrae potencia reactiva.	93
4.23.	Resultados transitorios de variaciones en la frecuencia de la red.	94
4.24.	Esquema implementado para las pruebas experimentales.	95
4.25.	Plataforma experimental.	95
4.26.	Resultados experimentales para el Caso 1.	96
4.27.	Resultados experimentales para el Caso 2.	97
4.28.	Resultados experimentales para el Caso 3.	97

LISTA DE ACRÓNIMOS Y SÍMBOLOS

Símbolo/Acrónimo	Descripción
SEP	Sistema eléctrico de potencia.
GD	Generación distribuida.
CPUC	Comisión de Servicios Públicos de California.
UCLA	Universidad de de California en los Ángeles.
NREL	Laboratorio Nacional en Energías Renovables.
SIWG	Grupo de Trabajo en Inversores Inteligentes.
SFGD	Sistema fotovoltaico de generación distribuida.
FP	Factor de potencia.
HIL	<i>Hardware in the Loop.</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array.</i>
PCC	Punto de Conexión Común.
BESS	Sistema de almacenamiento de energía con baterías.
FA	Función(es) Autónoma(as).
CD	Corriente Directa.
CA	Corriente Alterna.
MPPT	Seguimiento del máximo punto de potencia.
PBC	Control basado en pasividad estándar.
PLL	Algoritmo de seguimiento de fase.
LHVRT	Soporte para condiciones de baja/alta tensión.
LHFRT	Soporte para condiciones de baja/alta frecuencia.
p.u.	por unidad.
WECC	<i>Western Electricity Coordinating Council.</i>
CENACE	Centro Nacional de Control de Energía.
THD _{V,I}	Distorsión armónica de tensión/corriente.

Símbolo/Acrónimo	Descripción
LTK	Ley de tensiones de Kirchhoff.
LCK	Ley de corrientes de Kirchhoff.
IGBT	Transistor bipolar de compuerta aislada.
NC	No calculado.
CCM	Modo de conducción continua.
DCM	Modo de conducción discontinua.
IC	Conductancia incremental.
PI	Proporcional integral.
SOGI	Integrador Generalizado de Segundo Orden.
STATCOM	Compensador estático de potencia.
DSP	Procesador digital de señales.
PV	Sistema fotovoltaico.
v_{red}	Tensión de la red eléctrica.
i_{red}	Corriente inyectada a la red eléctrica.
i_2	Corriente a través del inductor L_2 del filtro LCL.
L_2	Inductor del lado de la red eléctrica del filtro LCL.
i_{C_f}	Corriente a través del condensador C_f del filtro LCL.
C_f	Condensador del filtro LCL.
i_1	Corriente a través del inductor L_1 del filtro LCL.
L_1	Inductor del lado del convertidor del filtro LCL.
v_{PWM}	Tensión conmutada en terminales del inversor.
$R_{1,2,f}$	Resistencias serie equivalente asociada a los elementos pasivos del filtro LCL.
$S_{1,2,3,4}$	Interruptores activos del inversor.
S_B	Interruptor activo del convertidor <i>boost</i> .
C_{CD}	Condensador del bus de CD.
v_{CD}	Tensión del bus de CD.
Δv_{CD}	Rizo de tensión del bus de CD.
i_{PH}	Corriente conmutada del inversor.
$i_{C_{CD}}$	Corriente del condensador del bus de CD.
i_B	Corriente conmutada del convertidor <i>boost</i> .
D_B	Diodo del convertidor <i>boost</i> .
L_B	Inductor del convertidor <i>boost</i> .

Símbolo/Acrónimo	Descripción
C_{PV}	Condensador de desacoplo entre el sistema fotovoltaico y el convertidor <i>boost</i> .
i_{PV}	Corriente del sistema fotovoltaico.
v_{PV}	Tensión en terminales del sistema fotovoltaico.
m_B	Función de conmutación del convertidor <i>boost</i> .
m_{PH}	Función de conmutación del inversor.
u	Señal moduladora del inversor.
d	Ciclo de trabajo.
$v_{d,q}$	Componentes para la transformación dq .
$v_{\alpha,\beta}$	Componente real e imaginaria para la transformación dq monofásica.
ω	Frecuencia angular de la red eléctrica.
f_0	Frecuencia fundamental de la red eléctrica.
P	Potencia activa en el PCC.
Q	Potencia reactiva en el PCC.
S	Potencia aparente en el PCC.
P_{PV}	Potencia activa del sistema fotovoltaico.
e_{MC-MP}	Error entre el modelo eléctrico conmutado y el modelo promedio.
e_{MC-MDQ}	Error entre el modelo eléctrico conmutado y el modelo en el marco de referencia dq .
$G_{2,1(s)}$	Funciones de transferencia de las corrientes de los inductores del filtro LCL con respecto a la tensión en terminales del inversor.
$f_{res1,2}$	Frecuencias de resonancia del filtro LCL.
Z_b	Impedancia base en el PCC.
m_f	Índice de modulación en frecuencia.
f_{PH}	Frecuencia de conmutación por rama del inversor.
f_B	Frecuencia de conmutación del convertidor <i>boost</i> .
$V_{red_{max}}$	Tensión máxima permitida por las FA de la red eléctrica.
m_a	Índice de modulación en amplitud.
ϕ	Ángulo de fase entre la corriente que se inyecta a la red y la tensión de la red.

Símbolo/Acrónimo	Descripción
R	Resistencia equivalente de carga para el diseño del convertidor <i>boost</i> .
v_{PCC}	Tensión en el PCC.
L_{red}	Inductancia equivalente de red.
R_{red}	Resistencia equivalente de red.
L_{red}	Inductancia equivalente de red.
m	Grupo de armónicos.
n	Armónicos laterales.
V_{nm}	Amplitud de los armónicos.
J_{2n-1}	Coficiente de Bessel.
f_{MPPT}	Frecuencia de ejecución del algoritmo de MPPT.
G_{PI*}	Funciones de transferencia de los distintos controladores del sistema de control.
k_{P*}	Constante proporcional de los distintos controladores del sistema de control.
T_{i*}	Constante de tiempo integral de los distintos controladores del sistema de control.
θ	Ángulo de fase para la transformación dq .
θ'	Ángulo de fase proporcionado por el PLL.
θ^*	Ángulo de fase proporcionado por el PLL con perturbaciones.
k_{MI}	Constante para inyección del segundo armónico.
λ_q	Magnitud de la señal para la detección del modo isla.
λ_{q60}	Magnitud de la señal para la detección del modo isla promediada a 60 Hz.
λ_{q6}	Magnitud de la señal para la detección del modo isla promediada a 6 Hz.
M	Matriz de almacenamiento.
R	Matriz de amortiguamiento.
J	Matriz de antisimétrica.
ε	Entradas no controladas.
x	Vector de variables de estado.
x*	Vector de variables deseadas.
R_a	Matriz de amortiguamiento añadido.

Símbolo/Acrónimo	Descripción
e	Error entre las variables deseadas y las medidas.
x^*	variables deseadas.
$x^{d,q}$	variables en el marco de referencia dq .

RESUMEN

El desarrollo de tecnología para la generación de energía a partir de fuentes alternas ha tenido un impulso constante en las últimas décadas, asociado a diferentes factores entre los que se encuentran el crecimiento en la demanda de energía eléctrica. Además el impacto ecológico debido a la contaminación generada por las plantas convencionales basadas en combustibles fósiles. La generación de energía eléctrica a partir de sistemas fotovoltaicos y eólicos han sido de las tecnologías con mayor crecimiento. En particular, la generación eléctrica distribuida basada en sistemas fotovoltaicos ha diversificado su matriz tecnológica, con aplicaciones que van desde pequeños sistemas de uso doméstico y residencial, hasta granjas fotovoltaicas de cientos de megawatts.

Debido a esta tendencia de generación distribuida, se han comenzado a presentar problemas operativos en las redes eléctricas con alta penetración de energías renovables intermitentes, como pérdida de inercia en la red, flujos de potencia inversos, variaciones de tensión y de frecuencia, asociados principalmente a tecnología solar fotovoltaica y eólica. En particular, parte de estos problemas se deben a que en los esquemas de operación clásicos de los sistemas fotovoltaicos, las condiciones para la desconexión de los sistemas de generación son limitadas, lo cual puede provocar los fenómenos mencionados. El *Smart Inverter Working Group* nace como un conglomerado del sector productivo, tecnológico, académico y gubernamental, con el objetivo de delinear nuevos enfoques operativos en las condiciones de operación para los sistemas de generación basados en convertidores fotovoltaicos, denominadas funciones autónomas, con miras a optimizar la interacción entre las redes eléctricas y los sistemas de generación distribuida basados en tecnología fotovoltaica.

En este trabajo de investigación se aborda la operación de funciones autónomas en convertidores de electrónica de potencia, para interconexión de sistemas fotovoltaicos a la red eléctrica. Las funciones autónomas son un conjunto de condiciones operativas que el convertidor de electrónica de potencia debe de cumplir, que permiten una operación dinámica que va más de allá de sólo generar la potencia activa máxima posible, y activar la condición de

conexión/desconexión. Su objetivo es dar soporte a la red eléctrica ante variaciones de tensión, variaciones de frecuencia y generar la menor cantidad de condiciones de operación anómalas, con un control dinámico del factor de potencia en función de las necesidades. Al incorporar este tipo de funciones en los convertidores de electrónica de potencia, sus condiciones de operación se vuelven más severas, por lo que es necesario proponer criterios adecuados para el dimensionamiento del convertidor. Bajo esta premisa este trabajo de investigación propone un convertidor basado en una estructura de dos etapas, compuesto por un convertidor CD/CD elevador y un convertidor CD/CA puente completo, para interconectar un sistema fotovoltaico a la red eléctrica a través de un filtro LCL, con la capacidad de desempeñar cuatro funciones autónomas: soporte *anti-islanding*, soporte de operación de baja/alta tensión, soporte de operación en baja/alta frecuencia, e inyección de potencia reactiva para desarrollar un control Volt/VAR. Los parámetros de operación para el sistema son: potencia nominal de 1 kVA, 700 W, ± 700 VAR, 60 Hz $\pm 10\%$, $127 V_{rms} \pm 15\%$, $THD_I < 3\%$.

El contenido del trabajo está organizado de la siguiente manera:

En la Introducción se proporcionan datos sobre el crecimiento de las diferentes tecnologías de generación eléctrica basadas en energías renovables de la última década, y asimismo se ejemplifica parte de la problemática asociada principalmente a la generación eléctrica por sistemas fotovoltaicos, y se muestra el estado del arte de inversores fotovoltaicos con funciones ampliadas. Con base en esto se realiza el planteamiento del problema, se definen los objetivos y los alcances particulares de la investigación.

En el Capítulo 1 se estudian las funciones autónomas y las condiciones necesarias para ejecutarlas; con base en sus características operativas, se propone la topología que integrará las funciones autónomas. Se obtiene el modelo conmutado, modelo promedio y en el marco de referencia dq y se valida analíticamente.

En el Capítulo 2 se dimensiona al convertidor con base en los modelos y las restricciones de operación impuestas por las funciones autónomas. Con los parámetros obtenidos del dimensionamiento se valida analíticamente la compensación de tensión por el soporte de potencia reactiva y se evalúa la distorsión armónica de la corriente que se inyecta a la red.

En el Capítulo 3 se propone el sistema de control que se encarga de ejecutar las funciones autónomas. Usando en el modelo en el marco de referencia dq , y se plantea una estrategia de control basado en pasividad estándar para el inversor. La tarea de seguimiento del máximo punto de potencia se realiza con el convertidor elevador, utilizando el algoritmo de conductancia incremental y un esquema de control PI clásico. También se propone el uso de un *PLL* que

además de permitir estimar el ángulo de fase para sincronizar con la red eléctrica, posibilita la detección del modo isla.

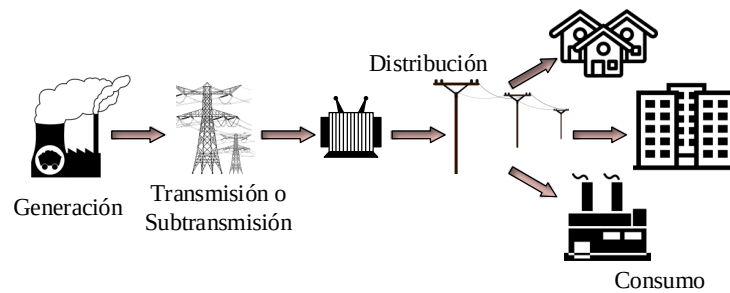
En el Capítulo 4 se muestran los resultados de simulación numérica, simulación en tiempo real con *Hardware in the Loop* y pruebas experimentales en lazo abierto que permiten validar resultados obtenidos en los capítulos previos.

En la última sección se presentan las principales conclusiones del trabajo, así como recomendaciones para trabajos futuros y productos de investigación derivados.

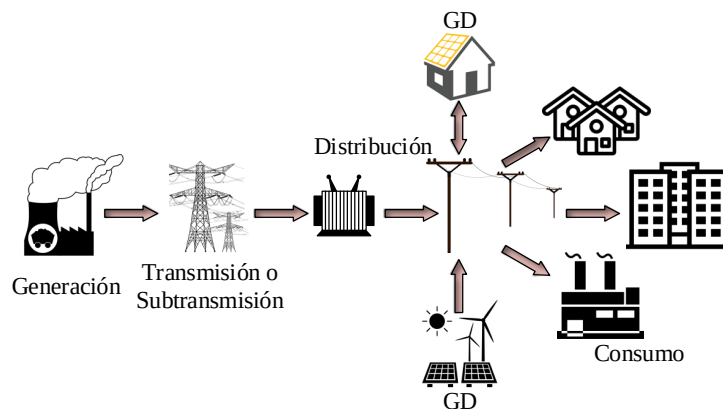
Este trabajo fue soportado y desarrollado en el Laboratorio de Calidad de Energía Eléctrica y Control de Motores de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí con la beca de estudios de posgrado CONACyT con número de registro 291236 y bajo el proyecto Premio PRODETES, UASLP-AG-271/18, UASLP y LiCORE.

INTRODUCCIÓN

En los últimos años, los esquemas de generación eléctrica han evolucionado de sistemas convencionales o clásicos (Figura 1 (a)), donde los grandes puntos de generación se encuentran a grandes distancias de los puntos de consumo, a sistemas eléctricos de potencia (SEP) híbridos, en el que se conservan las grandes centrales de generación, pero se incorporan esquemas de generación eléctrica en pequeña y mediana escala (generación distribuida, GD). La GD parte de integrar sistemas basados en fuentes alternas de energía a la red eléctrica, principalmente solar fotovoltaica y eólica, en puntos cercanos al consumo con el fin de maximizar el aprovechamiento del recurso energético producido por las distintas tecnologías en fuentes de generación (Figura 1 (b)), reducir las pérdidas económicas asociadas a la transmisión de energía, y aprovechar la capacidad local de generación de la que se puede disponer.



(a) Sistema eléctrico de potencia clásico o convencional.



(b) Sistema eléctrico de potencia híbrido.

Figura 1. Sistemas de generación eléctrica.

El gran auge que han tenido estas tecnologías se debe a varios factores, como la disminución en la inversión inicial, el incremento de la eficiencia en la conversión de energía, y uno de los más relevantes, el uso de energías limpias como estrategia para combatir los efectos producidos por los combustibles fósiles para satisfacer la alta demanda energética. Aunado a los puntos anteriores, los gobiernos han incentivado las inversiones de energías renovables, y se ha modificado el marco regulatorio para atender e incorporar las nuevas tecnologías y mecanismos de gestión energética. De acuerdo con las estadísticas de los últimos años, la tendencia de crecimiento de las energías renovables ha sido sustituir el uso de hidrocarburos para la generación de energía eléctrica, aprovechando los beneficios mencionados. En la Figura 2 se muestra el incremento en la capacidad instalada de energías renovables en la última década, donde se observa que las fuentes con mayor desarrollo son la solar y eólica; este desarrollo se ha dado tanto en grandes sistemas de generación a partir de granjas fotovoltaicas y eólicas, como en pequeños sistemas de GD.

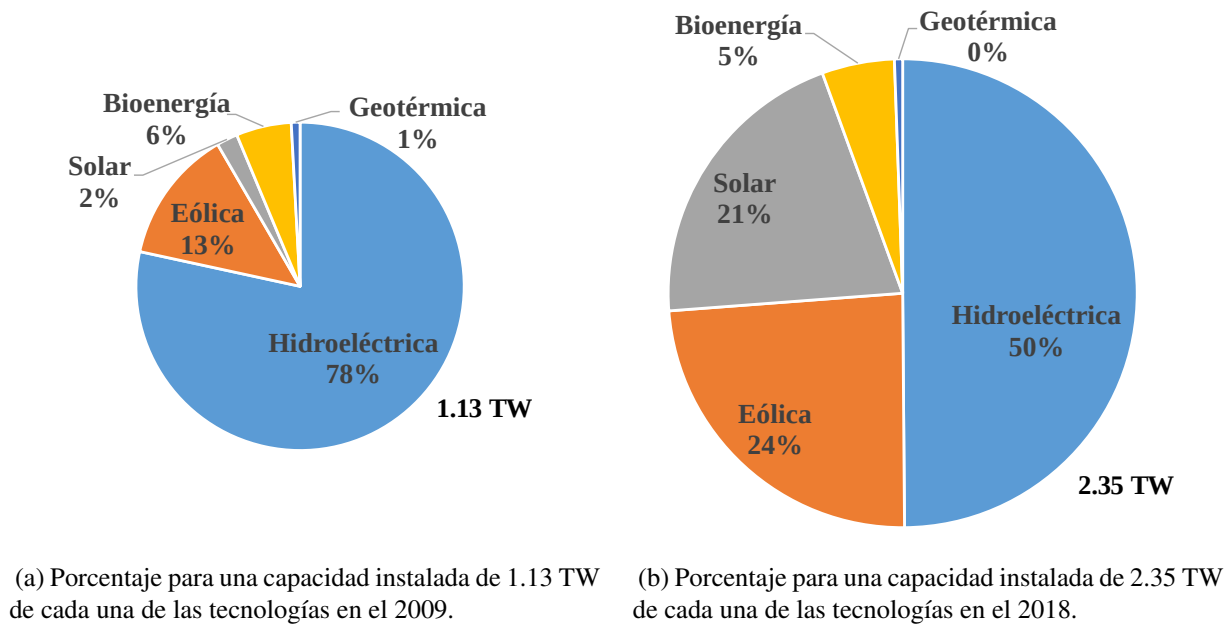


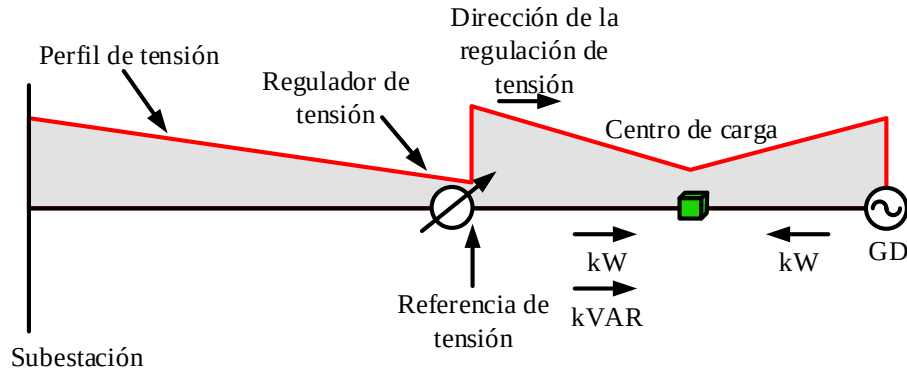
Figura 2. Energías renovables en el mundo según la Agencia Internacional de Energías Renovables [1].

Sin embargo, incorporar al SEP energías renovables intermitentes como la solar y eólica, genera una serie de situaciones operativas que pueden comprometer la estabilidad y operación de la red eléctrica [2]. Algunas de ellas son: flujos de potencia inversos, variaciones de tensión y frecuencia, pérdida de inercia en la red, etc. De forma ilustrativa, en la Figura 3 se muestran dos perfiles de operación correspondientes a un sistema con integración de GD, operando de forma nominal y otro donde se resaltan algunos de los problemas operativos mencionados anteriormente. El primer perfil se muestra en la Figura 3 (a), donde se observa que el flujo

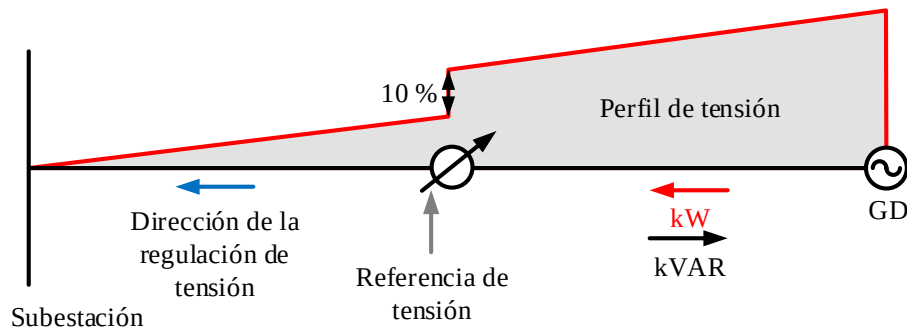
de potencia va de la subestación y del punto de GD al punto de consumo. También se aprecia que existe una caída de tensión gradual, tanto de la subestación como del sistema de GD hacia la carga, debido a la impedancia del sistema de distribución, por lo que es necesario un regulador de tensión (comúnmente un transformador con derivaciones). Lo anterior se considera una operación nominal, donde el SEP se mantiene en una región segura debido a que existe un balance entre la potencia consumida y la potencia generada.

El segundo perfil se observa en la Figura 3 (b), el cual representa una condición donde la demanda de potencia es menor a la potencia generada, provocando flujo de potencia del punto de GD hacia la subestación (flujo inverso de potencia). Debido a que la tensión de la subestación es fijada por el SEP, se producen sobretensiones en el punto de conexión común (PCC) del SEP con el sistema de GD, a consecuencia del cambio de sentido en la regulación de tensión, es decir, en vez de presentarse una caída de tensión gradual, la tensión aumenta paulatinamente por la impedancia de la red de distribución para mantener el flujo de potencia del sistema de GD hacia el SEP. En redes eléctricas con alta penetración de energías intermitentes, esta anomalía puede activar la operación de protecciones y la propagación de la falla a través del SEP, ocasionando interrupciones del suministro eléctrico de corta o larga duración.

Con el fin de atenuar la problemática asociada a las energías intermitentes, grupos de investigación, instituciones públicas y privadas a nivel global, especializadas en la temática de energías renovables y su integración a las redes eléctricas, desarrollan posibles soluciones que ayuden a disminuir los problemas mencionados. Uno de los esfuerzos con mayor impacto, ha sido el trabajo presentado en el 2013 [3], donde instituciones como la Comisión de Servicios Públicos de California (CPUC por sus siglas en inglés), la Universidad de California en Los Ángeles (UCLA por sus siglas en inglés), el Laboratorio Nacional en Energías Renovables (NREL por sus siglas en inglés), entre otras; en colaboración con la industria privada del estado de California (*Enphase*, *Solar City*, *Schneider Electric*, entre otras.) conformaron el Grupo de Trabajo en Inversores Inteligentes (SIWG por sus siglas en inglés). Esta asociación, surgió en el estado de California debido a la problemática emergente por la gran penetración de energía solar fotovoltaica en el SEP y a la alta concentración de industrias de desarrollo y manufactura tecnológica fotovoltaica del estado. Su objetivo se enfocó en generar un nuevo esquema operativo para los sistemas de GD, que incluyeran convertidores de electrónica de potencia para su interconexión a la red eléctrica, con el propósito de brindarle soporte al SEP durante condiciones anómalas de operación. Aún cuando esta iniciativa no ha sido la primera ni la única, si ha sido una de las más significativas debido a la magnitud del impacto técnico y al mercado económico que involucra. La iniciativa resultó en la modificación de la *Rule 21*, norma que rige los aspectos operativos correspondientes a las interconexión de sistemas de generación



(a) Perfil de tensión en operación segura.



(b) Perfil de tensión, con flujos inversos de potencia.

Figura 3. Variación de la tensión y potencia en esquemas con GD.

eléctrica a la red eléctrica principal en el estado de California. El efecto de esta modificación fue tal que más tarde estándares como el *IEEE 1547-2018* [4], *UL-1741* y normas como la *Rule 14H* de Hawái, adoptaran las características operativas establecidas por el SIWG.

La estrategia planteada por el SIWG se divide en tres fases fundamentales:

- Fase 1: se define y se propone el plan para implementar el establecimiento y habilitación de cierta autonomía clave para que los sistemas de GD se conecten a la red de distribución.
- Fase 2: se define y se propone el plan de implementación de estándares y capacidades de comunicación de los sistemas de GD.
- Fase 3: en esta fase se definirá y propondrá el plan de implementación para establecer el conjunto de funciones avanzadas de los sistemas de GD que se beneficiarán de las capacidades de comunicación propuestas en la Fase 2.

Si bien en México no se cuenta con los niveles de penetración de energía solar fotovoltaica que tiene el estado de California, y además las características del SEP son distintas, de acuerdo

con [5,6], la tendencia es que para el 2032 las energías renovables ocupen aproximadamente un 40 % de la generación de eléctrica total del país, por lo que en los próximos años los problemas mencionados serán más comunes, siendo necesario y conveniente abordar la temática. Es aquí donde se centra la investigación de este proyecto de tesis, integrando las características autónomas (Fase 1) a un sistema fotovoltaico de generación distribuida (SFGD), para apoyar el desempeño del SEP y contribuir a una correcta operación del mismo.

La Fase 1 planteada por el SIWG, define siete funciones autónomas para ser integradas en los sistemas de GD conectados a red:

1. Proveer soporte para excursiones de baja/alta tensión fuera de límites normales (LHVRT).
2. Proveer soporte para variaciones de baja/alta frecuencia fuera de límites normales (LHFRT).
3. Proveer potencia reactiva con un factor de potencia fijo.
4. Protección *anti-islanding* para desconectar bajo condiciones anómalas extendidas.
5. Proveer control Volt/VAR a través de la inyección dinámica de potencia reactiva mediante la respuesta autónoma a mediciones locales de la tensión.
6. Definir tasas de cambio por defecto y de emergencia para la gestión de potencia activa y reactiva, así como sus límites superiores e inferiores.
7. Reconexión mediante métodos suaves o “*Soft-Start*”.

El objetivo de estas funciones autónomas es fijar nuevos parámetros de operación de los sistemas de GD, con la finalidad de mejorar el desempeño de la red eléctrica ante condiciones anómalas de operación a través de estrategias de soporte a red como: compensación de tensión, inyección dinámica de potencia reactiva, soporte ante variaciones de frecuencia operando a potencia activa nominal, etc. Algunas de estas funciones eran ya cubiertas de forma parcial por los sistemas fotovoltaicos existentes conectados a red, pero sin el alcance técnico ni de gestión de energía que se define en las funciones autónomas.

1. Estado del arte de inversores fotovoltaicos con funciones autónomas

En la literatura especializada se reportan varios estudios sobre inversores con funciones avanzadas, las cuales corresponden a la Fase 1 planteada por el SIWG, donde se centra el estudio de este trabajo de tesis.

En [7] se aborda el uso de soporte de potencia reactiva como función avanzada para mitigar sobretensiones, en los alimentadores del SEP con alta penetración de SFGD. Sin embargo, solo se muestran datos finales de tensiones y factor de potencia (FP), donde se considera la función de soporte de potencia reactiva.

En [8] se realizan pruebas experimentales a una plataforma constituida por varias tecnologías de generación eléctrica, donde se incluye el uso de algunas funciones avanzadas de soporte para el SEP, pero sin mostrar detalles técnicos de la ejecución del sistema.

En [9] se evalúa un inversor comercial bajo las especificaciones del estándar de certificación UL-1741 en su versión del 2010. Pero los resultados reportados sólo ofrecen información de los datos obtenidos a través de la evaluación, y no sobre detalles técnicos como el control o el impacto en el convertidor de electrónica de potencia.

Las referencias [10, 11] muestran la evaluación de funciones avanzadas y su repercusión en la generación y detección del modo isla. Se destaca que la incorporación de funciones autónomas, degrada la efectividad de los algoritmos de detección del modo isla.

En [12] se emplea un controlador que integra funciones de soporte para la red eléctrica en un esquema *Hardware in the Loop* (HIL). Sin embargo, los detalles técnicos se enfocan en la prueba que valida el control y las características (tiempo de muestreo, tipo de field programmable gate array (FPGA), velocidad de ejecución) de la simulación en tiempo real.

En [13] se analiza el impacto de la función frecuencia/potencia (Hz/W), presentando algunas alternativas de ejecución con la finalidad de disminuir o eliminar las oscilaciones en frecuencia. Sin embargo, recomiendan realizar más pruebas en conjunto con el soporte de potencia reactiva, pero sin habilitar la protección del modo isla.

En [14] se realiza un estudio donde se optimiza el uso de las funciones de soporte, con el objetivo de lograr un mejor desempeño de los sistemas de electrónica de potencia y la red eléctrica. Se resalta que la operación simultánea de las funciones avanzadas Volt/Watt y Volt/VAR, puede provocar que no se inyecte la potencia reactiva nominal, si las condiciones de operación no están bien definidas. Además se menciona que para lograr la optimización de las funciones avanzadas es necesario incluir más sensores en el sistema.

En [15] se presenta un análisis para obtener un conjunto de ecuaciones con las que se determina si es posible la formación de una “isla eléctrica” operativa; sin embargo, se concluye que aún existen problemas cuando opera la funciones de soporte de potencia reactiva. Entre los problemas resaltados se encuentra que la operación de la función de soporte de potencia reactiva,

reducirá la posibilidad de una “isla eléctrica” operativa.

En [16] se obtienen diferentes ecuaciones que describen la dinámica de la función de soporte de potencia reactiva las cuales se emplean en simulación. No obstante, no se consideran las características de la red eléctrica, por lo que no se establece una metodología para redes con características diferentes.

En [17] se analiza el impacto de la incorporación de las funciones de soporte Volt/Watt y Volt/VAR en inversores interconectados a la red eléctrica. Se elabora una comparativa utilizando como parámetro de desempeño la tensión en el PCC cuando los inversores operan de forma convencional, es decir, con un FP unitario y cuando emplean las funciones de soporte. Se concluye que al emplear funciones de soporte en redes débiles se genera un estrés en el convertidor de electrónica de potencia, debido a la elevación de la tensión en sus terminales para mantener el flujo de potencia hacia la red.

En [18] se emplean las funciones de soporte Volt/Watt y Volt/VAR; además se utiliza un sistema de almacenamiento de energía con baterías (*BESS*, por sus siglas en inglés), con el cual se realiza una comparación cuando éste se encuentra operando y cuando no; los resultados se utilizan para establecer cuál de las alternativas de operación resulta mejor en una relación costo-beneficio.

En [19] se muestra una forma de obtener los parámetros de la función de soporte Volt/VAR para que la operación del SFGD y la red eléctrica sea óptima. Sin embargo, se menciona que aún no es una metodología que permita obtener los parámetros para redes eléctricas con características diferentes.

Como ya se mencionó el principal objetivo de emplear las condiciones de operación establecidas por las FA, es mejorar el desempeño de redes eléctricas con alta penetración de generación fotovoltaica, por medio de la operación de los sistemas de GD en condiciones anómalas extendidas y estrategias como operar con un FP fijo. Las condiciones anómalas extendidas se refieren a la operación de los sistemas de GD en regiones de tensión y frecuencia contemplados dentro de las FA, y en donde anteriormente no se permitía o recomendaba la operación. Por ejemplo en el estándar *IEEE 1547-2008*, se permitía la operación de los sistemas de GD ante variaciones de tensión del 50% durante máximo dos segundos, y variaciones de frecuencia en un rango máximo del 1.16%. Este estándar en su versión del 2018 incorpora las condiciones de operación establecidas por el SIWG, permitiendo la operación de los sistemas de GD ante variaciones de tensión de hasta el 100% y contemplando tiempo de operación de hasta 21 segundos; para la frecuencia se contemplan variaciones de máximo 5% con tiempos de operación de hasta 600 segundos.

Durante la operación de sistemas de GD en regiones reducidas (estándar *IEEE* 1547-2008), se presentan problemas correspondientes a perturbaciones en la red eléctrica, capaces de generar variaciones de tensión y frecuencia sobrepasando los límites de operación establecidos [2]. Al superarse los límites de operación los sistemas de GD se desconectan de la red eléctrica agravando las variaciones de frecuencia y tensión por la pérdida de generación; cuando estas variaciones son más severas, las protecciones del SEP operan interrumpiendo su operación parcial o completo. Con las nuevas condiciones de operación establecidas por las FA, se pretende mitigar este tipo problemas operativos y mejorar el desempeño del SEP, a través de la operación en regiones extendidas y dando soporte a la red eléctrica mediante estrategias como la inyección de potencia reactiva.

La incorporación de las FA en los SFGD vuelve mas complejo el análisis de los convertidores de electrónica de potencia que conforman el sistema fotovoltaico, dado que se tienen que contemplar detalles como el efecto de los rangos de operación extendidos y manejo de potencia reactiva, y por lo tanto considerar su efecto en la magnitud de las variables (tensiones y corrientes) dentro del dimensionamiento del sistema, lo cual puede repercutir directamente en las pérdidas eléctricas, impacto en el filtro de acoplamiento con la red eléctrica y en el condensador del bus de CD. Además, en las especificaciones del SIWG se menciona que algunas FA, como el soporte de potencia reactiva y protección contra el modo isla pueden provocar problemas operativos entre ellas, es decir, cuando se genera el soporte de potencia reactiva puede generarse una falsa detección del modo isla, o bien se puede entrar en conflicto con los esquemas de operación definidos en las redes eléctricas, como las protecciones eléctricas propias del SEP. A partir de esto es necesario establecer criterios para el dimensionamiento del sistema, donde se incorporen estas condiciones de operación y además se evalúe el desempeño de las FA operando de forma simultánea.

2. Planteamiento del problema

En la bibliografía mencionada se aborda de forma general la repercusión de las funciones avanzadas o autónomas en el SEP; sin embargo, la información respecto a sus efectos en el sistema de electrónica de potencia y el sistema de control es limitada en su descripción y alcance, siendo necesario desarrollar más investigación donde se planteen análisis que permitan abordar los retos asociados a la alta penetración de sistemas fotovoltaicos.

3. Objetivo de la Investigación

Analizar y desarrollar un inversor fotovoltaico interconectado a red con integración de funciones autónomas.

4. Alcances y Objetivos particulares

- Analizar las condiciones de operación para desarrollar las funciones autónomas de soporte para condiciones de baja/alta tensión y baja/alta frecuencia, protección contra el modo isla y operación con factor de potencia fijo menor a la unidad.
- Analizar la operación de la etapa de potencia para desarrollar las funciones autónomas.
- Diseñar y simular un inversor para incorporar la capacidad de funciones autónomas.
- Desarrollar la estrategia de modulación para implementar las funciones autónomas.
- Evaluar el desempeño del sistema propuesto considerando una estrategia de control adecuada.
- Construcción y validación experimental de un prototipo de laboratorio. Los parámetros nominales para el desarrollo del prototipo experimental son: potencia nominal de 1 kVA, 700 W, ± 700 VAR, 60 Hz $\pm 10\%$, $127 V_{\text{rms}} \pm 15\%$, $\text{THD}_I < 3\%$.

Contribución

La contribución del trabajo está enfocada en profundizar en el desarrollo de inversores para sistemas fotovoltaicos con acoplamiento directo a la red eléctrica en un esquema de generación distribuida, con la incorporación de funciones autónomas de operación. Las funciones autónomas consideradas son: soporte para condiciones de baja/alta tensión y baja/alta frecuencia, protección contra el modo isla y operación con factor de potencia fijo menor a la unidad. En la Figura 4 se muestra de forma esquemática el inversor con funciones autónomas, donde el sistema de control permite generar estrategias de operación para dichas funciones autónomas.

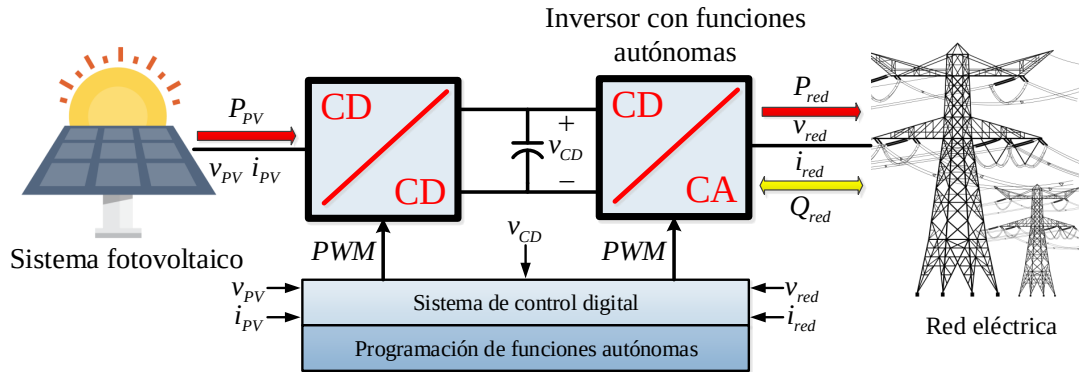


Figura 4. Esquema de un inversor fotovoltaico con funciones autónomas interconectado a la red eléctrica.

5. Organización general de la tesis

En el Capítulo 1, se describe el concepto de funciones autónomas y se determina cuales serán empleadas para este trabajo de tesis; se analiza su repercusión en la operación del sistema fotovoltaico interconectado a la red eléctrica, se propone una topología del inversor fotovoltaico y se plantan algunas consideraciones que deben tomarse en cuenta para el modelado del convertidor de electrónica de potencia.

En el Capítulo 2, se presenta la metodología para el dimensionamiento del sistema y sus elementos pasivos, incorporando las consideraciones necesarias para soportar las condiciones de operación por las FA. Se toman en cuenta como parámetros de desempeño el rizo de tensión en el bus de CD, la distorsión armónica en corriente, la potencia construida de los elementos pasivos del filtro de acoplamiento a la red eléctrica y la modificación de los niveles de corriente derivado de la incorporación de las funciones autónomas.

En el capítulo 3, se propone el sistema de control que emplea el convertidor CD/CD para el seguimiento del máximo punto de potencia (MPPT por sus siglas en inglés). Además, se reescribe el modelo obtenido en el Capítulo 1 de forma que se pueda emplear una metodología del control basado en pasividad estándar (PBC por sus siglas en inglés) en el inversor, donde se obtiene una ley de control que permite operar en las condiciones establecidas por las funciones autónomas. Por último se propone el uso de un algoritmo de seguimiento de fase (PLL por sus siglas en inglés) para la interconexión del inversor fotovoltaico a la red eléctrica, el cual también sirve como base para la detección del modo isla.

En el Capítulo 4, se muestran los resultados de simulación, simulación en tiempo real y pruebas experimentales, a partir de la evaluación del sistema en diferentes casos de estudio que permitan

validar y obtener información que respalde el trabajo analítico desarrollado en el trabajo de tesis.

En la última sección se presentan las conclusiones del trabajo de investigación y publicaciones generadas a partir del desarrollo del mismo; también se integran algunas propuesta de trabajo futuro y problemas abiertos sobre el tema desarrollado.

ESTUDIO DE LAS FUNCIONES AUTÓNOMAS EN INVERSORES FOTOVOLTAICOS

1.1. Funciones autónomas

Globalmente existen distintos estándares y normas como la *IEEE 1547*, *IEC 61727*, *VDE 0126-1-1*, *IEC 61000*, *EN 50160*, que regulan la interconexión de SFGD a la red eléctrica de distribución. No obstante, como ya se mencionó en el 2013 el SIWG planteó un nuevo esquema de operación para este tipo de tecnologías en el estado de California; este trabajo tuvo tal impacto que otros países e instituciones consideraron parte del esquema de operación planteado dentro de su normativa. El SIWG definió tres fases operativas, este trabajo de tesis solo se enfoca en la Fase 1, donde se determina que los convertidores de electrónica de potencia que interconectan a los sistema de GD al SEP, deben ser dotados de cierta autonomía, con la cual se beneficie la operación del SEP mitigando los problemas que surgen a partir de incorporar generación intermitente a la red eléctrica. Para lograr la autonomía de los convertidores, se propusieron siete acciones denominadas funciones autónomas (FA), que se indican a continuación:

- FA 1. Proveer soporte para excursiones de baja/alta tensión fuera de límites normales (LHVRT).
- FA 2. Proveer soporte para variaciones de baja/alta frecuencia fuera de límites normales (LHFRT).
- FA 3. Proveer potencia reactiva con un factor de potencia fijo.
- FA 4. Protección anti-islanding para desconectar bajo condiciones anómalas extendidas.

- FA 5. Proveer control Volt/VAR a través de la inyección dinámica de potencia reactiva mediante la respuesta autónoma a mediciones locales de la tensión.
- FA 6. Definir tasas de cambio por defecto y de emergencia para la gestión de potencia activa y reactiva, así como sus límites superiores e inferiores.
- FA 7. Reconexión mediante métodos suaves o “*Soft-Start*”.

Al analizar la relación de las FA se identifica que la implementación de las primeras cuatro permite el desarrollo de las últimas tres. En la FA 5, el control dinámico de la potencia reactiva para proveer control Volt/VAR implica que el sistema es capaz de desarrollar la FA 3 controlando la potencia reactiva del SFGD. De la misma manera, la operación de la FA 6 requiere que el SFGD pueda controlar la potencia reactiva (FA 3) ante condiciones de emergencia que implican variaciones de tensión (FA 1), de frecuencia (FA 2) y detección de operación en modo isla (FA 4). Finalmente, la operación de la FA 7 para la reconexión controlada depende de la operación del SFGD ante condiciones de tensión y frecuencia que no necesariamente están en su valor nominal (FA 1 y FA 2). De aquí que este trabajo de investigación esté centrado en las primeras cuatro FA.

Las FA fundamentales se describen de forma detallada en las siguientes secciones, indicando las diferencias respecto al estándar IEEE 1547 en su versión 2008.

1.1.1. Protección contra el modo isla

El *islanding* o modo isla se define [2] como la desconexión del SEP de un SFGD en operación, generando con esto una “isla eléctrica” constituida por sistemas de GD y cargas locales. La protección contra el modo isla consiste en la desconexión del SFGD con la finalidad de interrumpir el suministro de energía a una “isla eléctrica” creada o no intencionalmente, esto para garantizar la seguridad del personal que pueda entrar en contacto con dicha “isla eléctrica”; además, el SFGD debe garantizar la menor cantidad de interrupciones del suministro eléctrico durante condiciones anormales de operación, lo cual se ve reflejado directamente en la calidad del suministro eléctrico y en los intereses de los usuarios; para ello es necesario cumplir con las FA dos y tres. También con la detección del modo isla, si el SFGD tiene la capacidad de generar una operación sostenida de la “isla eléctrica” generada, el operador de red puede tomar la decisión de cambiar de modo de operación, de un esquema donde el SFGD solo inyecta potencia a la red eléctrica, a uno donde el SFGD genera las condiciones de tensión (amplitud y frecuencia) necesarias para la operación de cargas críticas.

1.1.2. Soporte para condiciones de baja/alta tensión (LHVRT)

El objetivo de esta FA es que durante condiciones anormales de operación en tensión, ya sea caídas momentáneas (*sags*) o elevaciones momentáneas (*swells*), el SFGD debe ser capaz de seguir operando en conjunto con el SEP, y dependiendo de las condiciones operativas de la red eléctrica, brindar soporte, logrando una mejor operación del SEP. Esto es importante puesto que al salir de operación el SFGD, será necesario que éste se vuelva a integrar a la red eléctrica, lo cual puede generar transitorios de tensión de hasta 3 p.u. si el SEP y el SFGD se encuentran fuera de fase como se menciona en [2]. Para esto se definen las siguientes regiones de operación de tensión en función del tiempo de operación del sistema, las cuales se muestran en la Tabla 1.1 y de manera gráfica en la Figura 1.1. La región delimitada por las líneas azules representa el rango de operación permitido por el estándar *IEEE* 1547-2008 y se usa como base para observar las principales diferencias que existen con respecto a los nuevos rangos de operación establecidos por el SIWG. El área delimitada por las líneas verdes se denota como "permanecer conectado hasta", y la región delimitada por la líneas rojas se denota como "desconectar hasta". Resaltando que durante una caída de tensión por debajo del 50 %, el SFGD debe de mantenerse conectado con el SEP, pero inyectando potencia de forma parcial con el objetivo de mantener la sincronización con la red eléctrica. Por lo tanto el SFGD deberá desconectarse y/o mantenerse conectado según las condiciones de la red eléctrica y el intervalo de tiempo de dicha condición.

Tabla 1.1. Valores por defecto para soporte de baja/alta tensión definidos en la *Rule 21*.

Valor de la tensión nominal	Permanecer conectado hasta	Valor de la tensión nominal	Desconectar hasta
		>1.2	0.16 seg.
1.09 - 1.17	12 seg.	1.1-1.2	13 seg.
0.92 - 1.09	Indefinido	0.88 - 1.1	No desconectar
0.7 - 0.92	20 seg.	0.68 - 0.88	21 seg.
0.5-0.7	10 seg.	0.45 - 0.6	11 seg.
0 - 0.5	1 seg. (rango entre 0.16 y 2 seg.)	0 - 0.45	2.5 seg.

A partir de la información anterior, se determina que la tensión máxima de operación de la red eléctrica para un sistema de 127 V_{rms} nominales, es de 152.4 V_{rms} . Considerando que la tensión mínima en la que el SFGD debe soportar la máxima inyección de potencia aparente es al 50 % de la tensión nominal (63.5 V_{rms}), y debido a esta condición se presentará la máxima corriente para mantener el balance de potencia. A partir de esta restricción y contemplando los parámetros de operación impuestos en los objetivos, se obtiene que la corriente máxima que se puede inyectar a la red eléctrica es de aproximadamente 15.58 A_{rms} , sin embargo, esto se aborda con más a detalle durante el dimensionamiento del sistema.

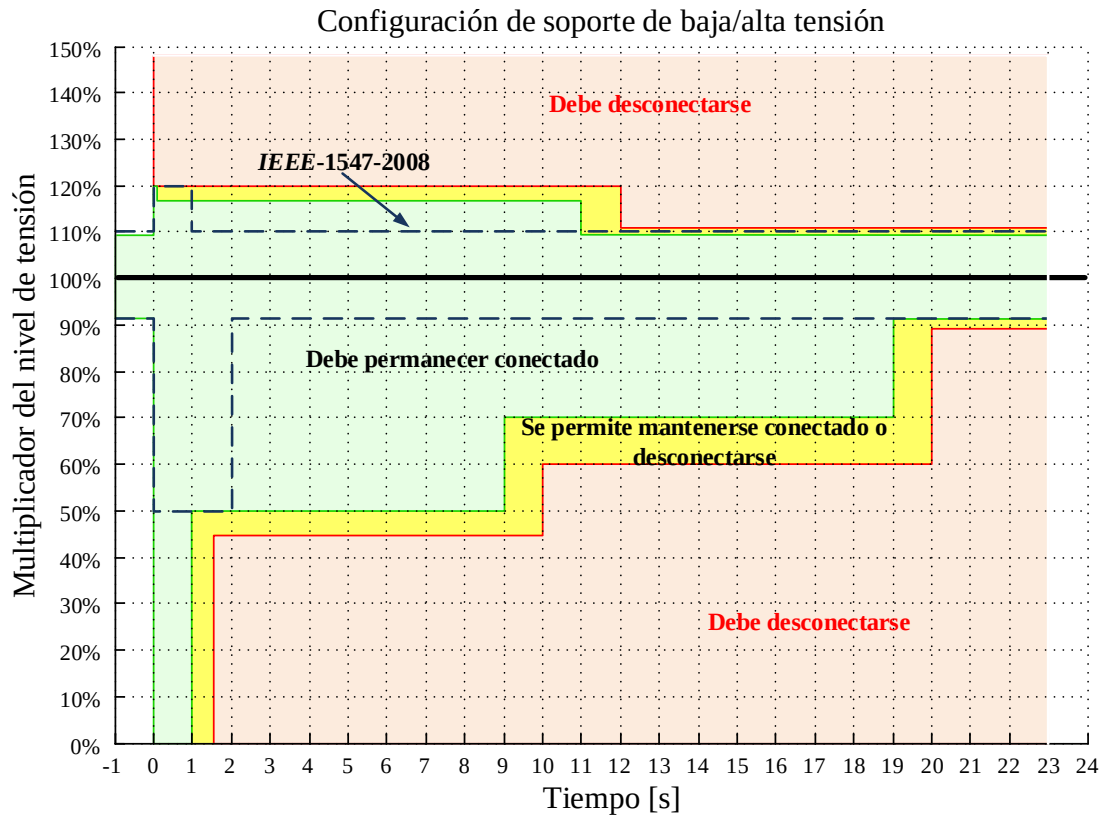


Figura 1.1. Valores por defecto para soporte de baja/alta tensión propuestos en la *Rule 21*.

1.1.3. Soporte para condiciones de baja/alta frecuencia (LHFRT)

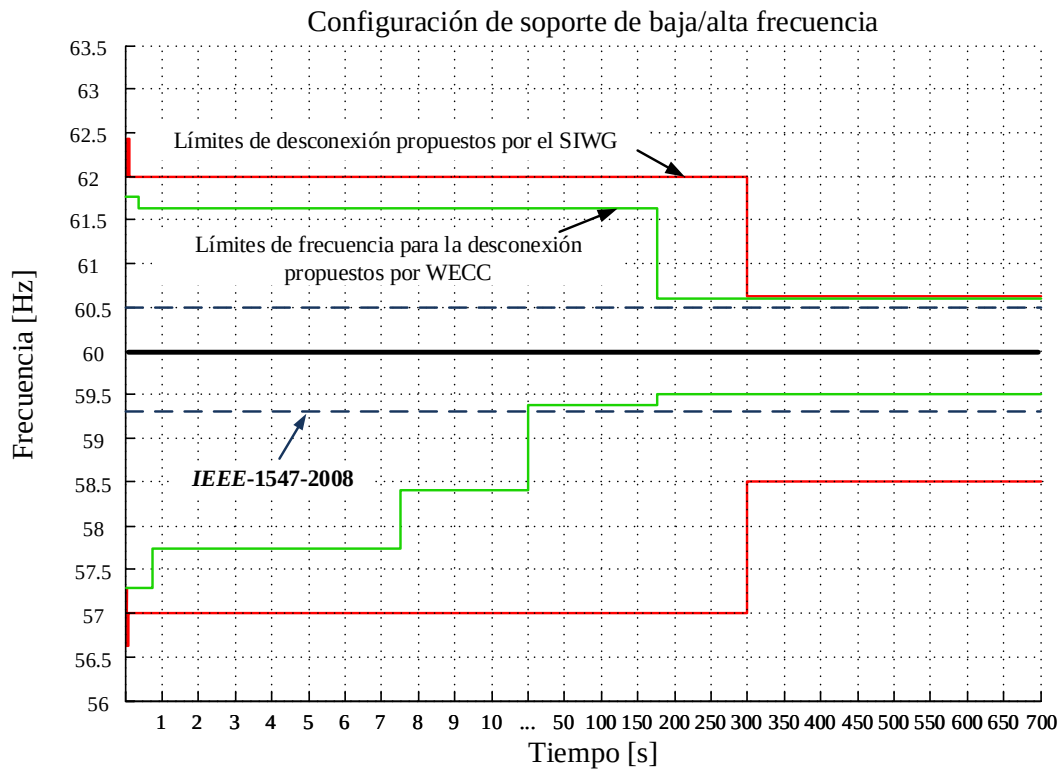
La FA de soporte para condiciones de baja/alta frecuencia es similar a la de LHVRT, puesto que el SFGD debe permanecer conectado o desconectado al SEP ante condiciones anormales de operación en frecuencia. Para esto se plantean las siguientes regiones de operación, donde dependiendo de las condiciones de frecuencia se define el tiempo de operación del sistema. Estos parámetros de operación se muestran en la Tabla 1.2 y de forma gráfica en la Figura 1.2, donde se incluye el rango de operación establecido para el estándar *IEEE 1547-2008*, con el objetivo de observar el cambio con respecto de los rangos establecidos por el SIWG. A diferencia de los tiempos de operación establecidos en la FA de LHVRT, los tiempos de respuesta de desconexión pueden ajustarse en los rangos listados; no obstante, los límites mínimos que deberán cumplir los equipos serán los valores establecidos por la *Western Electricity Coordinating Council* (WECC) [3], los cuales se listan en la Tabla 1.3 y se delimitan por las líneas verdes en la Figura 1.2. Para el caso de México el CENACE debe establecer éstos límites en función de las características del SEP, con la premisa de mejorar el desempeño de la red eléctrica sin poner en riesgo cargas críticas que puedan estar en esa región del SEP.

Tabla 1.2. Valores por defecto para soporte de baja/alta frecuencia definidos en la *Rule 21*.

Frecuencia del sistema (Hz)	Valor de Frecuencia por defecto (Hz)	Rango de ajuste (Hz)	Tiempo de disparo (seg)	Rango de ajuste (seg)
$f > 62$	>62	62 - 64	0.16	0 - 300
$60.0 < f \leq 62$	60.5	60 - 62	300	0 - 300
$58.5 < f < 60.5$		Indefinido		
$57.0 < f \leq 58.5$	58.5	57 - 60	300	0 - 600
$f \leq 57.0$	57	53 - 57	0.16	0 - 5

Tabla 1.3. Valores por defecto para soporte de baja/alta frecuencia definidos por la WECC.

Límite bajo	Límite alto	Tiempo mínimo
>59.4 Hz	<60.6 Hz	Operación continua
≤ 59.4 Hz	≥ 60.6 Hz	3 min.
≤ 58.4 Hz	≥ 61.6 Hz	30 seg.
≤ 57.8 Hz		7.5 seg.
≤ 57.3 Hz		45 ciclos de red
≤ 57.0 Hz	≥ 61.7 Hz	Desconexión Instantánea

Figura 1.2. Valores por defecto para soporte de baja/alta frecuencia propuestos en la *Rule 21*.

1.1.4. Operación con factor de potencia fijo menor a la unidad

Durante condiciones nominales del SEP, es decir, la mayor parte de operación, el SFGD debe de operar con un FP unitario. Con la FA de operación con factor de potencia fijo menor a la unidad, se pretende brindar soporte al SEP con la operación del SFGD con un FP en adelante o en atraso, inyectando o extrayendo potencia reactiva según la necesidad; con esto se trata de compensar la tensión cuando existen *sags* o *swells* de tensión. La compensación resulta necesaria puesto que si un SFGD opera con FP unitario durante una condición anormal de la red eléctrica, puede agravar la falla teniendo implicaciones más drásticas [2], como sacar de operación otras secciones del SEP, provocando la salida de operación de gran parte del SEP y con esto la suspensión del suministro eléctrico, también conocido como *blackouts*. Las condiciones para la inyección de potencia reactiva a la red eléctrica dependen de la tensión de la misma, y se muestran en la Tabla 1.4. De forma gráfica en la Figura 1.3 se observan perfiles dinámicos de operación para la inyección de potencia reactiva a la red eléctrica en función de su tensión. Las características dinámicas para la inyección de potencia reactiva dependen de las condiciones de la red eléctrica en la que se encuentre conectado el SFGD, y deben ser proporcionadas por el operador de red; en el caso de México el CENACE sería el encargado de proveer dichas características.

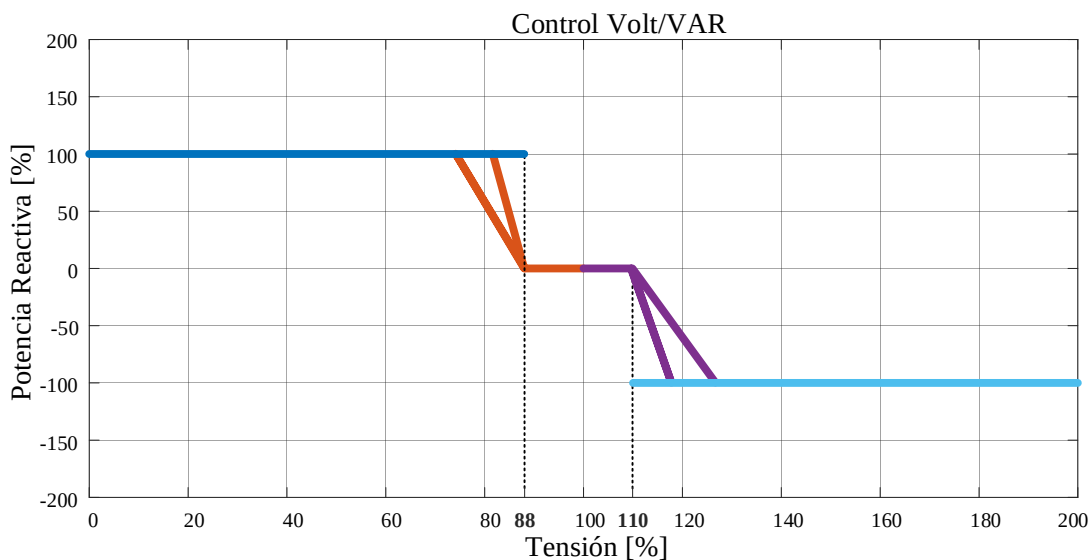


Figura 1.3. Valores por defecto para la operación con factor de potencia fijo menor a la unidad propuestos en la Rule 21.

Tabla 1.4. Valores por defecto para control Volt/VAR.

Tensión (% V_{ref})		Arreglo de VAR (% Q)	
V1	88	Q1	100
V2	99	Q2	0
V3	101	Q3	0
V4	110	Q4	-100

1.2. Esquemas de inversores fotovoltaicos para la interconexión con la red eléctrica

De forma general las FA, establecen los parámetros de operación bajo los cuales los convertidores de electrónica de potencia deben funcionar, con el objetivo de proporcionar soporte al SEP ante condiciones anómalas de operación, por lo cual la selección de la topología del convertidor resulta de suma importancia, ya que de esta depende que el soporte a la red eléctrica se pueda implementar. Existen distintas topologías de convertidores de electrónica de potencia para la interconexión con la red eléctrica, sin embargo todas éstas pueden englobarse en dos esquemas generales. El primer esquema se denomina convertidor de una etapa (*single stage*), y se observa en la Figura 1.4 (a); el segundo esquema se denomina convertidor de dos etapas (*two stage*), el cual se muestra en la Figura 1.4 (b).

El convertidor de una etapa consta de un inversor para el manejo del flujo de potencia entre el SFGD y la red eléctrica, el cual puede implementarse a través de diferentes topologías ya sea monofásicas o trifásicas. El convertidor de dos etapas utiliza dos convertidores para su operación, un convertidor CD-CD que comúnmente se encarga del MPPT, y un inversor que tiene las mismas características que el utilizado en el esquema de una etapa. En ambas topologías es imprescindible el uso de un convertidor CD/CA para el manejo del flujo de potencia entre el SFGD y la red eléctrica. Sin embargo, existen topologías que no son capaces de cumplir con algunas de las FA, como el LHVRT y el manejo de potencia reactiva, por este motivo la selección del inversor se vuelve trascendente para la operación de las FA.

A fin de cumplir los objetivos de operación establecidos por las FA con base en los resultados mostrados en [20, 21], se propone el uso del convertidor puente completo como inversor, dado que esta topología permite el procesamiento de potencia reactiva, lo cual es indispensable para cumplir las especificaciones planteadas en las FA. Mientras que para el convertidor CD-CD se propone el uso del convertidor elevador (*boost*). Si bien el convertidor de electrónica de potencia permite aprovechar la energía generada por los módulos fotovoltaicos, también es necesario un

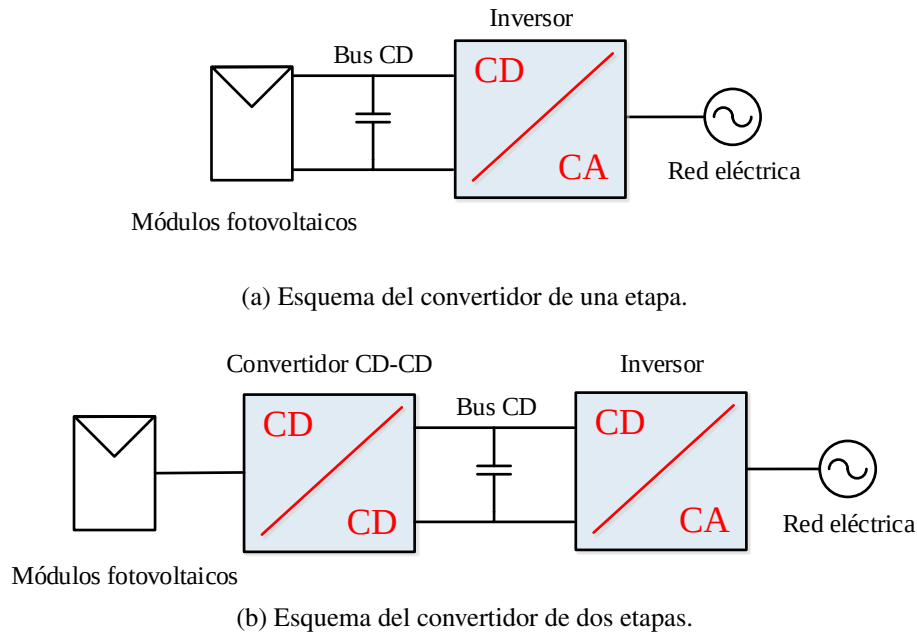


Figura 1.4. Esquema general de los convertidores de electrónica de potencia para la interconexión a la red eléctrica.

elemento de enlace que permita el acoplamiento con la red eléctrica.

Comúnmente para el acoplamiento de sistemas fotovoltaicos con la red eléctrica se emplean filtros de primer orden o tipo L, conocido también como inductor de enlace, el cual se encargaba de atenuar las componentes armónicas asociadas a la conmutación y regular de forma pasiva la transferencia de energía a la red. Puesto que la tarea de filtrado sólo la realiza el inductor, este tiende a ser de un valor de inductancia alto con el propósito de cumplir las restricciones de THD_I establecidas por las distintas normas y estándares. Además debido al gran valor de inductancia y las implicaciones físicas que esto conlleva (tamaño y peso), el inductor tiende a impactar en el costo del sistema [22]. A fin de minimizar estas limitantes se han analizado otras configuraciones viables de filtros [23].

Debido a las condiciones de operación que exigen las FA, es necesario garantizar que el SFGD cumpla con las restricciones de la normativa ante condiciones desfavorables, por ello en este trabajo se decide usar un filtro LCL. Al ser un filtro de tercer orden se tiene una mayor atenuación de las componentes armónicas, y potencialmente una menor potencia reactiva total del filtro. Se prevé que lo anterior redunde en un mayor margen de operación del convertidor de electrónica de potencia al incorporar el manejo de potencia reactiva dentro de las FA. Sin embargo, la dinámica del filtro LCL muestra dos frecuencias de resonancia que pueden generar inestabilidad, por lo cual se debe de asegurar que no existan señales que puedan excitar estas

frecuencias de resonancia dentro de la operación del sistema.

El SFGD interconectado al SEP considerado para este trabajo se observa en la Figura 1.5; comprende el convertidor *boost*, el inversor puente completo y el filtro LCL.

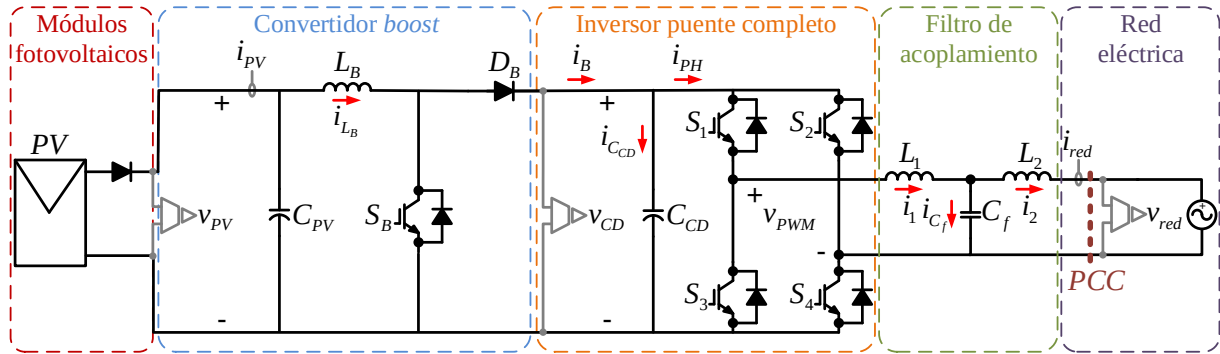


Figura 1.5. Esquema del inversor fotovoltaico interconectado a la red eléctrica.

1.3. Modelado de la estructura de dos etapas

Existen distintas técnicas para el modelado de convertidores, tales como el modelo conmutado, el modelo en pequeña señal, el modelo promedio generalizado, el modelo promedio, etc. Cada una de éstas técnicas, permite la descripción matemática del comportamiento dinámico del sistema y su aplicación depende de las características de operación del convertidor. Además de obtener el comportamiento dinámico, el modelado se puede usar para observar la operación del sistema ante las condiciones de operación impuestas por las FA, y ser aprovechado como base para establecer ciertos criterios que permitan obtener los parámetros de operación del convertidor (tensiones y corrientes) al incorporar las FA y con ello plantear una metodología para el dimensionamiento del sistema. Además, si el modelo describe adecuadamente el comportamiento del sistema, se puede validar el sistema de control y obtener resultados semejantes a los del sistema físico.

1.3.1. Modelo conmutado

A fin de simplificar el modelado del sistema, se considera que los IGBT y diodos son interruptores ideales, por lo que se encienden y se apagan según la estrategia de modulación, y que los módulos fotovoltaicos se representan mediante una fuente ideal; el resultado de estas consideraciones se representa esquemáticamente en la Figura 1.6.

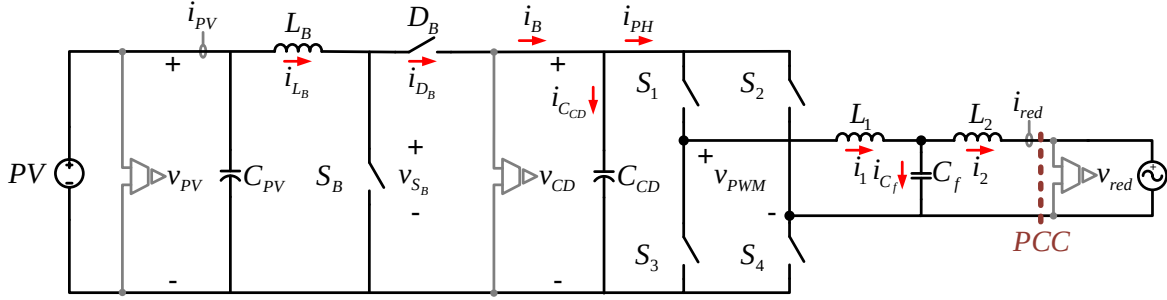


Figura 1.6. Esquema del convertidor simplificado.

Por medio del esquema simplificado del convertidor y asumiendo que el condensador del bus de CD (C_{CD}) permite el desacoplo de los convertidores, se pueden obtener los estados de conmutación de los interruptores tanto del convertidor *boost* como del convertidor puente completo. Los estados de conmutación del convertidor CD-CD se listan en la Tabla 1.5. Los valores “0” y “1” representan abierto y cerrado respectivamente.

 Tabla 1.5. Estados de conmutación del convertidor *boost*.

S_B	D_B	v_{S_B}	i_{D_B}
0	1	v_{CD}	i_{L_B}
1	0	0	0

Con los estados de conmutación del convertidor *boost*, se obtienen las expresiones (1.1) y (1.2), las cuales representan la relación que existe entre las variables y las señales de conmutación.

$$v_{S_B} = (1 - S_B) v_{CD}, \quad (1.1)$$

$$i_{D_B} = i_B = (1 - S_B) i_{L_B}. \quad (1.2)$$

Definiendo a:

$$m_B = (1 - S_B), \quad (1.3)$$

como la función de conmutación del convertidor *boost*, donde $m_B \in \{0, 1\}$ y representa una variable discreta resultado de la estrategia de modulación del convertidor.

La topología del convertidor puente completo contiene un arreglo de interruptores en serie; en consecuencia los interruptores de una misma rama operan de forma complementaria como es expresa en (1.4) y (1.5), para evitar lo que desde el punto de vista eléctrico sería un corto circuito.

$$S_1 = \bar{S}_3, \quad (1.4)$$

$$S_2 = \bar{S}_4. \quad (1.5)$$

Con las restricciones anteriores las combinaciones de los estados de los interruptores del convertidor puente completo se muestran en la Tabla 1.6.

Tabla 1.6. Estados de conmutación del convertidor puente completo.

S_1	S_2	v_{PWM}	i_{PH}
0	0	0	0
0	1	$-v_{CD}$	$-i_1$
1	0	v_{CD}	i_1
1	1	0	0

De los estados de conmutación del convertidor puente completo, se obtienen las expresiones (1.6) y (1.7), que representan la relación entre la tensión v_{PWM} y la corriente i_{PH} , con respecto a las señales de conmutación.

$$v_{PWM} = (S_1 - S_2)v_{CD}, \quad (1.6)$$

$$i_{PH} = (S_1 - S_2)i_1. \quad (1.7)$$

Si se define a:

$$m_{PH} = (S_1 - S_2), \quad (1.8)$$

como la función de conmutación del convertidor puente completo, donde $m_{PH} \in \{-1, 0, 1\}$, lo cual representa una variable discreta resultante de la modulación *SPWM* monopolar [24], se puede plantear el siguiente análisis para obtener el modelo.

Puesto que las condiciones de operación impuestas por las FA, tiene un efecto directo sobre las corrientes eficaces que fluyen a través del filtro LCL, se consideran las resistencias parásitas serie de sus elementos pasivos; aplicando la ley de tensiones de Kirchhoff (LTK) al esquema de la Figura 1.6 del lado de la red eléctrica, se obtiene la siguiente ecuación:

$$R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + v_{red} - v_{C_f} - R_f (i_1 - i_2) = 0. \quad (1.9)$$

Aplicando la ley de corrientes de Kirchhoff (LCK) en el condensador del filtro LCL (C_f), se obtiene la siguiente ecuación:

$$i_1 = i_{C_f} + i_2. \quad (1.10)$$

Si se aplica la LTK del lado del convertidor puente completo, se obtiene la siguiente ecuación:

$$R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + v_{C_f} + R_f (i_1 - i_2) - v_{PWM} = 0. \quad (1.11)$$

Empleando la LCK en el condensador del bus de CD (C_{CD}), se obtiene la relación de corrientes:

$$i_B = i_{C_{CD}} + i_{PH}. \quad (1.12)$$

Por último, aplicando la LTK del lado de los módulos fotovoltaicos, se llega a:

$$L_B \frac{di_{L_B}}{dt} + v_{S_B} - v_{PV} = 0. \quad (1.13)$$

Empleando las funciones de conmutación (1.3) y (1.8), en las expresiones (1.1), (1.2), (1.6) y (1.7), y sustituyendo el resultado en las ecuaciones (1.9-1.13), se obtiene el modelo conmutado representado en (1.14).

$$\begin{aligned} L_1 \frac{di_1}{dt} &= -(R_1 + R_f)i_1 + R_f i_2 - v_{C_f} + m_{PH} v_{CD}, \\ L_2 \frac{di_2}{dt} &= R_f i_1 - (R_2 + R_f)i_2 + v_{C_f} - v_{red}, \\ L_B \frac{di_{L_B}}{dt} &= v_{PV} - m_B v_{CD}, \\ C_f \frac{dv_{C_f}}{dt} &= i_1 - i_2, \\ C_{CD} \frac{dv_{CD}}{dt} &= m_B i_{L_B} - m_{PH} i_1. \end{aligned} \quad (1.14)$$

Donde:

- R_1 es la resistencia parásita asociada al inductor L_1 ,
- R_2 es la resistencia parásita asociada al inductor L_2 ,
- R_f es la resistencia parásita asociada al condensador C_f .

1.3.2. Modelo promedio

Para obtener el modelo promedio es necesario realizar las siguiente consideraciones:

- La frecuencia de conmutación del convertidor puente completo es mucho mayor a la frecuencia de operación de la red eléctrica ($f_{PH} \gg f_0$).
- La frecuencia de conmutación del convertidor CD-CD es muy alta, en el rango de la frecuencia del convertidor puente completo ($f_B \gg f_0$).
- Tanto los IGBTs como los diodos se consideran interruptores ideales.

A partir de estas consideraciones, con base en [25] se puede obtener el modelo promedio del convertidor contemplando las siguientes expresiones:

$$m_{PH} \simeq u, \quad (1.15)$$

$$m_B \simeq (1 - d). \quad (1.16)$$

Donde:

- u representa la señal moduladora del convertidor puente completo,
- d es el ciclo de trabajo del convertidor *boost*.

Sustituyendo las expresiones (1.15) y (1.16) en (1.14), se obtiene el modelo promedio del convertidor representado en la ecuación (1.17).

$$\begin{aligned} L_1 \frac{di_1}{dt} &= -(R_1 + R_f)i_1 + R_f i_2 - v_{C_f} + u v_{CD}, \\ L_2 \frac{di_2}{dt} &= R_f i_1 - (R_2 + R_f)i_2 + v_{C_f} - v_{red}, \\ L_B \frac{di_{L_B}}{dt} &= v_{PV} - (1 - d) v_{CD}, \\ C_f \frac{dv_{C_f}}{dt} &= i_1 - i_2, \\ C_{CD} \frac{dv_{CD}}{dt} &= (1 - d) i_{L_B} - u i_1, \end{aligned} \quad (1.17)$$

1.3.3. Modelo en el marco de referencia dq

Si bien los modelos conmutado y promedio representan en buena medida el comportamiento dinámico del convertidor, su uso con fines de control puede imponer algunas restricciones y complejidades. Esto debido a que en el modelo conmutado se presentan variables discretas y por ende su derivada no se encuentra definida en todo instante de tiempo. En el modelo promedio las variables y sus derivadas están definidas a lo largo de cada instante, y son señales variantes finitas en el tiempo. Por otro lado, a partir del modelo promedio es posible realizar un mapeo de coordenadas al marco de referencia dq , que presente algunas facilidades desde el punto de vista de control, mapeando las componentes en CA a la frecuencia de red, a componentes en CD en el marco dq . Por lo tanto, se realiza la transformación del modelo al marco de referencia dq .

El cambio de marco de referencia se realiza con base en [26, 27], donde se menciona que es necesario obtener un sistema ortogonal imaginario que represente la componente β para realizar la transformación dq en un sistema de una sola coordenada o componente, el caso de los sistemas monofásicos. Las variables del sistema ortogonal pueden obtenerse por filtros que generen señales desfasadas o bien generando una atraso a través de vectores de datos de la señal original. El mapeo para obtener el modelo en el marco de referencia dq y su inverso, se lleva a cabo empleando las siguientes expresiones:

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & -\cos(\omega t) \\ \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix}, \quad (1.18)$$

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ -\cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix}. \quad (1.19)$$

Dado que la dinámica representada por el modelo promedio del convertidor *boost* genera señales en CD, la transformación al marco de referencia dq sólo se aplica a las señales variantes en el tiempo (i_1 , i_2 , v_{C_f} , u , i_1 y v_{red}). Aplicando la transformación (1.18) en las variables de interés del modelo promedio representado por (1.17), se obtiene el modelo en el marco de referencia dq expresado en (1.20).

$$\begin{aligned} L_1 \frac{di_1^d}{dt} &= -(R_1 + R_f)i_1^d + R_f i_2^d - v_{C_f}^d + u^d v_{CD} + \omega L_1 i_1^q, \\ L_1 \frac{di_1^q}{dt} &= -(R_1 + R_f)i_1^q + R_f i_2^q - v_{C_f}^q + u^q v_{CD} - \omega L_1 i_1^d, \\ L_2 \frac{di_2^d}{dt} &= R_f i_1^d - (R_2 + R_f)i_2^d + v_{C_f}^d - v_{red}^d + \omega L_2 i_2^q, \\ L_2 \frac{di_2^q}{dt} &= R_f i_1^q - (R_2 + R_f)i_2^q + v_{C_f}^q - v_{red}^q - \omega L_2 i_2^d, \\ L_B \frac{di_{L_B}}{dt} &= v_{PV} - (1 - d)v_{CD}, \\ C_f \frac{dv_{C_f}^d}{dt} &= i_1^d - i_2^d + \omega C_f v_{C_f}^q, \\ C_f \frac{dv_{C_f}^q}{dt} &= i_1^q - i_2^q - \omega C_f v_{C_f}^d, \\ C_{CD} \frac{dv_{CD}}{dt} &= (1 - d)i_{L_B} - \frac{1}{2} \left(u^d i_1^d + u^q i_1^q \right). \end{aligned} \quad (1.20)$$

Donde:

- ω representa la frecuencia angular de la red.

Para validar los modelos, es necesario realizar una comparativa que permita obtener la discrepancia entre ellos, para esto se plantea una validación numérica con el software PSIM y MATLAB, lo cual se desarrolla en la siguiente sección.

1.4. Validación de los modelos

Una vez definidos los modelos que representan la dinámica del sistema, se procede a la validación de éstos. Para todos los casos se usa una base de tiempo de tres segundos y un acercamiento entre 0.5 s y 0.6 s. El modelo conmutado se valida con el software PSIM orientado a electrónica de potencia; mientras que los modelos promedio y en el marco de referencia dq , se validan a través de MATLAB. Empleando los parámetros de la Tabla 1.7, se obtienen las

formas de onda de interés (tensión y corriente) proporcionadas por los diferentes modelos, para generar una comparativa donde se observen sus similitudes y discrepancias. En el Capítulo 2 se presenta la metodología para obtener los parámetros mostrados y validar los resultados de los casos presentados a continuación.

Tabla 1.7. Parámetros para la validación de los modelos.

Parámetro	Valor
Tensión de red (V_{red})	127 V _{RMS}
Frecuencia de red (f_0)	60 Hz
Potencia activa (P)	700 W
Potencia Reactiva (Q)	700 VAR
Tensión del bus de CD (V_{CD})	250 V
Tensión PV (V_{PV})	92.97 V
Amplitud de la señal de modulación (u_p)	0.6818
Fase de la señal de modulación (u_{fase})	4.1618 °
Frecuencia de conmutación del convertidor puente completo (f_{PH})	12.5 kHz
Frecuencia de conmutación del convertidor <i>boost</i> (f_B)	25 kHz
Inductancia (L_1)	2.54 mH
Inductancia (L_2)	1.12 mH
Condensador (C_f)	5.64 μF
Resistencias serie (R_1, R_2, R_f)	0.1 Ω
Condensador (C_{CD})	2400 μF
Inductancia (L_B)	7.75 mH

En la Figura 1.7 se observan las formas de onda de la tensión del bus de CD (v_{CD}), obtenidas con una condición inicial de tensión de 250 V. Se observa que los resultados desde una perspectiva macro son similares al describir la dinámica de la tensión, al igual que los resultados obtenidos con un acercamiento. La diferencia entre los modelos se encuentra en la información proporcionada sobre el rizo al doble de la frecuencia de la red (f_0), que el modelo conmutado y promedio son capaces de reproducir; mientras que el modelo en el marco de referencia dq no lo hace. El rizo al doble de la frecuencia en la tensión del bus de CD, se genera por la rectificación de la corriente vista en terminales del convertidor. Desde el punto de vista matemático, el rizo en la tensión del bus de CD se debe al producto entre la señal de control u y la corriente i_1 ; como ambos son sinusoidales aparece un término al doble de la frecuencia al cual se le asocia el rizo. Al realizar la transformación al marco de referencia dq , tanto la señal de control como la de corriente se mapean a señales con componente en CD, por lo que al realizarse el producto entre ambas el término al doble de la frecuencia queda mapeado como una componente en CD, lo cual se ve reflejado en la pérdida de información del rizo de tensión.

La Figura 1.8 muestra los resultados de la corriente inyectada a la red eléctrica, se observa que el modelo conmutado y el promedio tienen una corriente pico de aproximadamente 11

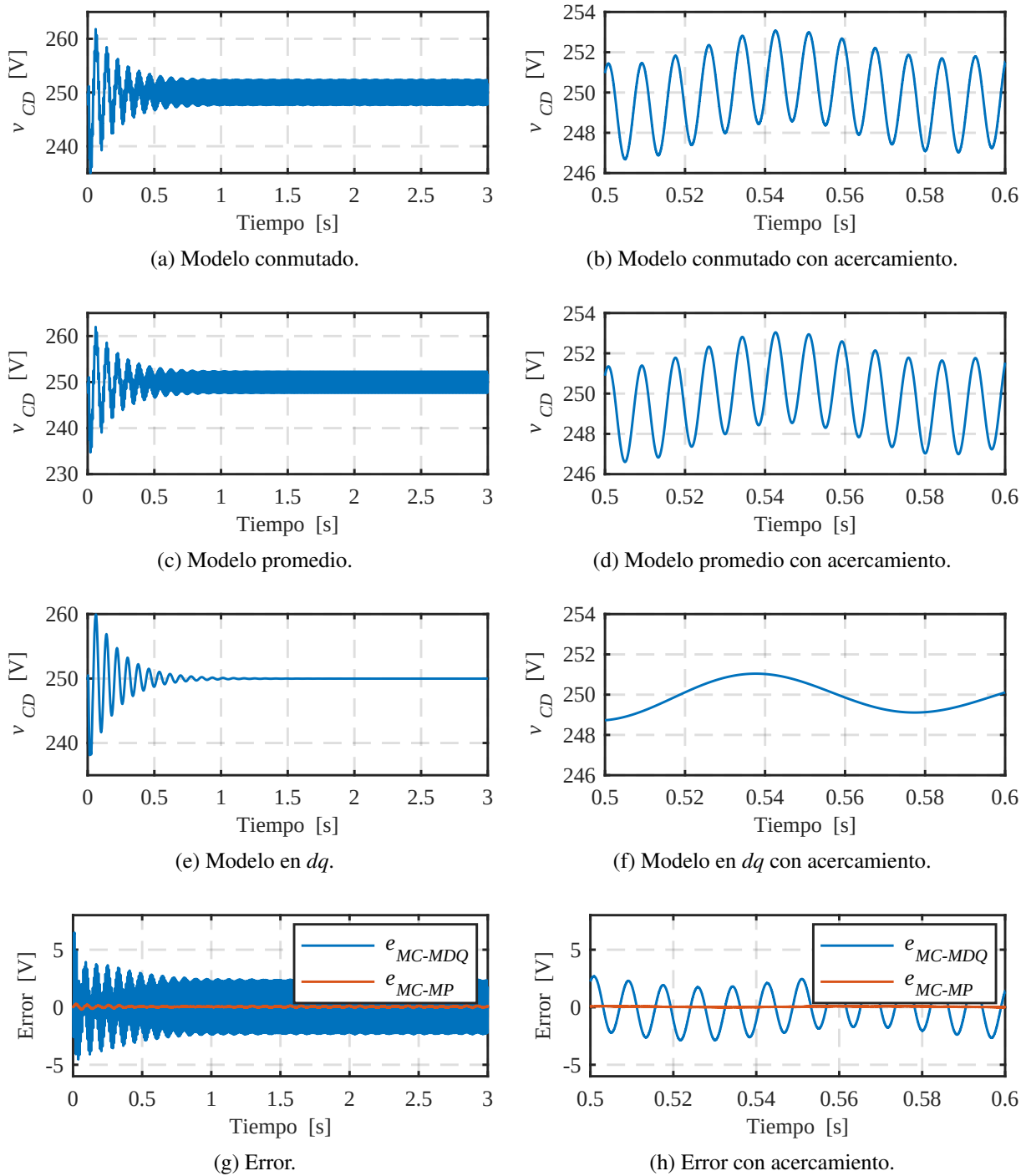


Figura 1.7. Comparativa de la tensión del bus de CD (v_{CD}) obtenida mediante los diferentes modelos.

A; el modelo en el marco de referencia dq muestra corrientes simétricas pico de 7.8 A aproximadamente, que corresponde al mapeo de las componentes para la inyección de potencia activa y extracción de potencia reactiva. Este resultado muestra efectos previos a considerar las FA, puesto que al incluir el manejo de reactivos la corriente eficaz aumenta. Si se considera una

caída de tensión en la red y además la operación de soporte de potencia reactiva, la corriente eficaz inyectada a la red aumentará para mantener el balance de potencia.

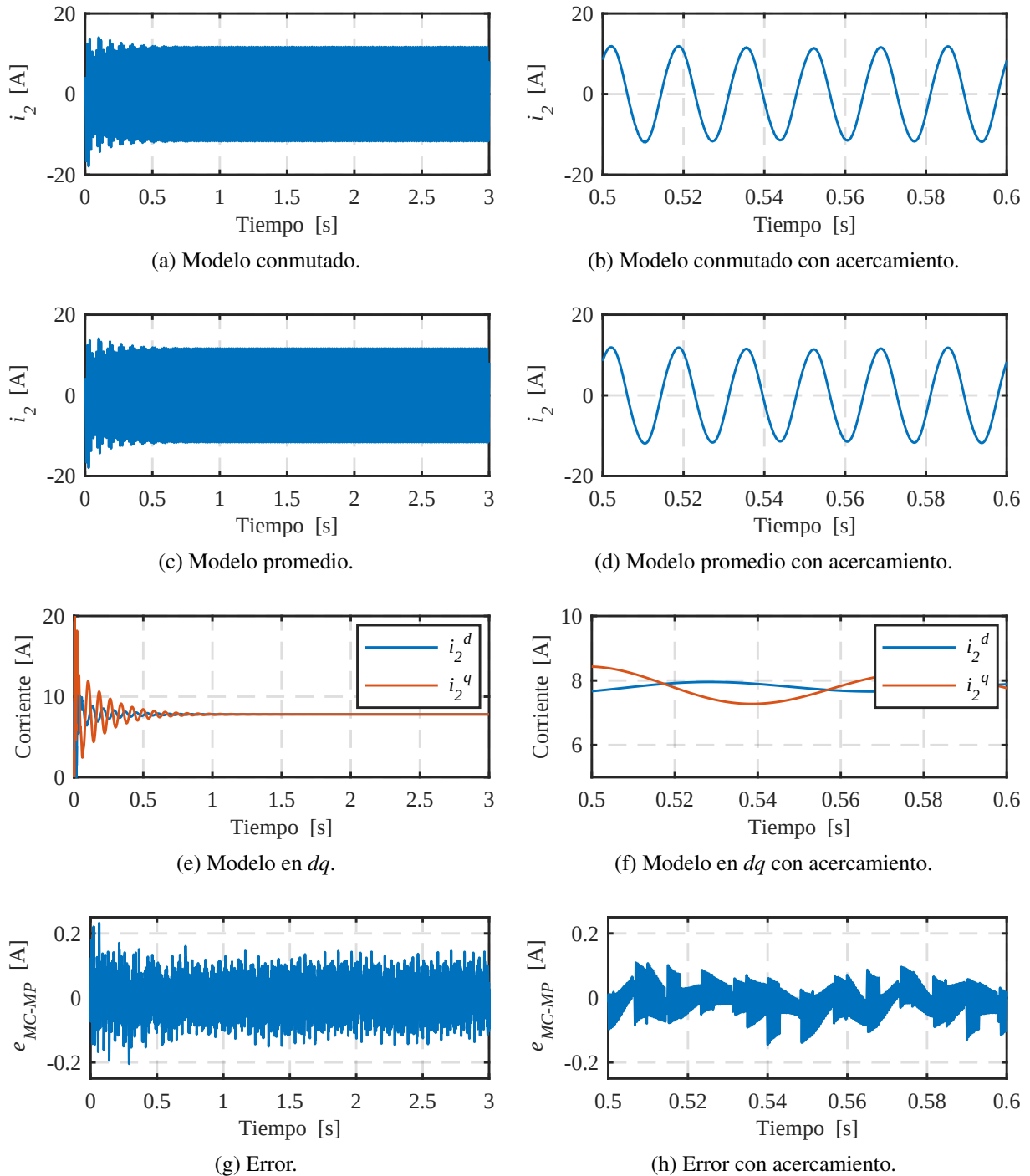


Figura 1.8. Comparativa de la corriente a través del inductor del lado de la red (i_2) obtenida por los diferentes modelos.

Por último en la Figura 1.9 se muestran los resultados de la corriente a través del inductor del convertidor *boost* (i_{L_B}) obtenida por los diferentes modelos.

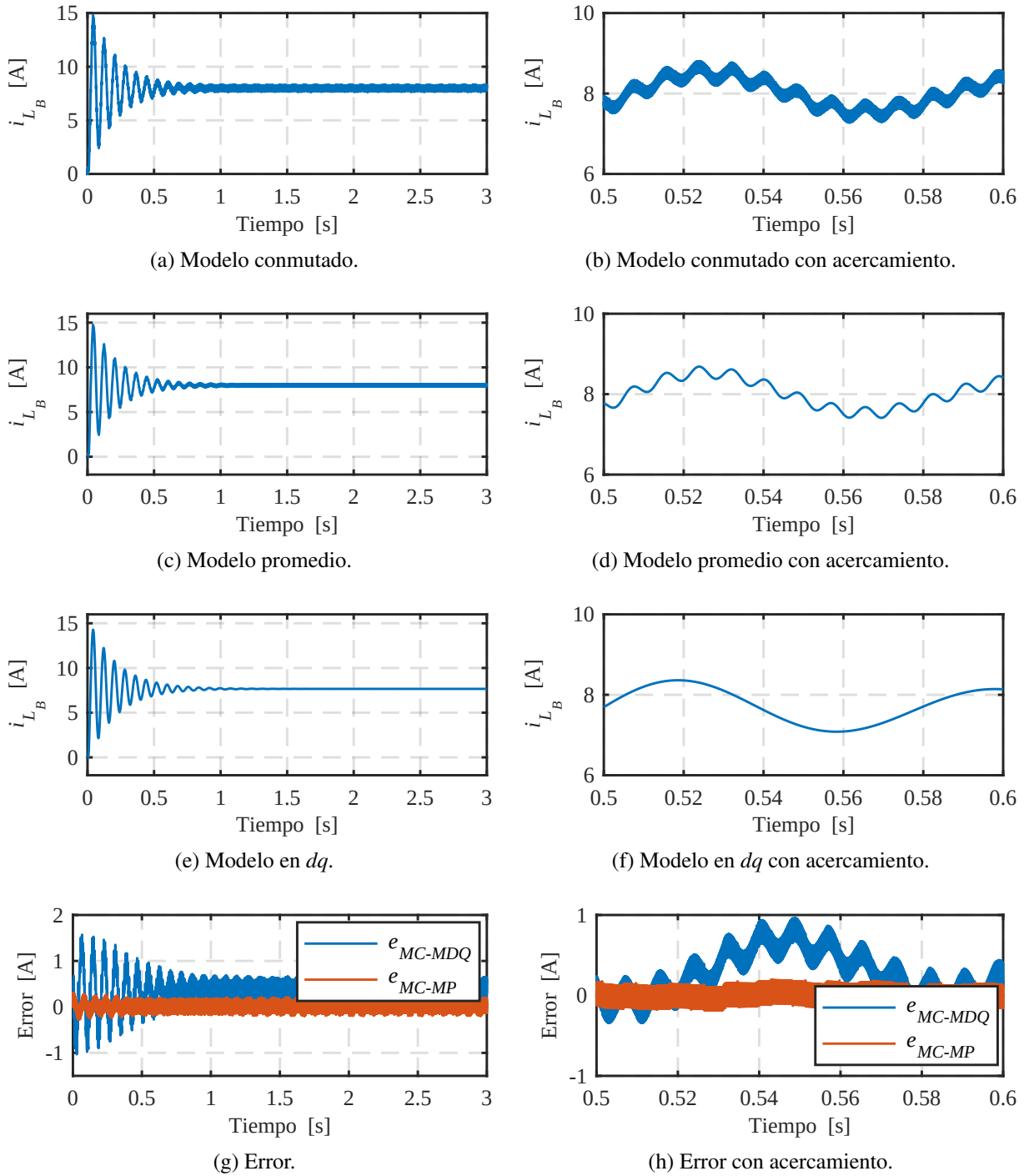


Figura 1.9. Comparativa de la corriente a través del inductor del convertidor *boost* (i_{L_B}) obtenida por los diferentes modelos.

Se observa que los tres modelos tienen una dinámica parecida; sin embargo, el modelo dq no muestra información del rizo al doble de la frecuencia de la red (f_0) que se propaga del condensador del bus de CD (C_{CD}), hacia las terminales del módulo fotovoltaico, información que el modelo que los modelos conmutado y promedio si proveen. Otra diferencia entre los modelos es el rizo de alta frecuencia, información que sólo se puede obtener con el modelo conmutado. No obstante, con una estrategia de muestreo adecuada, se puede atenuar el rizo de alta frecuencia, el cual es no deseado ya que puede generar inestabilidad en los lazos de control.

En la Tabla 1.8 se muestra una comparativa de los errores del modelo promedio y modelo en el marco de referencia dq , con respecto del modelo conmutado considerando que este describe de mejor manera el comportamiento dinámico del sistema.

Tabla 1.8. Error comparativo de los modelos.

Variable	Modelo promedio (%)	Modelo dq (%)
v_{CD}	<0.15	<3
i_2	<0.1	NC
i_{L_B}	<2.5	<8

A partir de los resultados anteriores se concluye que existe pérdida de información por el mapeo en el modelo en el marco de referencia dq . Sin embargo, a pesar de la pérdida de información por la transformación, el modelo en el marco de referencia dq es capaz de reproducir la respuesta dinámica del convertidor, al igual que el modelo promedio. Lo cual es de importancia al momento de diseñar las leyes de control.

DIMENSIONAMIENTO DEL INVERSOR FOTOVOLTAICO

Como ya se mencionó, la incorporación de las FA trae consigo una serie de retos técnicos; uno de ellos es el impacto que se tiene sobre el inversor fotovoltaico, al considerar regiones de operación que desde el punto de vista de electrónica de potencia, exigen mayor esfuerzo en corriente o tensión para los componentes que integran el convertidor. En esta sección se desarrolla la metodología que permite el dimensionamiento del convertidor utilizando los datos de la Tabla 2.1 y considerando las condiciones de operación propuestas en las FA.

Tabla 2.1. Parámetros nominales del sistema en el PCC.

Parámetro	Valor
Potencia (S)	1000 VA (700 W, ± 700 VAR)
frecuencia (f_0)	60 Hz
Tensión (V_{red})	127 V _{rms}
Distorsión armónica de corriente (THD _I)	< 3 %

Con los parámetros anteriores y considerando los datos proporcionados por las condiciones de operación impuestas por las FA dentro de la sección 1.1, se realiza la siguiente secuencia para el dimensionamiento del sistema:

- Sintonización del filtro LCL.
 - Validación de la THD_I.
 - Compensación de tensión.
- Dimensionamiento del bus de CD (V_{CD}).

- Dimensionamiento de C_{CD} .
- Dimensionamiento del sistema fotovoltaico.
- Dimensionamiento del convertidor *boost*.

Considerar la secuencia anterior, permite establecer condiciones de operación en el PCC en función de los parámetros de operación impuestos por las funciones autónomas (sección 1.1); con estas consideraciones se establece un análisis que permite evaluar el impacto en el filtro LCL y posteriormente en el desempeño del bus de CD. Con el dimensionamiento del bus de CD y del sistema fotovoltaico, se tiene la información necesaria para establecer el dimensionamiento del convertidor *boost*.

2.1. Análisis del filtro LCL

En el Capítulo 1 se mencionó que la interconexión de inversores a la red eléctrica, se realizaba comúnmente a través de un filtro de primer orden o tipo L conocido como inductor de enlace, el cual se encargaba de atenuar las componentes armónicas producidas por la conmutación del inversor. Debido a que la tarea de atenuación de las componentes armónicas sólo la realiza el inductor de enlace, la inductancia de este tiende a ser de un valor elevado, implicando un mayor tamaño y peso del inductor e impactando en el costo. Una alternativa más conveniente es el uso de un filtro LCL, el cual al ser un filtro de tercer orden tiene una mayor atenuación de las componentes armónicas y potencialmente una menor potencia reactiva; además, se espera que lo anterior redunde en un mayor margen de operación del convertidor de electrónica de potencia al incorporar el soporte de potencia reactiva como una de las FA.

El filtro LCL se emplea para interconectar el inversor fotovoltaico a la red eléctrica, y puede representarse mediante el esquema de la Figura 2.1; dependiendo de las condiciones de corriente (magnitud y fase) se define el flujo de potencia. También se observan dos fuentes de tensión interconectadas por medio de un filtro LCL, una de ellas funge como la red eléctrica (v_{red}). La otra es una fuente de tensión controlada, y representa la tensión conmutada generada por la operación del inversor fotovoltaico (v_{PWM}).

Para la sintonización del filtro LCL es necesario establecer un análisis que permita relacionar las diferentes variables del sistema, en la literatura existen varios enfoques que permiten la sintonización del filtro. Una de las metodologías más usada se presenta en [22]; de forma general este método emplea el rizo de corriente, la impedancia base del sistema visto en terminales de la red eléctrica y una constante de relación para encontrar los valores de los elementos pasivos. Una variante de esta sintonización se muestra en [28], donde se sigue un procedimiento similar;

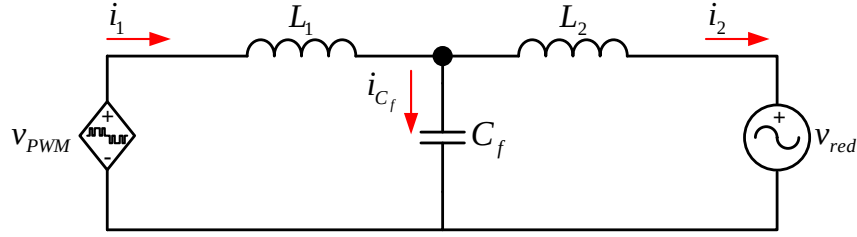


Figura 2.1. Representación de un inversor interconectado a la red eléctrica a través de un filtro LCL.

sin embargo, en ésta se incluye una resistencia con la finalidad de brindar amortiguamiento al sistema. Otra forma de sintonizar el filtro es a través de una aproximación numérica como se menciona en [29], donde se obtienen parámetros de desempeño deseados usando un algoritmo iterativo. También es posible lograr la sintonización usando las frecuencias de resonancia como parámetro de desempeño como se menciona en [30], o la relación de las frecuencias de resonancia con los anchos de banda del sistema de control [31], donde se emplea el criterio de Nyquist para encontrar el valor de los elementos pasivos, a través de la frecuencia de conmutación del convertidor.

2.1.1. Sintonización del filtro LCL

En este trabajo de investigación se propone el siguiente criterio para encontrar los valores de los elementos del filtro LCL, el cual se basa en emplear sus frecuencias de resonancia y la impedancia base vista en terminales del convertidor bajo las condiciones nominales de operación, dado que se espera que el SFGD opere con estas características la mayor parte del tiempo. Debido a la transferencia de potencia que existe entre en SFGD y la red eléctrica, es posible encontrar una relación que involucra los elementos pasivos del filtro. Si en el esquema de la Figura 2.1 se emplea superposición, asumiendo que la tensión $v_{red} = 0$, se puede encontrar la función de transferencia que relaciona la corriente inyectada a la red (i_2) y la tensión en terminales del convertidor (v_{PWM}), la cual está dada por la expresión (2.1) y se obtiene con una análisis de impedancia equivalente.

$$G_{2(s)} = \frac{I_{2(s)}}{V_{PWM(s)}} = \frac{1}{L_1 L_2 C_f s^3 + (L_1 + L_2)s}. \quad (2.1)$$

Siguiendo el mismo criterio es posible obtener la expresión (2.2) que representa la función de transferencia de la corriente a la salida del convertidor (i_1) con respecto de la tensión en terminales del convertidor (v_{PWM}).

$$G_{1(s)} = \frac{I_{1(s)}}{V_{PWM(s)}} = \frac{L_2 C_f s^2 + 1}{L_1 L_2 C_f s^3 + (L_1 + L_2)s}. \quad (2.2)$$

De forma general la repuesta en frecuencia que se puede obtener a partir de las funciones de transferencia (2.1) y (2.2) se muestra en la Figura 2.2. Donde se visualiza el comportamiento de las frecuencias de resonancia que se pueden generar debido a la dinámica del filtro LCL.

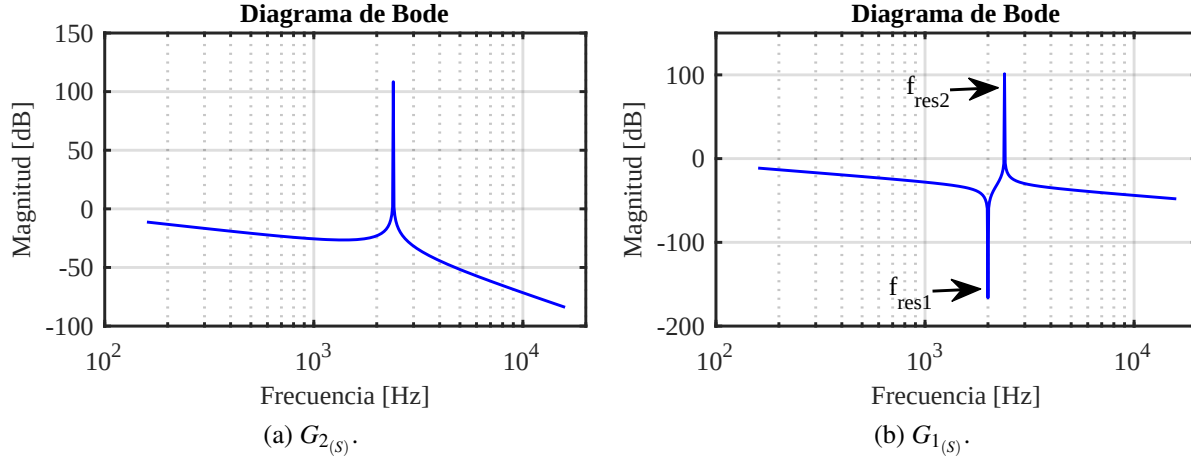


Figura 2.2. Respuesta en frecuencia de las funciones de transferencia (2.1) y (2.2).

Una forma de parametrizar las frecuencias de resonancia, es considerando el operador $j\omega$ para determinar la magnitud de (2.1) y (2.2), llegando a:

$$\left| \frac{I_2(j\omega)}{V_{PWM}(j\omega)} \right| = \frac{1}{\omega \left((L_1 + L_2) - L_1 L_2 C_f \omega^2 \right)}, \quad (2.3)$$

$$\left| \frac{I_1(j\omega)}{V_{PWM}(j\omega)} \right| = \frac{1 - L_2 C_f \omega^2}{\omega \left((L_1 + L_2) - L_1 L_2 C_f \omega^2 \right)}. \quad (2.4)$$

De la ecuacion (2.3) se puede discernir que si:

$$(L_1 + L_2) - L_1 L_2 C_f \omega^2 = 0,$$

implicaría una ganancia infinita para $G_{2(s)}$, por lo cual si existe una señal en esa frecuencia generaría una corriente teórica de valor infinito. De igual forma de la ecuación (2.4) se aprecia que si:

$$1 - L_2 C_f \omega^2 = 0,$$

se tendría una ganancia cero para $G_{1(s)}$, lo que implica que si existe una señal en esa frecuencia la corriente tendría un valor de cero. Las frecuencias que generan las condiciones anteriores se conocen como frecuencias de resonancia y están representadas por las ecuaciones (2.5) y (2.6).

$$f_{res1} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C_f}}, \quad (2.5)$$

$$f_{res2} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}}. \quad (2.6)$$

En [28], se menciona que es conveniente que los filtros LCL cumplan la condición:

$$10f_0 < f_{res2} < 0.5f_{PH}, \quad (2.7)$$

con el fin de filtrar las componentes armónicas asociadas a la conmutación sin afectar la componente fundamental, donde f_0 es la frecuencia de la red eléctrica y f_{PH} es la frecuencia de conmutación por rama del convertidor. Además, en la Figura 2.1 se puede observar que:

$$f_{res1} < f_{res2}. \quad (2.8)$$

Por otra parte, en [22] se establece una condición con la que se encuentra el valor del condensador como un porcentaje de la impedancia base del sistema de electrónica de potencia visto desde la red (típicamente 5 %), expresada por la ecuación (2.9). Entonces considerando las frecuencias de resonancia, la impedancia base vista desde la red y como restricción la potencia construida de los elementos pasivos, se puede establecer una forma de encontrar los valores del filtro.

$$Z_b = \frac{V_{red}^2}{S}. \quad (2.9)$$

En [24] se menciona que para una correcta operación del inversor, la frecuencia de conmutación (f_{PH}) se debe cumplir:

$$m_f = \frac{f_{PH}}{f_0} > 15.$$

Con base en esta restricción se propone una frecuencia de:

$$f_{PH} = 12500 \text{ Hz}$$

por rama del inversor y considerando un PWM de tres niveles, se tiene a la salida el doble de la frecuencia. Considerando la frecuencia de red, se proponen las frecuencias de resonancia con base en las restricciones (2.7) y (2.8), resultando en:

$$f_{res1} = 2000 \text{ Hz},$$

$$f_{res2} = 2400 \text{ Hz}.$$

La transferencia de potencia entre el SFGD y la red eléctrica, está regulada de forma pasiva por el filtro LCL de acoplamiento, el cual tiene una impedancia equivalente asociada a la transferencia de potencia. Esta impedancia durante la operación nominal, es decir, en operación con FP unitario, debe tener un valor reducido. Dado que la potencia reactiva total del filtro durante

esta operación, es soportada por el bus de CD para mantener el FP unitario en el PCC. Si se establece la impedancia vista en terminales del convertidor como un 6 % de la impedancia base representada por la ecuación (2.9) a frecuencia fundamental, es decir:

$$\left| \frac{I_{2(j\omega)}}{V_{PWM(j\omega)}} \right|^{-1} = (0.06) \left(\frac{V_{red}^2}{S} \right).$$

Considerando las frecuencias de resonancia propuestas anteriormente, y que durante condiciones nominales lo cual representa la mayor parte del tiempo de operación, el SFGD debe desempeñarse con un FP unitario; la potencia aparente del sistema es:

$$S = 700 \text{ VA.}$$

Se evalúan las expresiones (2.3), (2.5) y (2.6) obteniendo los siguientes valores:

$$L_1 = 2.548 \text{ mH,}$$

$$L_2 = 1.121 \text{ mH,}$$

$$C_f = 5.647 \text{ }\mu\text{F.}$$

Concluyendo que el filtro está dimensionado para lo operación nominal del sistema, y para que sea capaz de soportar las condiciones anómalas extendidas, se deben considerar las características físicas de operación de los elementos pasivos del filtro. Es decir, que los elementos físicos reales sean capaces de soportar las corrientes y tensiones eficaces que pueden presentarse debido a las condiciones de operación establecidas por las FA.

2.1.2. Validación del filtro LCL

Para validar los parámetros del filtro es necesario verificar que cumpla con la restricción de potencia reactiva, la cual consiste en que la suma total de la potencia reactiva del filtro en terminales del convertidor generada por sus elementos, no impacte de forma significativa en la corriente del condensador del bus de CD. Se considera que un valor inferior al 20 % de la potencia nominal del sistema es adecuado. De esta forma, cuando la operación del SFGD sea al 100 % de la potencia activa, el incremento de corriente en el inversor debido a la potencia reactiva del filtro será inferior al 2 %. Dada la condición de soporte de potencia reactiva, se pueden establecer tres regiones de operación. La Región 1, donde el convertidor tiene que seguir operando cuando existe una caída de tensión en el PCC, por lo tanto además de la potencia activa disponible (700 W), se tiene que suministrar la potencia reactiva de soporte (700 VAR). La Región 2, se define como la operación nominal del sistema, en la cual sólo se inyecta la

potencia activa disponible (700 W). La Región 3, debido a la elevación de tensión en el PCC, se tiene que inyectar la potencia activa disponible (700 W) y también extraer potencia reactiva (-700 VAR) de la red eléctrica, con el objetivo de regular la tensión en el PCC. Debido a las condiciones de soporte ante variaciones de tensión y frecuencia impuestas por las FA, se puede realizar un análisis empleando un barrido en tensión y frecuencia, con el que se obtengan las corrientes a través de los elementos pasivos. Estos datos permiten estimar la potencia en los elementos del filtro LCL, con el fin de realizar una comparativa respecto a la potencia transferida y además servirán como guía en análisis posteriores para el dimensionamiento del convertidor. Los resultados se obtuvieron considerando: un análisis de mallas en el esquema mostrado en la Figura 2.1, rangos de frecuencia y tensión que exigen las funciones autónomas (sección 1.1), resistencias serie parásitas asociadas a los elementos del filtro de 0.1Ω y la premisa de operar con un factor de potencia fijo menor a la unidad si las condiciones de operación lo requieren. Los resultados de las consideraciones anteriores se observan en las gráficas de la Figura 2.3.

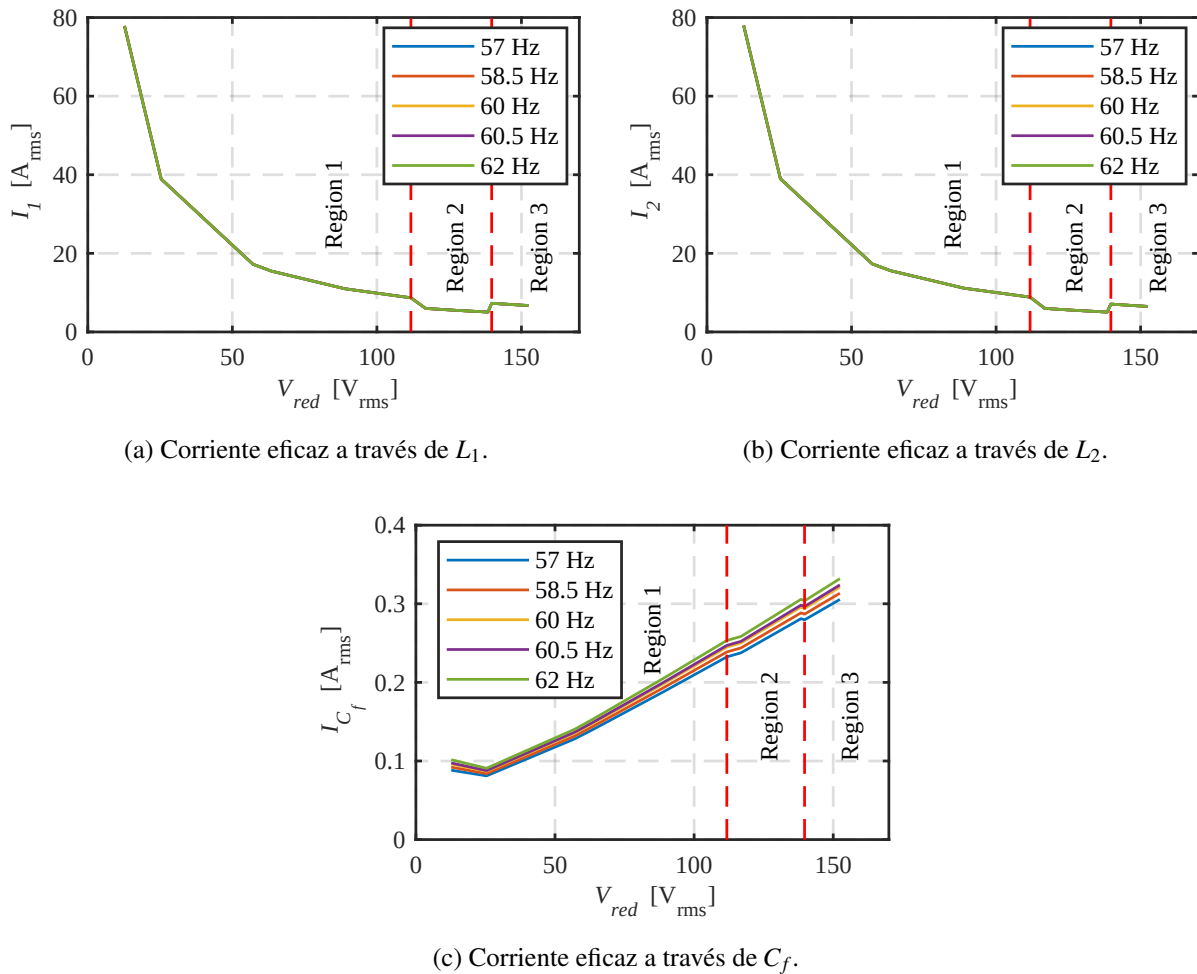


Figura 2.3. Corrientes eficaces a través de los elementos del filtro LCL considerando las condiciones de las FA.

A partir de estos resultados y considerando que la máxima corriente está limitada cuando se presenta una caída de tensión en la red al 50 % ($63.5 \text{ V}_{\text{rms}}$), se puede establecer que la corriente eficaz máxima que es inyectada a la red eléctrica se encuentra en la Región 1 y tiene una magnitud:

$$I_2 \simeq 15.58 \text{ A}_{\text{rms}}.$$

Por lo que transitorios por debajo de este valor y menores al 125 %, están comprendidos dentro de las capacidades de operación del SFGD.

Para complementar el análisis realizado, se hizo una extensión para sistemas de 1, 2 y 3 kW, donde se compara la potencia reactiva total del filtro (Q_{LCL}) con respecto de la potencia del sistema (P) en condiciones nominales; resaltando que en condiciones nominales la potencia del filtro $Q_{LCL} \simeq S_{LCL}$ y $P \simeq S$, por lo cual es válida esta comparación que permite obtener los resultados de la Tabla 2.2.

Tabla 2.2. Valores del filtro y potencia reactiva de los elementos del filtro.

P (W)	L₁ (mH)	L₂ (mH)	C_f (μF)	Q_{LCL} (VAR)
700	2.54	1.12	5.64	7.90
1000	1.78	0.78	8.07	11.85
2000	0.89	0.39	16.14	30.74
3000	0.59	0.26	24.21	62.68

Dados los resultados mostrados en la Tabla 2.2, se puede concluir que la sintonización del filtro con la restricción de la potencia construida se sigue cumpliendo al incrementar los niveles de potencia transferida. Cabe mencionar que para plantear las condiciones de frecuencia de resonancia e impedancia base mostradas durante el análisis se hicieron varias iteraciones.

2.1.3. Compensación de tensión en el PCC

En esta sección se analiza la compensación de tensión en el PCC con respecto de la tensión de la red, que puede llegar a presentarse cuando se opera con FP fijo menor a la unidad. Considerando el esquema de la Figura 2.4 en el se muestra una fuente ideal que representa la tensión de la red eléctrica y puede asociarse a la tensión en alguna subestación o un transformador de distribución, la impedancia de la red puede obtenerse a través de la potencia de corto circuito.

Dados los niveles de potencia, se propone una red monofásica débil donde la potencia de corto circuito en el PCC es de aproximadamente 10 kVA y una relación $X/R \simeq 3$, y se obtienen los

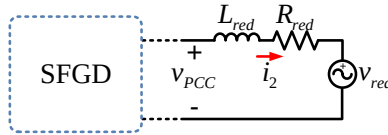


Figura 2.4. Esquema simplificado para la validación numérica.

siguientes valores de impedancia de red:

$$L_{red} = 4.28 \text{ mH},$$

$$R_{red} = 537 \text{ m}\Omega.$$

Utilizando la teoría de fasores se sabe que la potencia compleja esta dada por la ecuación (2.10).

$$S = VI^*. \quad (2.10)$$

Donde:

- V representa el fasor de tensión,
- I^* representa el fasor de corriente conjugado.

Se sabe que la potencia compleja puede expresarse como en la ecuación (2.11).

$$S = P + jQ. \quad (2.11)$$

Teniendo en cuenta que a causa de la salida de operación de una carga en el SEP, la tensión de la red eléctrica (v_{red}) disminuye a 80 V_{rms}; bajo esta condición la FA de soporte de potencia reactiva debe inyectar 700 VAR a la red (ver Figura 1.3). Suponiendo que el sistema fotovoltaico es capaz de inyectar 700 W, empleando las ecuaciones (2.10) y (2.11) se puede determinar que la tensión en el PCC tendrá en siguiente valor:

$$V_{PCC} = 101.01 \angle 5.51^\circ \text{ V}_{rms},$$

lo que representa una compensación del 26.26% con respecto de la tensión de la red. Este incremento se debe a la compensación de la impedancia de la red, generada por la inyección de potencia reactiva. En redes menos débiles, el efecto de la compensación sería menos evidente debido a que la impedancia equivalente de red tendría un valor reducido.

2.1.4. Distorsión armónica de la corriente inyectada a la red

Una de las restricciones de operación para este trabajo de investigación es que la THD_I en la corriente inyectada a la red sea menor al 3%; para validar esto es necesario obtener la magnitud

de los armónicos asociados a la conmutación del convertidor. En [24] se estudian las diferentes técnicas de modulación para inversores, de aquí se extrae la ecuación (2.12), que representa el índice de modulación de los armónicos asociados a la conmutación, generados por la técnica de modulación SPWM monopolar.

$$V_{nm} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{1}{2m} \right) J_{2n-1}(m\pi M) \cos([m+n-1]\pi). \quad (2.12)$$

Donde:

- V_{nm} representa la magnitud de cada armónico, asociado al índice de modulación,
- $m = 1, 2, 3, \dots$ y representa el grupo de armónicos por la técnica de modulación,
- $n = [-\infty, \infty]$ es un entero que representa los armónicos laterales de cada grupo de armónicos,
- J_{2n-1} es el coeficiente de Bessel,
- M es el índice de modulación de la componente fundamental.

Si se consideran tres grupos de armónicos ($m = 3$) y ocho armónicos por cada grupo ($n = [-3, 4]$), con ayuda de MATLAB se pueden obtener la amplitud de 24 armónicos. Retomando las ecuaciones (1.6), (1.8) y (1.18), se puede llegar a la expresión (2.13) que representa la amplitud de tensión de cada una de las componentes de la serie de Fourier que conforman v_{PWM} .

$$V_{PWM_h} = V_{nm} v_{CD}. \quad (2.13)$$

Donde:

- V_{PWM_h} es la amplitud de tensión del h-ésimo armónico de tensión que conforman v_{PWM} .

Conociendo las amplitudes de los armónicos de tensión (v_{PWM_h}), con ayuda de la expresión (2.3) se pueden obtener las amplitudes de los armónicos de corriente, y a través de la siguiente ecuación:

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{2_h}^2}}{I_{2_1}} \times 100, \quad (2.14)$$

se puede obtener a distorsión armónica.

Donde:

- I_{2_h} es el valor eficaz de cada uno de los armónicos,
- I_{2_1} es el valor eficaz de la componente fundamental.

Considerando la operación nominal donde se inyectan 700 W, la corriente eficaz $I_{21}=5.51 \text{ A}_{\text{rms}}$. Con este dato se tiene que:

$$THD_I \simeq 0.026,$$

La distorsión obtenida de forma analítica es menor al 3 % que se contempla como restricción, por lo que valida el filtro LCL desde la perspectiva de la distorsión armónica. Cabe mencionar que en el Apéndice A, se muestra el código de MATLAB utilizado para obtener los índices de modulación y su valor.

2.2. Análisis del bus de CD

A través del bus de CD se integra al convertidor CD-CD. En los esquemas de SFGD clásicos el bus de CD soporta la transferencia de potencia activa generada por los módulos fotovoltaicos y junto con el condensador del bus de CD, permite el desacoplo entre el convertidor elevador y el inversor, facilitand el MPPT; sin embargo, al incluir las FA en el sistema, tiene que soportar la potencia aparente (S) conformada por las potencia activa disponible en los módulos fotovoltaicos y la potencia reactiva de soporte. Además, la regulación de tensión del bus de CD garantiza la transferencia de potencia del SFGD hacia la red eléctrica [32]. Por lo anterior es fundamental conformar un bus de CD que integre al convertidor *boost* y permita la operación del SFGD con las características definidas por las FA.

2.2.1. Dimensionamiento del bus de CD

Como primera parte del análisis del bus de CD, es imprescindible determinar la tensión adecuada para la correcta operación del convertidor de electrónica de potencia. Empleando los datos de la Tabla 2.1 y estableciendo un análisis como el mostrado en las sección 2.1.2, se pueden obtener los datos mostrados en la Figura 2.5, donde las regiones de operación son las mismas mencionadas previamente.

Se puede observar en la Figura 2.5, que la condición de mayor tensión en terminales del convertidor (v_{PWM}) se presenta en la Región 1, cuando la tensión de la red (v_{red}) tiende a cero; en consecuencia la corriente en los inductores aumenta con el fin de mantener el balance de potencias, como se observa en la Figura 2.3. Sin embargo, si el convertidor opera en la Región 1 manteniendo el balance de potencia, implicaría un mayor estrés para los elementos que lo conforman. Por este motivo, se propone que en un punto de la Región 1 el convertidor opere a corriente constante, limitando tanto la corriente como la tensión en terminales del convertidor. La condición de corriente constante la determina el operador de red con base en las características de la red eléctrica en la que se encuentra conectado el SFGD. Dada esta

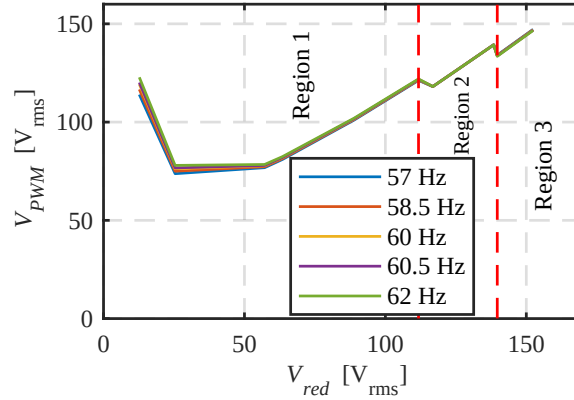


Figura 2.5. Tensión eficaz en terminales del convertidor (V_{PWM}) considerando las variaciones de frecuencia, tensión y soporte de potencia reactiva impuestas por las FA.

consideración el convertidor tendrá la mayor tensión en sus terminales cuando opere en la Región 3, donde la tensión máxima de la red está dada por $V_{red_{max}} = 152.4 \text{ V}_{rms}$. Asimismo, para que la transferencia de potencia sea del convertidor hacia la red, debe cumplirse la siguiente restricción:

$$V_{PWM} \geq V_{red_{max}}. \quad (2.15)$$

Además se establece que el índice de modulación cumpla con la restricción (2.16), con la finalidad de evitar la sobremodulación.

$$m_a \leq 0.95. \quad (2.16)$$

De [33] se sabe que la componente eficaz fundamental en terminales del convertidor está dada por:

$$V_{PWM} = m_a \frac{V_{CD}}{\sqrt{2}}. \quad (2.17)$$

Si se sustituye la ecuación (2.17) en (2.15), se obtiene la expresión (2.18).

$$\frac{m_a}{\sqrt{2}} V_{CD} \geq V_{red_{max}}. \quad (2.18)$$

Despejando V_{CD} de (2.18), se obtiene la ecuación (2.19).

$$V_{CD} \geq \frac{V_{red_{max}}}{\left(\frac{m_a}{\sqrt{2}}\right)}. \quad (2.19)$$

Tomando en cuenta el límite superior dado en (2.16), la tensión máxima en la red y sustituyéndolas en (2.19), se obtiene la siguiente condición de tensión mínima para el bus de CD.

$$V_{CD_{min}} \geq 239.47 \text{ V}.$$

Dado el valor mínimo de la tensión del bus de CD, se propone una tensión de $V_{CD} = 250 \text{ V}$.

2.2.2. Dimensionamiento del condensador del bus de CD (C_{CD})

La incorporación de las funciones autónomas contempladas para este trabajo de tesis, implican que el convertidor de electrónica de potencia sea capaz de soportar los cambios de operación de la red eléctrica en la cual está conectado. Estos cambios o variaciones, impactan directamente en el dimensionamiento y selección de los elementos pasivos y activos que integran el convertidor. Uno de estos elementos es el condensador del bus de CD, con el cual se genera un desacoplo entre el inversor y el convertidor CD-CD. Además, la regulación de tensión en el condensador, permite el *MPPT* y el intercambio de potencia entre la red eléctrica y el SFGD.

Se sabe que flujo de potencia entre el convertidor y la red eléctrica, dependerá de las condiciones en las que se encuentre operando la red. Es decir, dada una condición de la red, se puede modular una tensión en terminales del convertidor que permita el flujo de potencia entre ambos sistemas, sabiendo que:

$$v_{red} = V_p \sin(\omega t),$$

se puede obtener una corriente en función de la potencia y la tensión de red, como se muestra a continuación:

$$i_2 = \frac{2S}{V_p} \sin(\omega t + \phi).$$

Donde:

- $\phi = \tan^{-1} \left(\frac{P}{Q} \right)$ es el ángulo que existe entre la tensión v_{red} y la corriente i_2 ,
- V_p es la tensión pico de la red,
- ω es la frecuencia angular de la red,
- $S = \sqrt{(P)^2 + (Q)^2}$ es la potencia aparente,
- P es la potencia activa disponible,
- Q es la potencia reactiva que se inyectará o extraerá de la red.

Con las condiciones anteriores y empleando el modelo promedio representado por (1.17), se puede llegar a las expresiones (2.20) y (2.21), las cuales representan el comportamiento de la corriente y señal de modulación en estado estable.

$$i_1 = \left(\frac{2S - 2SL_2C_f\omega^2}{V_p} \right) \sin(\omega t + \phi) + C_f\omega V_p \cos(\omega t), \quad (2.20)$$

$$u = \frac{1}{V_{CD}} \left[(V_p - L_1C_f\omega^2) \sin(\omega t) + \left(\frac{2S(L_1 + L_2)\omega - 2SL_1L_2C_f\omega^3}{V_p} \right) \cos(\omega t + \phi) \right]. \quad (2.21)$$

Del modelo matemático del convertidor (1.17), se puede determinar que el rizo de tensión está dado por:

$$\Delta V_{CD} = \frac{1}{C_{CD}} \int_0^t (i_B - ui_1) dt. \quad (2.22)$$

Sustituyendo la ecuación (2.20) y (2.21) en (2.22), se puede obtener la ecuación (2.23).

$$C_{CD} = \frac{S}{2\pi f \Delta V_{CD} V_{CD}}. \quad (2.23)$$

Esta expresión puede ser empleada para el dimensionamiento del condensador del bus de CD, lo cual es de suma importancia, dado que el tamaño físico del condensador impacta directamente en el costo total del equipo; además, desde el punto de vista del sistema de control, se puede estimar el rizo de tensión en función de la capacitancia, tensión y potencia aparente; de forma que la *THD* de corriente inyectada a la red cumpla con la normatividad. Se puede apreciar que el rizo de tensión está directamente relacionado con el nivel de potencia aparente en el inversor, siendo así dependiente de manera simultánea del efecto combinado de *P* y *Q*. Se puede obtener un rizo de la misma magnitud para diferentes valores de pares (*P*,*Q*) que generen la misma *S*; la diferencia será en la fase.

En la Figura 2.6, se muestra el comportamiento de la capacitancia del condensador del bus de CD (C_{CD}) en función de la potencia activa y reactiva que procesa el convertidor asumiendo un rizo de tensión del 2 %. Se observa que la región en rojo se tiene la mayor capacitancia, debido al soporte de potencia reactiva. Ahora bien, si lo que se asume constante es la capacitancia del condensador, la región en rojo implicaría un mayor rizo de tensión debido al incremento en la transferencia de potencia.

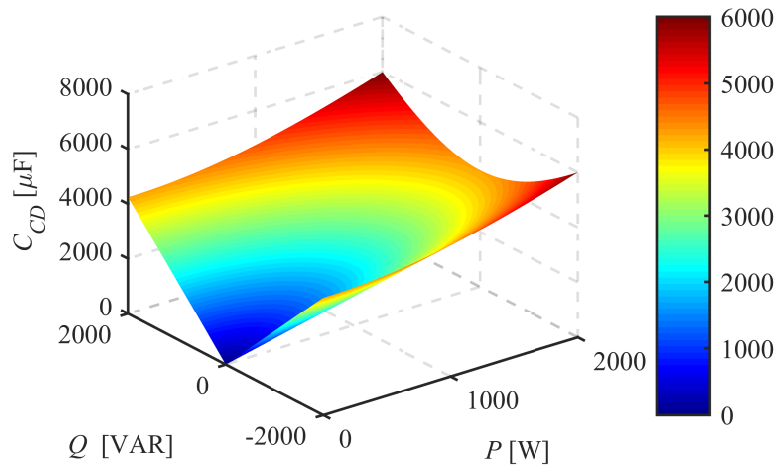


Figura 2.6. Comportamiento de la capacitancia del condensador del bus de CD (C_{CD}) cuando se realiza la función de soporte de potencia reactiva.

El rizo de tensión en el bus de CD puede provocar armónicos cuando el sistema de control opera en lazo cerrado, por este motivo se decide usar un rizo del 2 %, a fin de mitigar el rizo una vez

que el sistema de control opere. Con esta consideración, la tensión del bus de CD (250 V) y la expresión (2.23) se obtiene una capacitancia de:

$$C_{CD} \simeq 2122 \mu\text{F},$$

este valor se redondea a 2400 μF debido a que es un valor comercial, obteniendo un rizo de tensión en el bus de CD menor al 2 %.

2.3. Análisis del convertidor *boost*

El convertidor CD-CD que integra la topología de dos etapas, puede ser empleado para regular la tensión del bus de CD (v_{CD}); sin embargo, comúnmente se emplea para realizar el MPPT. En este trabajo, el convertidor *boost* se usa para ejecutar el MPPT, mientras que el inversor regula la tensión el bus de CD.

2.3.1. Dimensionamiento del sistema fotovoltaico

El sistema fotovoltaico es el conjunto de módulos fotovoltaicos de los cuales se extrae la energía, que se inyecta a la red eléctrica a través del convertidor de electrónica de potencia. Se toma como referencia la infraestructura fotovoltaica del laboratorio, donde existen tres tipos de módulos fotovoltaicos, cuyas características se muestran en la Tabla 2.3.

Tabla 2.3. Parámetros de los módulos fotovoltaicos disponibles en el laboratorio.

Modelo	P_{max} (W)	I_{mp} (A)	I_{sc} (A)	V_{mp} (V)	V_{oc} (V)
ERDM-QRP-125/12	125	7.43	8.05	16.92	21.62
ERDM 250 P/6	250	8.06	8.61	30.99	36.69
SW 230	230	7.72	8.25	29.8	36.9

Los datos anteriores permiten encontrar la cantidad de módulos necesarios para cumplir con los parámetros establecidos en la Tabla 2.1. Para conformar la potencia total del SFGD, se necesitan entre 3-6 módulos fotovoltaicos; se opta por el uso de tres módulos del tipo ERDM 250 P/6 en serie.

2.3.2. Dimensionamiento del convertidor *boost*

Definida la cantidad de módulos fotovoltaicos necesarios para la operación del sistema, se determina el tipo de operación del convertidor *boost*, la cual define las ecuaciones de diseño del convertidor. El convertidor *boost*, tiene dos modos de operación el modo de conducción

continua (CCM por sus siglas en inglés) y el modo de conducción discontinua (DCM por sus siglas en inglés). El CCM consiste en la operación del convertidor sin que la magnitud corriente a través del inductor (i_{L_B}) llegue a ser cero, es decir, la corriente está definida en cualquier instante de tiempo; mientras que el DCM, se define por la operación discontinua de la corriente que pasa por el inductor del convertidor *boost* (i_{L_B}). Es bien sabido que la operación CCM tiene diferentes ventajas analíticas, puesto que se puede trabajar con las señales obtenidas por el modelo promedio de los circuitos equivalentes del convertidor. Por este motivo se decide emplear el CCM, con el cual se pueden obtener las siguientes ecuaciones para el dimensionamiento del convertidor *boost*.

$$D_B = 1 - \frac{V_{CD}}{V_{PV}}, \quad (2.24)$$

$$L_B = \frac{V_{PV} D_B}{\Delta I_{L_B} f_B}, \quad (2.25)$$

$$I_{L_B} = \frac{V_{PV}}{(1 - D_B)^2 R}, \quad (2.26)$$

$$R = \frac{V_{CD}^2}{P_{PV}}. \quad (2.27)$$

Donde:

- D_B es el ciclo de trabajo nominal,
- V_{PV} es la tensión en terminales de los módulos fotovoltaicos,
- ΔI_{L_B} es el rizo de corriente de alta frecuencia en el inductor del convertidor *boost*,
- f_B es la frecuencia de conmutación del convertidor CD-CD,
- P_{PV} es la potencia de los módulos fotovoltaicos,
- R es una resistencia equivalente para una carga que demanda la potencia de salida.

Puesto que el convertidor *boost* es empleado para el MPPT, es necesario realizar una serie de consideraciones para que el convertidor opere en el CCM. La potencia disponible en los módulos fotovoltaicos (P_{PV}) depende de la irradiancia solar y la temperatura de las celdas solares, las cuales varían dependiendo de las condiciones del clima. Esta variación repercute directamente en la corriente que fluye por el inductor L_B , por lo que una mala elección de la inductancia puede ocasionar que el convertidor opere en el DCM, lo cual es no deseado. Para minimizar esta condición, se puede elegir una inductancia muy grande, sin embargo, repercutiría directamente en el tamaño del inductor y las pérdidas que pueden presentarse por la resistencia serie parásita. En el diseño clásico de convertidores CD-CD, suele emplearse un rizo de corriente del 10 %; para este trabajo de investigación se propone un rizo del 5 % en condiciones nominales,

esperando que cuando la irradiancia disminuya, el convertidor se mantenga operando en el CCM.

Con la restricción del rizo de corriente mencionada, una frecuencia de conmutación del convertidor *boost* (f_B) de 25 kHz y las condiciones nominales de los módulos fotovoltaicos, se emplean las ecuaciones (2.24-2.27) para obtener la inductancia del convertidor *boost*, resultando en:

$$L_B = 7.75 \text{ mH}.$$

Analizando el convertidor *boost* se puede llegar a la inductancia mínima para que el convertidor opere en el CCM, la cual está definida por la expresión (2.28).

$$L_{B_{\min}} = \frac{D_B(1 - D_B)^2 V_{CD}^2}{2f_B P_{PV}}. \quad (2.28)$$

Si se asume a $L_{B_{\min}}$ como la inductancia que permite un rizo del 5% (7.75 mH) y un ciclo de trabajo máximo (D_B) de 0.8, se obtiene la potencia mínima que se podrá extraer de los módulos fotovoltaicos con la expresión (2.28), obteniendo el siguiente valor:

$$P_{PV_{\min}} = 5.16 \text{ W},$$

lo que teóricamente permite el aprovechamiento del recurso energético en condiciones severas de baja irradiancia de los módulos fotovoltaicos. El valor de la inductancia puede implicar un compromiso en términos del tamaño del núcleo magnético, asociado a la energía necesaria para la operación. Si este valor es muy grande, se puede realizar un proceso iterativo en donde se consiga un inductor de valor y tamaño reducido, y una condición de potencia mínima en modo de conducción continua que sea un poco mayor.

El condensador en terminales de los módulos fotovoltaicos se puede obtener con la siguiente ecuación:

$$C_{PV} = \frac{P_{PV_{\max}}}{2\pi f_B V_{PV_{\max}} \Delta V_{PV}}, \quad (2.29)$$

la cual se obtiene estableciendo un análisis similar al de la sección 2.2.2 en el condensador C_{PV} . Considerando un rizo de tensión (ΔV_{PV}) del 1%, se obtiene la siguiente capacitancia:

$$C_{PV} = 69.05 \text{ } \mu\text{F}.$$

Con los parámetros del sistema es posible evaluar el desempeño del sistema ya sea por medio del modelo matemático o a través del modelo eléctrico de un software especializado. También es posible dimensionar la ley de control que permita la operación del sistema en las regiones para las cuales fue dimensionado ya sea por medio de estrategias clásicas, algún esquema

de control no lineal o bien un sistema de control híbrido, que aproveche ambas estrategias. En el siguiente capítulo, se desarrolla lo relacionado con el sistema de control, utilizando los parámetros obtenidos en el dimensionamiento del sistema.

DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL

El dimensionamiento del convertidor permite obtener sus parámetros y limitaciones físicas en función de las condiciones de operación a las cuales será sometido, que también dependen de las condiciones de la red eléctrica y de los módulos fotovoltaicos. Con el sistema de control se puede operar al convertidor en las regiones del plano (P, Q) para las cuales fue dimensionado, y posibilita la ejecución de las FA y con esto el soporte al SEP. El sistema de control está conformado por las estrategias de control generadas a partir del modelado matemático, los algoritmos de control y los actuadores (hardware y software) que generan la acción de control sobre el sistema. De aquí que el diseño del sistema de control es relevante, puesto que permite maximizar el aprovechamiento del recurso energético debido la operación del SFGD en regiones que antes no se contemplaban.

En este capítulo se diseña el sistema de control que permite realizar el MPPT, el procesamiento de potencia reactiva y la ejecución de las FA. El MPPT se realiza mediante el algoritmo de conductancia incremental (IC por sus siglas en inglés) y una estrategia de control clásica (PI) aplicada al convertidor *boost*. El procesamiento de potencia reactiva y la ejecución de las FA se lleva a cabo a través de una estrategia de control basado en pasividad estándar (PBC por sus siglas en inglés) en el marco de referencia dq . También se plantea un algoritmo de seguimiento de fase (PLL por sus siglas en inglés), que permite obtener el ángulo de fase para la transformación al marco de referencia dq ; además el PLL se usa como base para la detección del modo isla.

El SFGD cuenta con dos convertidores, y cada uno de ellos realizara una tarea de regulación o seguimiento en función de la estrategia de control empleada sobre ellos. Debido al condensador del bus de CD (C_{CD}), se puede suponer un desacoplo de la dinámica del convertidor CD/CD y la del inversor, y plantear de forma individual la ley de control para que cada uno de los

convertidores cumpla con su objetivo de funcionamiento.

3.1. Objetivos de control

El diseño del sistema de control se realiza a través del modelo del sistema; no obstante, es fundamental definir ciertas restricciones operativas de acuerdo a las estrategias de control, por lo que resulta necesario plantear los siguientes objetivos:

- Realizar el MPPT.
- Regulación de potencia reactiva (extracción e inyección) en el PCC.
- Regulación de la tensión del bus de CD.
- Estimación del ángulo de fase y de la frecuencia de la red eléctrica en el PCC.
- Detección del modo isla.
- Operar en las condiciones establecidas por los rangos establecidos para las FA.

En la Figura 3.1 se muestra el esquema general del sistema de control y el esquema de potencia.

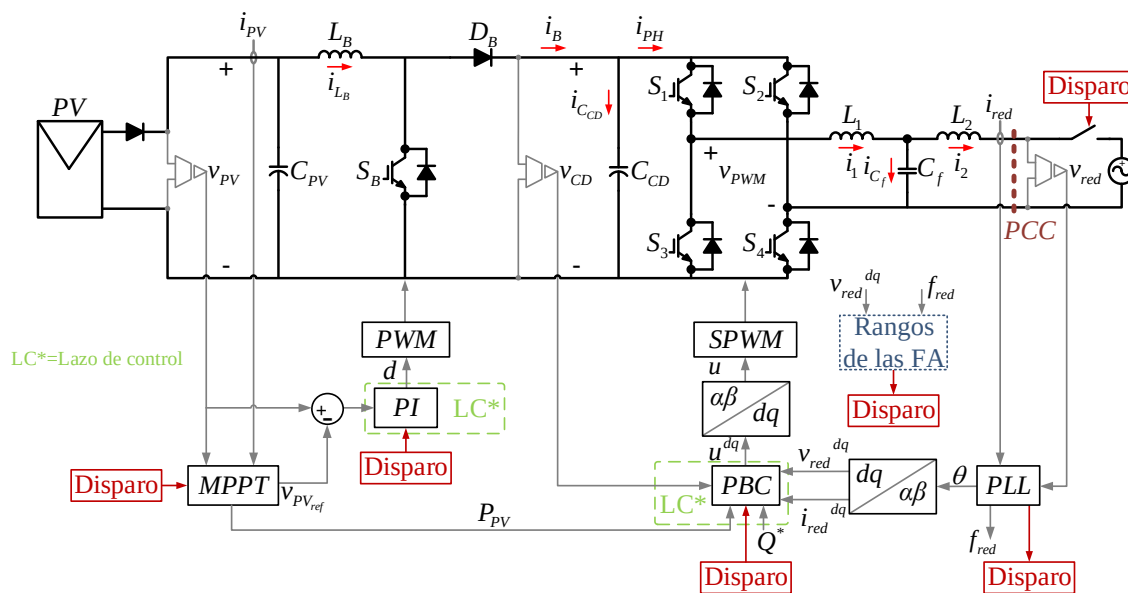


Figura 3.1. Esquema general del sistema de control.

3.2. Sistema de control para el convertidor *boost*

El convertidor *boost* se emplea para realizar el MPPT, ya que al ser un convertidor elevador permite acondicionar la tensión para integrar a los módulos fotovoltaicos en el bus de CD, permitiendo con esto aprovechar el recurso energético disponible.

3.2.1. Algoritmo para el MPPT

Existen diferentes algoritmos para realizar el MPPT, en [34] se menciona que uno de los que tienen mejor desempeño es el de conductancia incremental en conjunto con un controlador PI, por lo que se decide utilizar este método. En la Figura 3.2 se observa el diagrama de flujo del algoritmo de conductancia incremental.

Este algoritmo cambia la referencia de tensión ($v_{PV_{ref}}$) a determinada frecuencia, en función de la corriente (i_{PV}) y la tensión (v_{PV}) de los módulos fotovoltaicos, para buscar el punto de máxima extracción de potencia. Una de las desventajas de este algoritmo es que dependiendo del incremento/decremento en la tensión de referencia (Δv_{PV}), se genera una oscilación de potencia, por lo que existe un compromiso entre la velocidad para llegar al máximo punto de potencia y la oscilación de la misma; es decir, entre más grande sea el Δv_{PV} será más rápido el MPPT, pero la oscilación en potencia también aumentará. Esta desventaja se minimiza seleccionando una frecuencia de la ejecución del algoritmo (f_{MPPT}) y un Δv_{PV} adecuados; en este caso de forma estocástica se decide utilizar una frecuencia de ejecución del MPPT de:

$$f_{MPPT} = 4 \text{ Hz},$$

y una variación en la tensión de referencia de:

$$\Delta v_{PV} = 1 \text{ V}.$$

3.2.2. Control PI para el MPPT

El MPPT puede realizarse ajustando solamente el ciclo de trabajo (d); no obstante, el hecho de sólo ajustar d puede causar que la oscilación de potencia sea más severa [34]. Esta razón generó nuevos esquemas de operación para el MPPT, como el empleado en este trabajo de investigación, el cual se basa en un control PI para regular la tensión en terminales de los módulos fotovoltaicos a través del ciclo de trabajo (d) y con esto atenuar la oscilación en potencia. Sin embargo, para poder realizar la regulación de la tensión v_{PV} se tiene que garantizar una tensión en el bus de CD (v_{CD}) estable, lo cual se aborda en la sección 3.5.

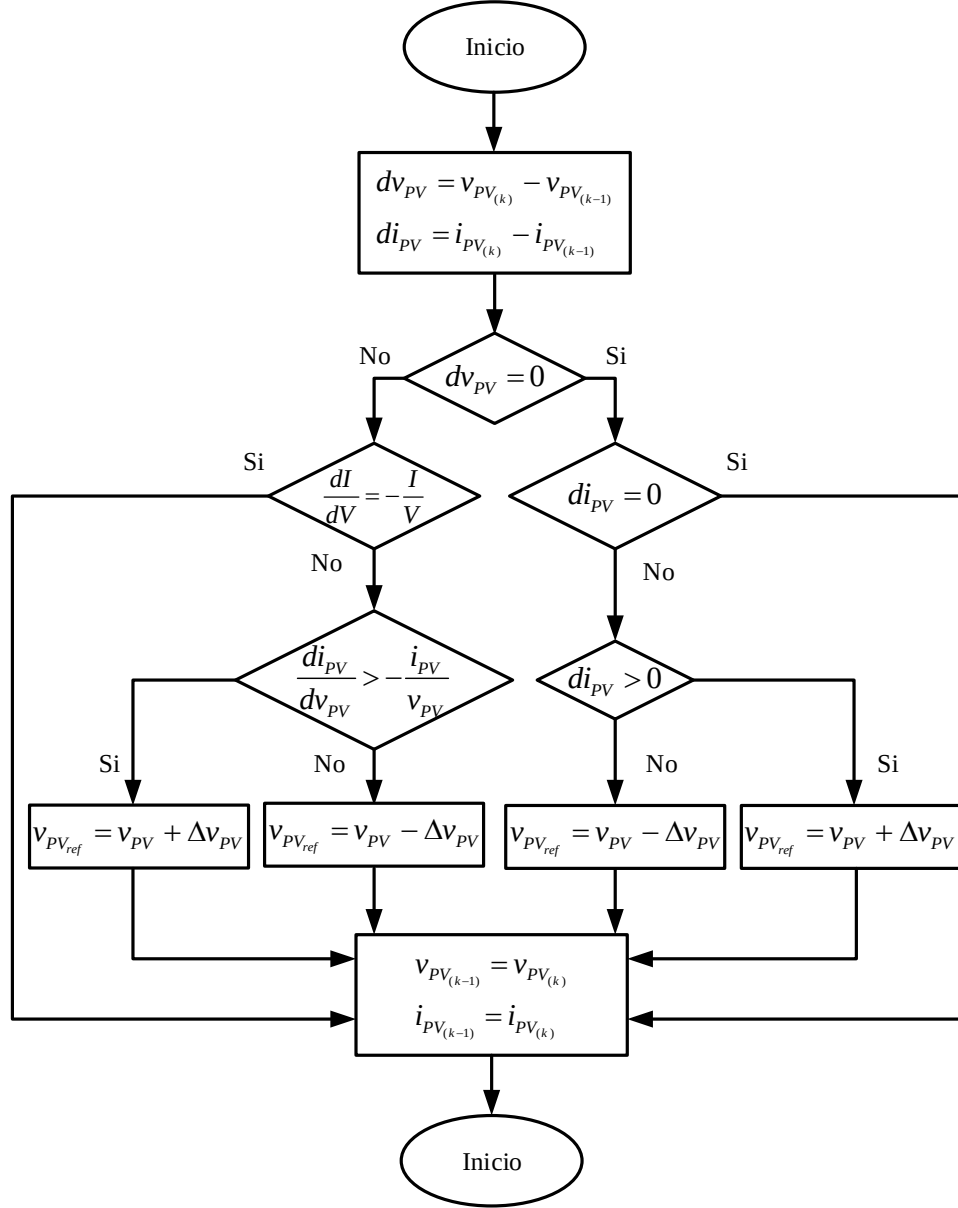


Figura 3.2. Diagrama de flujo del algoritmo de conductancia incremental.

La acción de control para el MPPT se obtiene mediante la diferencia entre la tensión en terminales de los módulos fotovoltaicos (v_{PV}) y la tensión de referencia generada por el MPPT ($v_{PV_{ref}}$), la cual se procesa por el controlador PI, generando el ciclo de trabajo (d) del convertidor *boost*. El controlador PI tiene la siguiente función de transferencia:

$$G_{PI_{MPPT}(s)} = k_{P_{MPPT}} \left(1 + \frac{1}{T_{i_{MPPT}} s} \right). \quad (3.1)$$

Donde:

- $k_{P_{MPPT}}$ representa la constante proporcional del controlador,

- $T_{i_{MPPT}}$ es la constante del tiempo de integración del controlador.

Con base en [35, 36], se proponen los siguientes valores para las constantes del controlador PI.

$$k_{P_{MPPT}} = 0.006,$$

$$T_{i_{MPPT}} = 0.004.$$

3.3. Algoritmo de seguimiento de fase (PLL)

El PLL es un algoritmo que permite estimar el ángulo de fase de la tensión de la red en el PCC. La estimación del ángulo de fase, es de gran importancia puesto que de ella depende la sincronización del SFGD con la red eléctrica; además, una correcta estimación del ángulo de fase garantiza la transferencia de potencia entre el SFGD y el SEP. Asegurar el intercambio de potencia es imprescindible para lograr inyectar la potencia activa generada por los módulos fotovoltaicos al SEP y desarrollar la FA de operación con factor de potencia fijo menor a la unidad (soporte de potencia reactiva). Existen diferentes algoritmos que permiten estimar el ángulo de fase en el PCC [37, 38]; uno de los más utilizados es el PLL basado en un integrador generalizado de segundo orden (SOGI por sus siglas en inglés) [39], el cual muestra un buen desempeño dinámico comparado con otras estructuras similares a él [40]. En la Figura 3.3 se muestra el esquema del PLL-SOGI.

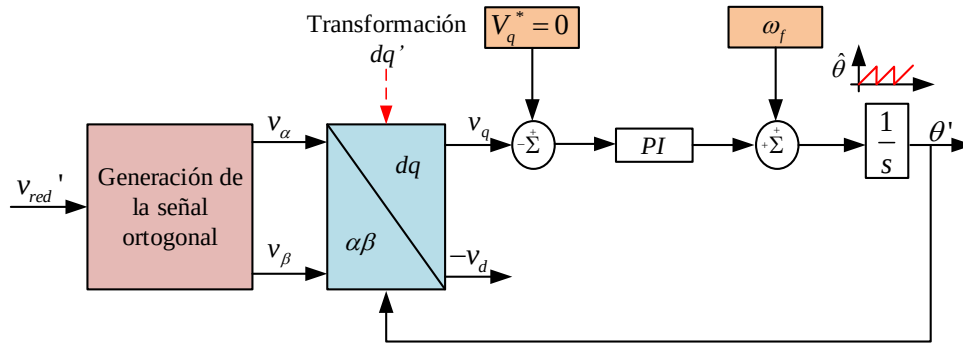


Figura 3.3. Esquema del PLL basado en un integrador generalizado de segundo orden.

De forma general el PLL está compuesto por cuatro etapas: la generación de la señal ortogonal, el mapeo al marco de referencia dq , un lazo de filtrado y la generación del ángulo de fase. La generación de la señal ortogonal puede realizarse a través del retraso de la señal original o por un filtro que modifique la fase, para este caso se utiliza el SOGI. El mapeo al marco de referencia dq' , consiste en transformar las señales variantes en el tiempo a señales continuas por medio de un procedimiento similar al mostrado en la sección 1.3.3. El lazo de filtrado corresponde

a un filtrado de las señales de alta frecuencia; comúnmente se utiliza un controlador PI, sin embargo, puede emplearse algún otro tipo de estructura con respuesta pasa bajas. La generación del ángulo consiste en un integrador de la frecuencia angular con el que se obtiene al ángulo de fase. Estas etapas se detallan a continuación.

3.3.1. Integrador generalizado de segundo orden (SOGI)

En el esquema de la Figura 3.3, se observa que la tensión normalizada de la red (v_{red}'), es procesada por el bloque denominado "Generación de la señal ortogonal". Este bloque representa un integrador generalizado de segundo orden, formado por dos filtros resonantes a la frecuencia de la red, de los cuales se obtienen dos señales con características similares; la primera es la tensión filtrada de la red eléctrica en fase con la señal original (v_α), y la segunda es la tensión filtrada de la red con un desfase de 90° (v_β). Las expresiones (3.2) y (3.3), representan las funciones de transferencia que describen a los filtros.

$$\frac{V_{\alpha(s)}}{V_{red(s)}} = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2}, \quad (3.2)$$

$$\frac{V_{\beta(s)}}{V_{red(s)}} = \frac{k\omega^2}{s^2 + k\omega s + \omega^2}. \quad (3.3)$$

Donde:

- k es una constante positiva que aumenta la velocidad de convergencia del filtro,
- ω es la frecuencia angular de la red eléctrica.

La constante k es positiva y conforme aumenta su valor, la convergencia del filtro se vuelve más rápida, pero también aumenta el sobretiro. Se sugiere que se utilicen valores entre 0.5 y tres, para lograr una operación adecuada del filtro [39]; en este caso se propone un valor de $k = 1$. Mientras que el valor de la frecuencia angular (ω) está definido por la frecuencia central de la red eléctrica (60 Hz):

$$\omega \simeq 376.99 \text{ rad/s}.$$

3.3.2. Transformación dq' en el PLL

Al igual que en la sección 1.3.3, dentro del PLL es necesario mapear las tensiones v_α y v_β al marco de referencia dq' . La transformación dq' utiliza una variante de la matriz de transformación dq para aprovechar el ángulo de fase estimado por PLL (θ'). En la expresión

(3.4), se muestra la variante para desarrollar el mapeo:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta') & \sin(\theta') \\ -\sin(\theta') & \cos(\theta') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}. \quad (3.4)$$

El ángulo de fase θ' generado por el PLL se encuentra en radianes, y se obtiene a partir de retroalimentar la señal v_q , existiendo un adelanto de 90° . Para emplear θ' dentro del esquema de control es necesario ajustar su valor de la siguiente manera:

$$\theta = \theta' - \frac{\pi}{2}.$$

3.3.3. Control PI para el PLL

El esquema de la Figura 3.3 muestra que la referencia $V_q^* = 0$, se compara con la señal de retroalimentación v_q y la diferencia es procesada por un controlador PI. La comparación de $V_q^* = 0$ con v_q , se debe al hecho que el sistema bajo estudio es monofásico, por lo tanto la componente v_q debe ser cero. Debido al SOGI y la transformación dq' , las variaciones en la frecuencia de la red eléctrica se reflejan en la señal v_q . Cuando v_q se procesa con el controlador PI, se estima la desviación en la frecuencia angular de la red y al sumarse con la frecuencia angular central (ω_f), se obtiene la frecuencia angular de la red eléctrica. Esta señal posteriormente se procesa por un integrador que se reinicia cada 2π y representa el ángulo de fase θ' . La función de transferencia del controlador PI utilizado en el PLL tiene la estructura mostrada en la expresión (3.5).

$$G_{PI_{PLL}(s)} = k_{P_{PLL}} \left(1 + \frac{1}{T_{i_{PLL}} s} \right). \quad (3.5)$$

En [37] se obtienen las expresiones (3.6) y (3.7), con la que se pueden proponer las constantes $k_{P_{PLL}}$ y $T_{i_{PLL}}$.

$$k_{P_{PLL}} = \frac{9.2}{t_s}, \quad (3.6)$$

$$T_{i_{PLL}} = \frac{t_s \xi^2}{2.3}. \quad (3.7)$$

Donde:

- t_s es el tiempo de establecimiento del PLL,
- ξ es la constante de amortiguamiento del PLL.

Debido a las condiciones de operación establecidas por las FA, es imprescindible tener información fiable sobre la tensión y la frecuencia de la red eléctrica en un tiempo determinado. El PLL es capaz de proveer esta información, pero para lograrlo hay que determinar el tiempo de

establecimiento (t_s) y la constante de amortiguamiento (ξ). De las Tablas 1.1 y 1.2, se sabe que el tiempo mínimo en el que operan las FA es de 160 ms, por lo que se debe tener información certera sobre la red eléctrica en un tiempo menor. Se propone que el tiempo de establecimiento sea de:

$$t_s = 20 \text{ ms},$$

y la constante de amortiguamiento de:

$$\xi = 0.7,$$

obteniéndose los siguientes valores para las constantes del controlador PI:

$$k_{P_{PLL}} = 460,$$

$$T_{i_{PLL}} = 4.26 \times 10^{-3}.$$

3.4. Protección contra el modo isla (*anti-islanding*)

El modo isla se presenta cuando existen anomalías donde operan las protecciones del SEP, o bien porque el operador de red suspendió el suministro de energía en una región de la red eléctrica. En ambos casos sale de operación la línea de distribución, ya sea para aislar la anomalía o para interrumpir el suministro de energía, generando cambios en la impedancia equivalente de la red eléctrica vista en el PCC. Dentro de las FA se contempla la protección contra el modo isla o *anti-islanding*; esta consiste en detectar cuando el suministro de energía proporcionado por la red eléctrica a las cargas locales ha sido suspendido, y por lo tanto el SFGD debe de cesar la inyección de energía a la “isla eléctrica” que se ha generado. El problema de la detección del modo isla, radica en el impacto en los sistemas de control utilizados por los sistemas de GD, ya sea basados en sistemas fotovoltaicos, eólicos u otro tipo de tecnología. Los controladores que se utilizan buscan gestionar la potencia de los sistemas de generación; el método para realizar esta gestión consiste en modular señales de tensión o corriente en el convertidor de electrónica de potencia, y con esto regular el flujo de potencia. Sin embargo, al generarse la “isla eléctrica” existe la posibilidad que cargas locales se mantengan conectadas junto al SFGD, y debido al control de los sistemas de generación, se pueda generar una tensión en el PCC con características similares a las de la red eléctrica (amplitud y frecuencia), provocando incertidumbre en la detección del modo isla.

Los métodos para la detección del modo isla se pueden clasificar en tres grupos: pasivos, activos y remotos [41, 42]. Los métodos pasivos se basan en la medición de parámetros como la tensión, frecuencia y sus características, donde se definen umbrales para la detección del modo isla. Los métodos activos generan perturbaciones en la tensión o corriente a la salida

del convertidor, los cuales se maximizan cuando el sistema opera en modo isla, permitiendo su detección. Los métodos remotos consisten en emplear comunicación entre los sistemas de GD y el SEP facilitando la detección del modo isla, sin embargo, este tipo de metodologías suele ser más compleja y necesita una infraestructura de enlace de comunicación, por lo que se usa típicamente en granjas fotovoltaicas o eólicas de generación eléctrica. Los métodos pasivos y activos se utilizan comúnmente en pequeños sistemas de generación eléctrica, y se recomienda que ambos operen en el mismo sistema, con el objetivo de garantizar la detección del modo isla.

Para este trabajo de investigación se propone el método activo basado en [43], el cual aprovecha la estructura del PLL mostrada anteriormente. La Figura 3.4 exhibe el esquema general del método para la “Protección contra el modo isla”, la cual está conformada por tres etapas. La primera consiste en generar un segundo armónico que excite la condición del modo isla; la segunda es la metodología para la detección del modo isla y en la tercera se detalla la lógica para la detección; estas etapas se detallan a continuación.

3.4.1. Generación del segundo armónico de corriente

En la primera etapa (ver Figura 3.4 (a)), se genera un segundo armónico (120 Hz) de muy baja amplitud en la corriente inyectada a la red eléctrica (i_2), a través del ángulo de fase (θ^*) como se observa a continuación:

$$\theta^* = \theta' + k_{MI} \sin(\theta'),$$

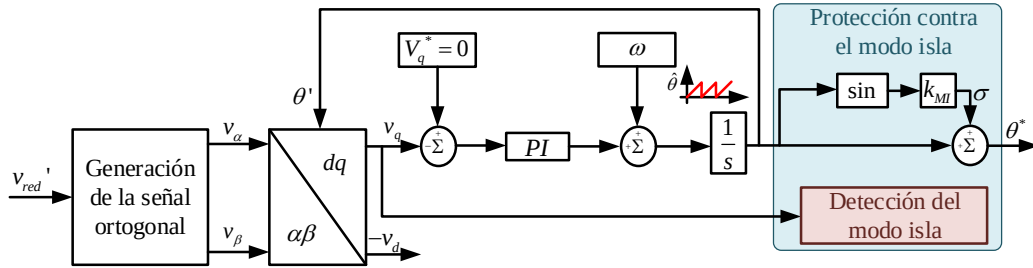
donde:

- θ^* es el ángulo de fase del PLL que genera el segundo armónico,
- θ' es el ángulo del PLL sin perturbaciones,
- k_{MI} es la constante que determina la amplitud del armónico inyectado.

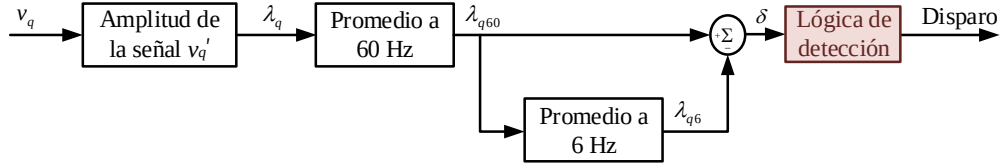
Para este trabajo de investigación se propone $k_{MI} = 0.01$. El segundo armónico tiene como objetivo interactuar con la impedancia de la red eléctrica y reflejar su efecto en la tensión normalizada de la red eléctrica (v_{red}'). Cuando v_{red}' se procesa por el SOGI y la transformación al marco de referencia dq , se obtiene a v_q cuya componente fundamental se encuentra a 120 Hz; sin embargo, dentro de la señal v_q existe una componente de retroalimentación de pequeña magnitud a 60 Hz (v_q'), que está asociada a la inyección de segundo armónico.

3.4.2. Detección del modo isla

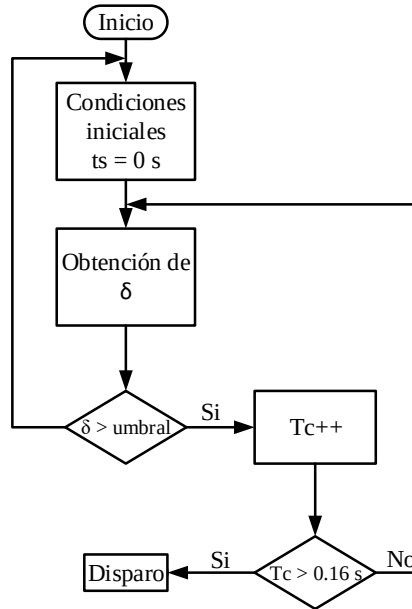
En la segunda etapa denominada “Detección del modo isla” (ver Figura 3.4 (b)), se obtiene la señal δ a través del siguiente procedimiento. Primero se necesita extraer la señal v_q' de v_q ; al



(a) Protección contra modo isla.



(b) Detección del modo isla.



(c) Lógica para la detección.

Figura 3.4. Esquema para la detección y protección contra el modo isla.

ser v_q' una señal a 60 Hz se puede emplear un filtro resonante para extraerla de v_q . Usando los filtros representados por las funciones de transferencia (3.2) y (3.3) en la señal v_q se obtienen dos componentes filtradas. La primera corresponde a la señal v_q' , y la segunda denominada $v_{q\beta}'$, representa a v_q' pero con un desfase de 90° . Ahora bien, si las señales obtenidas a través del filtro se procesan de la siguiente manera:

$$\lambda = \sqrt{(v_q')^2 + (v_{q\beta}')^2}, \quad (3.8)$$

se obtiene la señal λ , que puede ser representada a través de las componentes de la serie de Fourier como se observa en la ecuación (3.9).

$$\lambda = \lambda_q + \sum_{n=1}^{\infty} \lambda_n \sin(n\omega_\lambda t + \phi_n). \quad (3.9)$$

Donde:

- λ_q es el valor promedio de la señal λ ,
- λ_n es la amplitud de las componentes armónicas de la señal λ ,
- ω_λ representa la frecuencia angular de las componentes armónicas de la señal λ ,
- ϕ_n es el ángulo de fase de cada una de las componentes armónicas.

El valor promedio (λ_q) es la amplitud de la señal v_q' , y puede sustraerse de λ por medio del filtro pasa bajas de segundo orden tipo Butterworth expresado en (3.10).

$$\frac{\lambda_q}{\lambda} = \frac{k_{PB}\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2}. \quad (3.10)$$

Donde:

- k_{PB} es una ganancia del filtro,
- ω_c es la frecuencia de corte del filtro,
- ξ es la constante de amortiguamiento del filtro.

Para obtener λ_q , se proponen los siguientes valores para el filtro pasa bajas de segundo orden:

$$\begin{aligned} k_{PB} &= 1, \\ \omega_c &= 40\pi \frac{\text{rad}}{\text{s}}, \\ \xi &= 0.7. \end{aligned}$$

Una vez obtenida la amplitud λ_q , se promedia a una frecuencia de 60 Hz generando la señal λ_{q60} . La señal λ_{q60} también es promediada a la frecuencia de 6 Hz, y se obtiene λ_{q6} . Posteriormente se compara λ_{q60} y λ_{q6} , la diferencia entre ellas se denomina δ . Puesto que λ_{q60} y λ_{q6} , en operación nominal tienen el mismo valor, la diferencia (δ) tiende a cero durante la mayor parte de operación del sistema.

Cuando se presenta una operación anormal en la red eléctrica que no sea de larga duración (transitorios), la variable δ tiene variaciones en su valor; sin embargo, como λ_{q60} y λ_{q6} son promediadas a diferentes frecuencias, las variaciones tienen periodos cortos de duración, y no superan los umbrales para determinar si el sistema opera en modo isla. La suspensión del

suministro eléctrico es de larga duración, por lo que las señales λ_{q60} y λ_{q6} tienen diferencias en su amplitud, provocando que δ supere un umbral durante un tiempo determinado, considerado como operación en modo isla. El código utilizado en las simulaciones propuestas para validar la detección del modo isla se añade en el Apéndice B.

3.4.3. Algoritmo para la detección del modo isla

En la etapa tres del modo isla: “Lógica” (ver Figura 3.4 (c)), la variable δ se procesa para determinar si el SFGD se encuentra en modo isla. Estocásticamente se define un umbral de 0.012, que al ser superado por δ se activa un contador (T_c). Si T_c supera el tiempo de 128 ms, opera la protección contra el modo isla desconectando el SFGD de la red eléctrica.

3.5. Control basado en pasividad estándar (PBC)

A partir de la estructura definida en el convertidor, el inversor basado en la topología puente completo debe soportar variaciones de tensión y frecuencia (LHVRT, LHFRT). Si las condiciones lo requieren, el inversor tendrá que inyectar/extraer potencia reactiva de la red eléctrica, con el fin de dar soporte al SEP y tratar de regular la tensión en el PCC. Además, durante la operación del inversor en las condiciones establecidas por las FA, se debe regular la tensión del bus de CD (v_{CD}) para asegurar el MPPT.

Teniendo en cuenta los retos operativos mencionados, se debe emplear un sistema de control para el inversor que garantice su operación ante las condiciones indicadas que los sistemas clásicos no contemplan, además de las variaciones paramétricas asociadas a la impedancia de la red eléctrica. En [44] se menciona que el PBC estándar tiene un buen desempeño ante variaciones paramétricas y además aprovecha las características físicas del sistema, lo que se traduce en una buena respuesta dinámica del sistema de control y del inversor; por estas razones se propone su uso.

El condensador del bus del CD (C_{CD}) permite desacoplar el convertidor *boost* y el inversor, si se garantiza la regulación de la tensión del bus de CD (v_{CD}) por medio del inversor. Teniendo en cuenta lo anterior, se puede emplear el modelo matemático en el marco de referencia dq de la ecuación (1.20), y reescribirlo en la forma expresada en (3.11).

$$\mathbf{M}\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{R}\mathbf{x} + \mathbf{J}\mathbf{x} = \boldsymbol{\varepsilon}. \quad (3.11)$$

Con:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_{CD} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_1 & 0 & 0 & 1 & 0 & -u^d \\ \omega L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -u^q \\ 0 & 0 & 0 & -\omega L_2 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega L_2 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & -\omega C_f & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 & \omega C_f & 0 & 0 \\ u^d & u^q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} 0 & 0 & v_{red}^d & v_{red}^q & 0 & 0 & i_B \end{bmatrix}',$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_1^d & i_1^q & i_2^d & i_2^q & v_{C_f}^d & v_{C_f}^q & v_{CD} \end{bmatrix}'.$$

Donde:

- $\mathbf{M}$ se define como la matriz de almacenamiento,
- $\mathbf{R}$ se define como la matriz de amortiguamiento,
- $\mathbf{J}$ se define como la matriz antisimétrica,
- ε son las entradas no controladas,
- $\mathbf{x}$ es el vector de variables de estado.

Si se cumplen las siguientes restricciones:

$$\mathbf{M} > 0,$$

$$\mathbf{R} \geq 0,$$

$$\mathbf{J} = -\mathbf{J}'.$$

De acuerdo a [45], se puede proponer la ley de control (de forma implícita) mostrada en (3.12).

$$\mathbf{M}\dot{\mathbf{x}}^* + \mathbf{R}\mathbf{x}^* + \mathbf{J}\mathbf{x}^* + \mathbf{R}_a\mathbf{e} = \boldsymbol{\varepsilon}, \quad (3.12)$$

donde:

- $\mathbf{x}^*$ representa las variables deseadas,
- $\mathbf{R}_a$ es el amortiguamiento añadido,
- $\mathbf{e}$ es el error definido como $(\mathbf{x}^* - \mathbf{x})$.

Definiendo a:

$$\mathbf{R}_a = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

de la expresión (3.12), se puede extraer la ley de control, resultando en (3.13) y (3.14).

$$u^d = \frac{1}{v_{CD}^*} [L_1 \dot{i}_1^{d*} + R_1 i_1^{d*} - \omega L_1 i_1^{q*} + v_{C_f}^{d*} + k_1 (i_2^{d*} - i_2^d)], \quad (3.13)$$

$$u^q = \frac{1}{v_{CD}^*} [L_1 \dot{i}_1^{q*} + R_1 i_1^{q*} + \omega L_1 i_1^{d*} + v_{C_f}^{q*} + k_2 (i_2^{q*} - i_2^q)]. \quad (3.14)$$

La ley de control expresada en (3.13) y (3.14), lleva a cabo las acciones de control, pero existe un error en estado estable en la tensión del bus de CD (v_{CD}) debido a las incertidumbres en el modelo, siendo necesario garantizar una tensión en el bus de CD regulada. En [46] se incluye una acción integral sobre la componente u^d que suprime el error en estado estable en v_{CD} ; utilizando la misma estrategia en la ecuación (3.14), se obtiene (3.15).

$$u^d = \frac{1}{v_{CD}^*} [L_1 \dot{i}_1^{d*} + R_1 i_1^{d*} - \omega L_1 i_1^{q*} + v_{C_f}^{d*} + k_1 (i_2^{d*} - i_2^d)] + k_3 \int (v_{CD} - v_{CD}^*) dt. \quad (3.15)$$

3.5.1. Generación de las variables deseadas ($\mathbf{x}^*$)

En la sección 2.2, se realizó el análisis donde se establece la tensión necesaria para el bus de CD, por lo tanto:

$$v_{CD}^* = 250 \text{ V.}$$

De [27], la potencia activa y reactiva puede ser estimada por las ecuaciones (3.16) y (3.17).

$$P_{red} = \frac{1}{2} \left(v_{red}^d i_2^d + v_{red}^q i_2^q \right), \quad (3.16)$$

$$Q_{red} = \frac{1}{2} \left(v_{red}^q i_2^d - v_{red}^d i_2^q \right). \quad (3.17)$$

Además, el algoritmo para el MPPT posibilita estimar la potencia disponible en los módulos fotovoltaicos a través de la siguiente expresión:

$$P_{PV} \simeq v_{PV} i_{PV}. \quad (3.18)$$

La potencia inyectada a la red eléctrica (P_{red}), proviene de los módulos fotovoltaicos; entonces es posible aplicar la siguiente aproximación:

$$P_{red} \simeq P_{PV}. \quad (3.19)$$

Sustituyendo las ecuaciones (3.16) y (3.18) en (3.19), y sabiendo que por ser un sistema monofásico $v_q \simeq 0$, se obtiene la componente d de la corriente que se desea inyectar al SEP (3.20).

$$i_2^{d*} \simeq \frac{2(v_{PV} i_{PV})}{v_{red}^d}. \quad (3.20)$$

La componente q de corriente que se desea inyectar a la red eléctrica, es función de la potencia reactiva de soporte (Q^*); empleando la ecuación (3.17), se puede obtener (3.21).

$$i_2^{q*} = -\frac{2Q^*}{v_{red}^d}. \quad (3.21)$$

Se sabe que en *PBC*, la ley de control se define con base en la dinámica del error entre el sistema deseado ($\mathbf{x}^*$) y el sistema real ($\mathbf{x}$) [27, 44, 45]. El sistema deseado conserva la estructura de la ecuación (3.11), solamente se sustituye el vector de variables $\mathbf{x}$ por $\mathbf{x}^*$, como se observa en (3.22).

$$\mathbf{M}\dot{\mathbf{x}}^* + \mathbf{R}\mathbf{x}^* + \mathbf{J}\mathbf{x}^* = \boldsymbol{\varepsilon}. \quad (3.22)$$

Del sistema expresado en (3.22), se puede extraer el siguiente conjunto de ecuaciones que representan las variables deseadas:

$$\begin{aligned} v_{C_f}^{d*} &= -\omega L_2 i_2^{q*} + R_2 i_2^{d*} + L_2 \dot{i}_2^{d*} + v_{red}^d, \\ v_{C_f}^{q*} &= \omega L_2 i_2^{d*} + R_2 i_2^{q*} + L_2 \dot{i}_2^{q*}, \\ i_1^{d*} &= i_2^{d*} - \omega C_f v_{C_f}^{q*} + C_f \dot{v}_{C_f}^{d*}, \\ i_1^{q*} &= i_2^{q*} + \omega C_f v_{C_f}^{d*} + C_f \dot{v}_{C_f}^{q*}. \end{aligned} \quad (3.23)$$

Se observa que las referencias deseadas son función de i_2^{d*} , i_2^{q*} y v_{red}^d , por lo que la potencia reactiva asociada al filtro se compensa de forma automática, cuando estas son generadas. Para generar la derivada de las variables deseadas, se emplea un *derivador sucio*, que consiste en un filtro pasa altas de primer orden con la función de transferencia mostrada en (3.24).

$$G_{PA(s)} = \frac{s}{s + \omega_0}. \quad (3.24)$$

Donde:

- ω_0 es la frecuencia de corte del filtro pasa alta de primer orden.

Debido a la conmutación de los interruptores, existe un ruido de alta frecuencia en las variables, el cual se propaga de forma radiada o conducida. Con el objetivo de evitar su amplificación por la derivada que se presenta en la ley de control, se propone:

$$\omega_0 = 2000\pi \text{ rad/s},$$

dado que la respuesta en frecuencia del filtro después de su frecuencia de corte tiene una ganancia unitaria.

En el denominador de la variables deseadas $i_2^{d,q*}$, aparece la componente d de la tensión de la red (v_{red}^d), por lo cual se debe de considerar un arranque suave a partir del tiempo de establecimiento del PLL, con el objetivo de evitar indeterminaciones dentro de la estrategia de control y comprometer la operación del sistema físico.

El sistema de control está conformado por las estrategias de control y los actuadores (hardware/software) que generan la acción de control sobre la planta. En este capítulo se obtuvieron los parámetros asociados a las estrategias de control empleadas, para cumplir con los objetivos de control. Con base es estos parámetros es posible realizar una validación del sistema operando en lazo cerrado, lo cual se lleva a cabo en el siguiente capítulo incorporando también el uso de dispositivos que fungen como los actuadores dentro del sistema de control.

RESULTADOS

En este capítulo se presentan los resultados de simulación numérica, simulación en tiempo real en un esquema HIL y pruebas experimentales que validan los análisis presentados en los Capítulos anteriores. En las Figuras 4.1, 4.3 y 4.2 se observan distintas condiciones de operación que permiten observar el comportamiento del convertidor de electrónica de potencia, y además evaluar la dinámica del sistema de control en regiones de tensión contempladas por las FA. Estos condiciones se incluyen dentro de los casos de estudio que se desarrollan en la siguientes secciones.

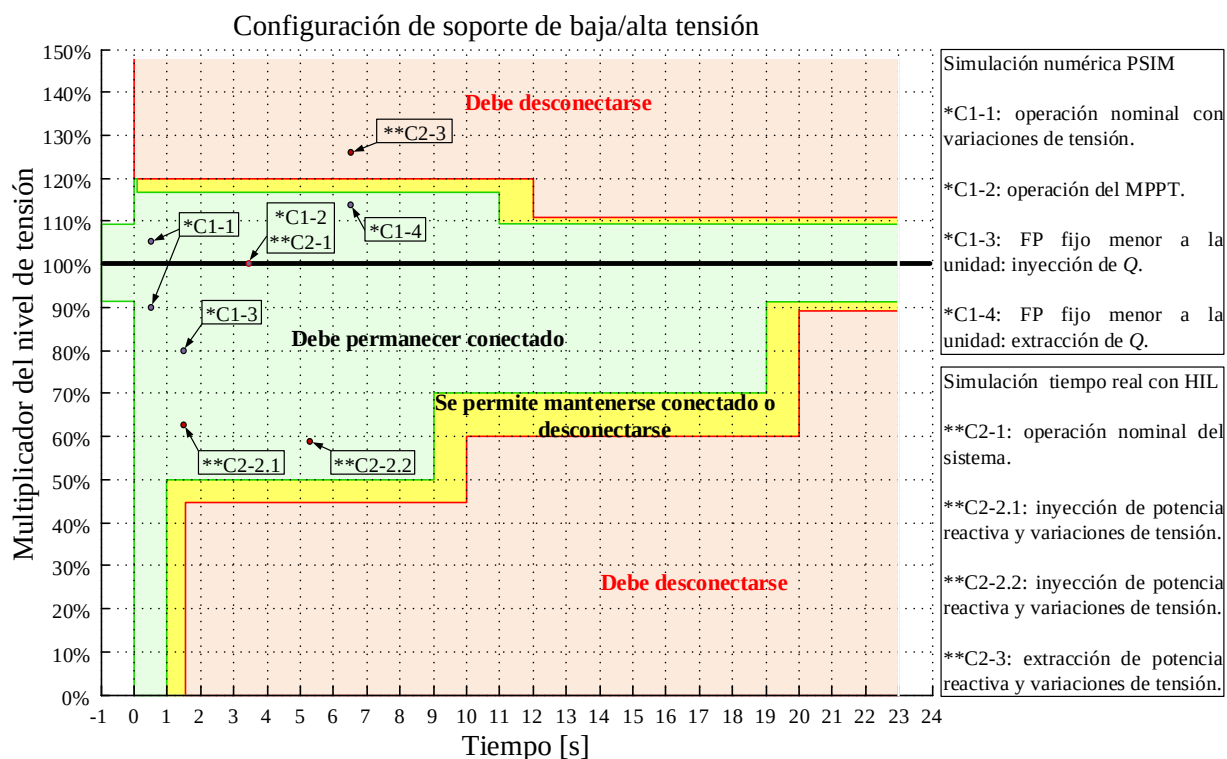


Figura 4.1. Condiciones de tensión de los casos de estudio (LHVRT).

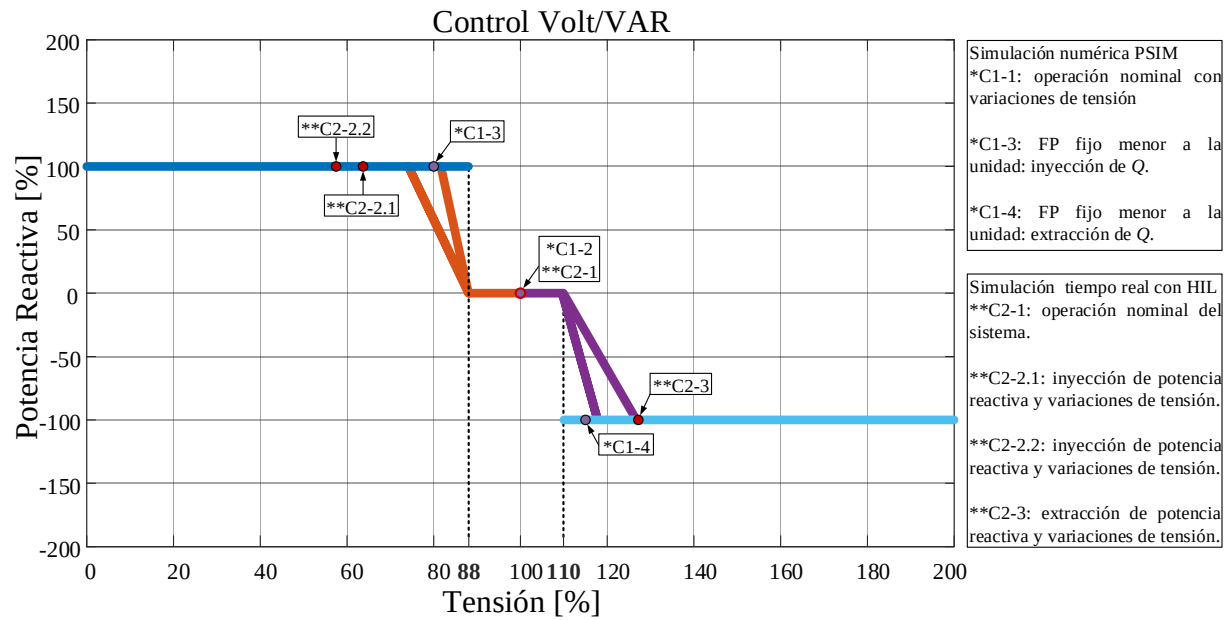


Figura 4.2. Condiciones de potencia reactiva de los casos de estudio (Volt/VAR).

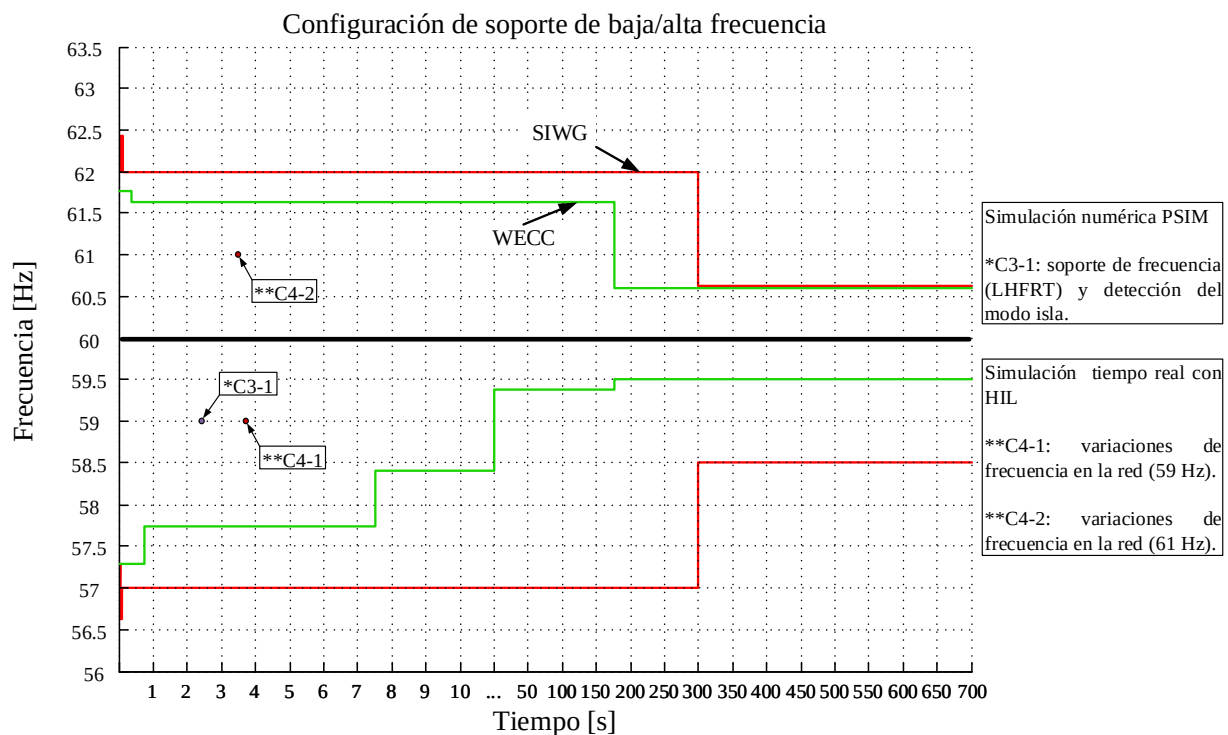


Figura 4.3. Condiciones de frecuencia de los casos de estudio (LHFRT).

Se observa que los parámetros correspondientes al filtro LCL difieren un poco a los obtenidos en el Capítulo 2, el motivo se debe a que estos son los que se encuentran disponibles en el laboratorio y son los que tienen valores más próximos a los obtenidos durante el análisis. Estos parámetros también se utilizan en la simulación en tiempo real con HIL, y parte de ellos durante las pruebas experimentales.

4.1.1. Caso 1: operación nominal, operación del MPPT, LHVRT y soporte de potencia reactiva

Se plantean cuatro escenarios de operación que permiten evaluar de forma individual la respuesta del SFGD interconectado a la red eléctrica ante diferentes condiciones de operación. Las variaciones de tensión se encuentran en función de los rangos establecidos por las FA.

4.1.1.1. Operación nominal

Durante la operación nominal el SFGD tiene que soportar variaciones de tensión en la red eléctrica, que se encuentran dentro del rango establecido por las FA. Se considera que los módulos fotovoltaicos operan en condiciones ideales, la tensión de la red eléctrica inicia en condiciones nominales, una resistencia R_C que emula cargas en el PCC, un tiempo de simulación de $t=2.5$ s, una etapa de precarga del condensador (C_{CD}) hasta $t_0=0.2$ s, y un arranque suave del sistema de control durante el intervalo $0.2 \leq t \leq 1.1$ s. También se realizan dos transitorios; el primero corresponde a una caída de tensión de la red eléctrica al 90 % en $t_2=1.1$ s y el segundo una elevación de tensión al 105 % de la red eléctrica en $t_3=1.8$ s; el sistema se mantiene operando en esta condición hasta el final de la simulación. Los resultados bajo estas consideraciones se muestran en la Figura 4.5.

Se observa que el transitorio más relevante se presenta en la corriente en t_0 , y se debe al inicio de operación del sistema de control; no obstante, el sobretiro está contemplado dentro de los rangos de operación del convertidor ($\simeq 28 A_P$) y por lo tanto no representa un problema en la operación del sistema. En t_2 y t_3 , durante los cambios en la tensión, el transitorio generado es prácticamente nulo, mostrando el resultado correcto de las estrategias de control y el inversor fotovoltaico. Pese a que la tensión no llega al estado estable por el arranque suave, se observa que el rizo de tensión en el bus de CD (Δv_{CD}), tiene una variación mínima en su amplitud (< 1 V) cuando ocurren las variaciones de la tensión de la red.

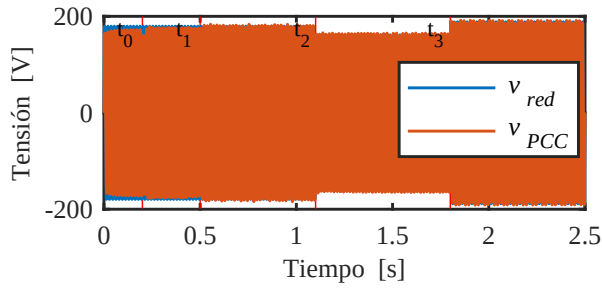
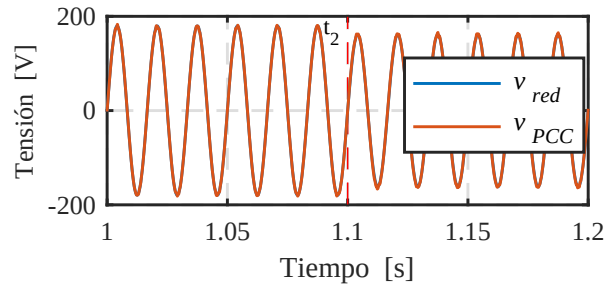
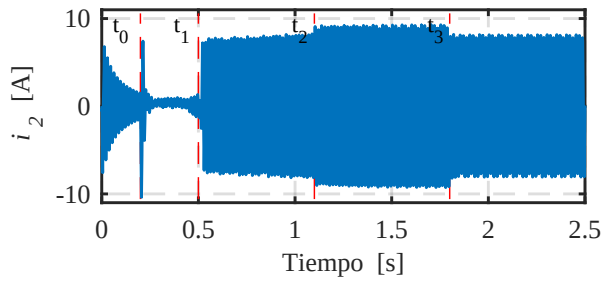
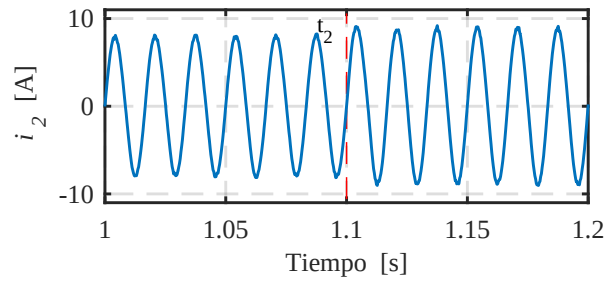
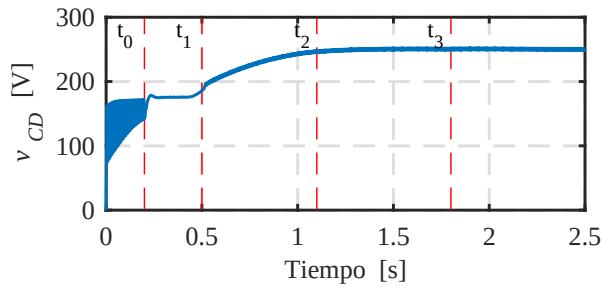
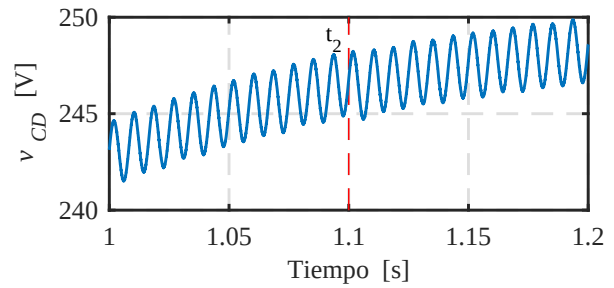
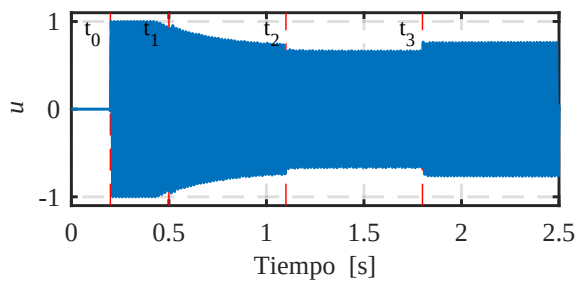
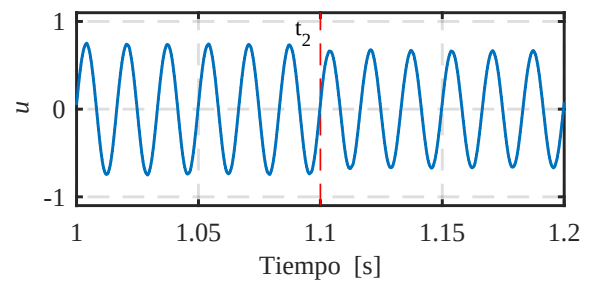
(a) Tensiones v_{red} y v_{PCC} .(b) Tensiones v_{red} y v_{PCC} con acercamiento.(c) Corriente i_2 .(d) Corriente i_2 con acercamiento.(e) Tensión v_{CD} .(f) Tensión v_{CD} con acercamiento.(g) Señal de control u .(h) Señal de control u con acercamiento.

Figura 4.5. Resultados de simulación para la operación nominal.

4.1.1.2. Operación del MPPT

Para validar la operación del MPPT se propone que las condiciones de operación de la red eléctricas sean ideales. También se contempla un tiempo de simulación de $t=2.5$ s, con cambios

abruptos de irradiancia, y al igual que el caso anterior un arranque suave. De $t=0$ s hasta $t_1=1$ s, se utiliza una irradiancia de 600 W/m^2 ; de $t=1$ s hasta $t=1.5$ s, se utiliza una irradiancia de 700 W/m^2 ; de $t=1.5$ s hasta $t=2$ s, se utiliza una irradiancia de 800 W/m^2 ; por último en $t=2$ s, se emplea la irradiancia nominal (1000 W/m^2) hasta el final de la simulación. En la Figura 4.6, se muestran los resultados de simulación que consideran las condiciones de operación previas.

Se observa que debido a los cambios abruptos de irradiancia, existen transitorios que se ven reflejados principalmente en las variables del convertidor *boost*; el sobretiro más grande es en $t=2$ s, en donde ocurre un escalón de irradiancia de 200 W/m^2 ; no obstante, tanto para la tensión (v_{PV}) y corriente (i_{LB}) el sobretiro es menor al 11 %, considerado dentro de la operación del convertidor. Además, se sabe que los cambios de irradiancia tienen una dinámica lenta, por lo que se espera que este sobretiro disminuya ante condiciones reales de operación. También se observa que al inicio de la simulación existe un error en el MPPT, el cual se debe a la condición inicial de tensión que tiene el algoritmo, puesto que desde el punto de vista eléctrico la tensión de referencia se encuentra lejos de la tensión de máxima extracción de potencia, y el tiempo en el que ocurren los cambios de irradiancia no permite el ajuste en la tensión de referencia $v_{PV_{ref}}$. Sin embargo, conforme la irradiancia se acerca al valor nominal (1000 W/m^2), el error va disminuyendo debido a que la tensión del máximo punto de potencia está mas cerca de la tensión de referencia.

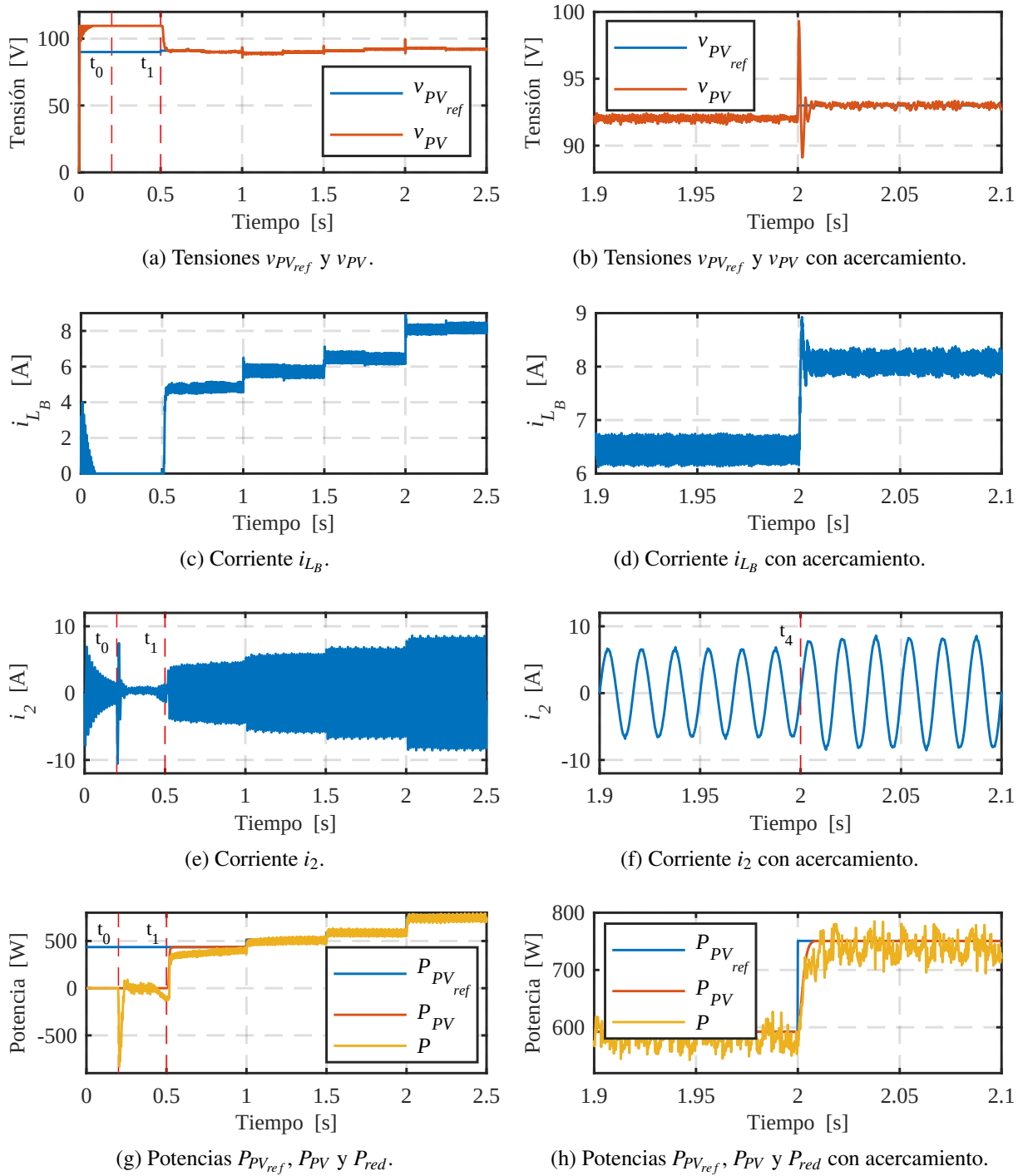


Figura 4.6. Resultados de simulación para la operación del MPPT.

4.1.1.3. Factor de potencia fijo menor a la unidad: inyección de Q

Como ya se mencionó la operación con FP fijo menor a la unidad o soporte de potencia reactiva, consiste inyectar/extraer potencia en función de la tensión de la red. Para este caso de simulación

se considera inyectar potencia reactiva después de una caída de tensión. El tiempo de simulación es de $t=2.5$ s, iniciando con las condiciones nominales de la red eléctrica y contemplando un arranque suave. En $t_2=1.2$ s, se genera la caída de tensión en la red (v_{red}) al 80 %; posteriormente en $t_3=1.8$ s se inyecta potencia reactiva (750 VAR) emulando el comportamiento de la FA de soporte de potencia reactiva, manteniendo esta condición hasta el final de la simulación. Los resultados de simulación donde se contemplan las consideraciones previas se observan en la Figura 4.7.

Se observa que existen transitorios en los instantes correspondientes a las perturbaciones t_2 y t_3 , debido a la caída de tensión y la inyección de potencia reactiva respectivamente, tanto en la tensión del bus de CD (v_{CD}) y la corriente inyectada a la red eléctrica (i_2), pero la variación o sobretiro es menor al 5 % lo cual no representa riesgo en la operación del sistema. Sin embargo, a pesar de los cambios en el PCC, la corriente a través del inductor del convertidor *boost* no se ve afectada, ya que está asociada a la potencia activa. En la Figura 4.7 (a), se muestra la compensación en la tensión de la red en el PCC (v_{PCC}) debido a la inyección de potencia reactiva, este fenómeno es similar al utilizado por los compensadores estáticos de potencia (STATCOM por sus siglas en inglés) para compensar líneas de transmisión, pero a menor escala. No obstante, en zonas con alta penetración de SFGD con la capacidad de ejecutar la FA de soporte de potencia reactiva, se espera que la compensación tenga un mayor impacto y mejore la calidad del suministro eléctrico.

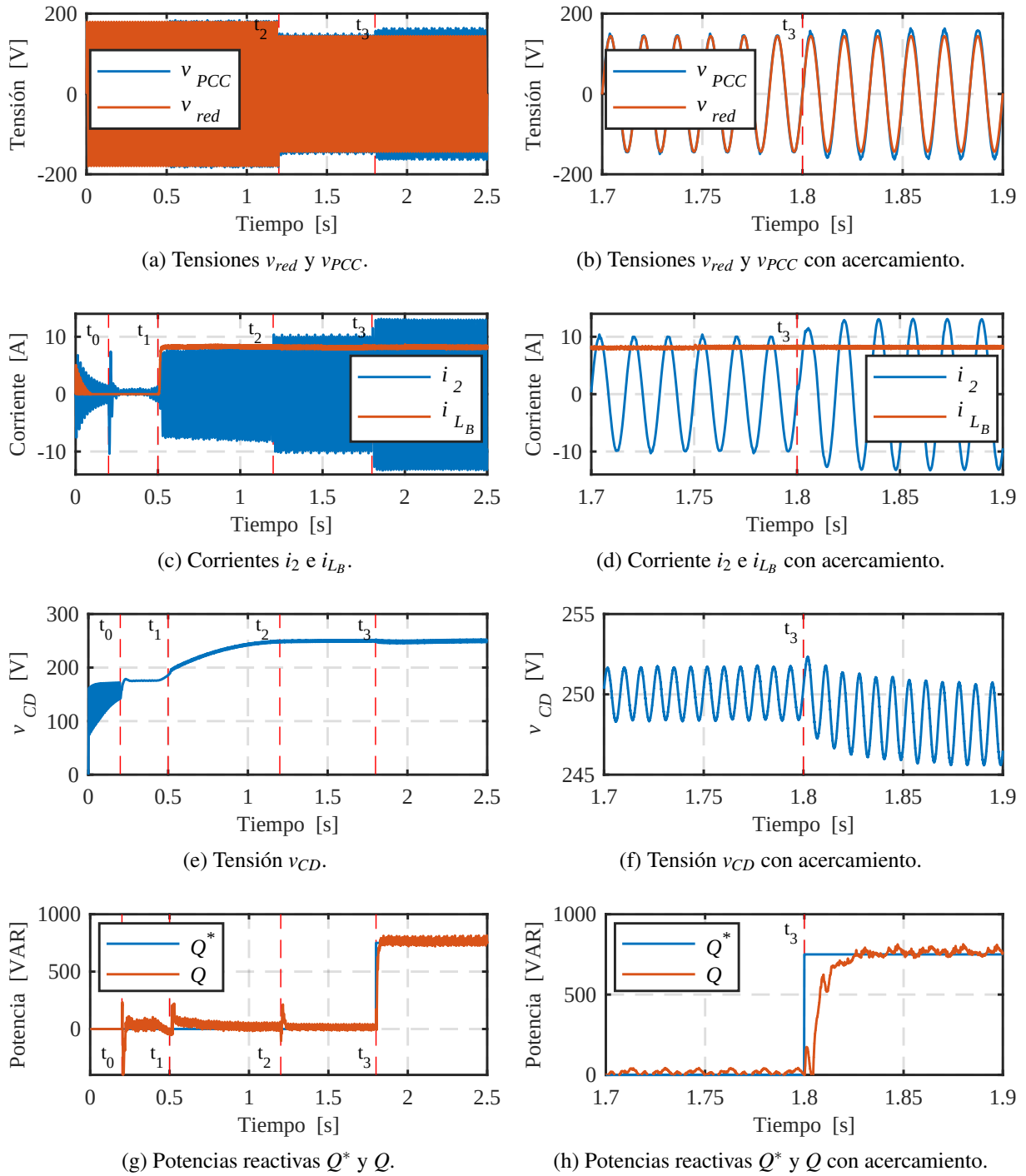


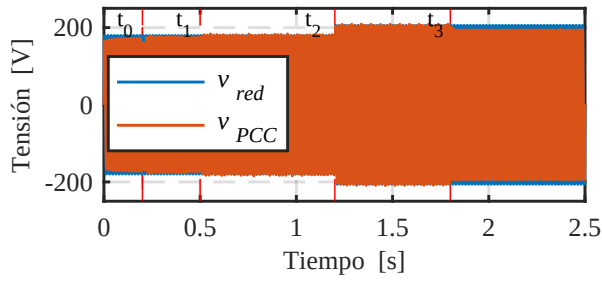
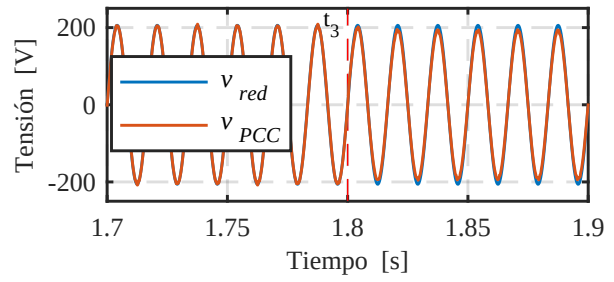
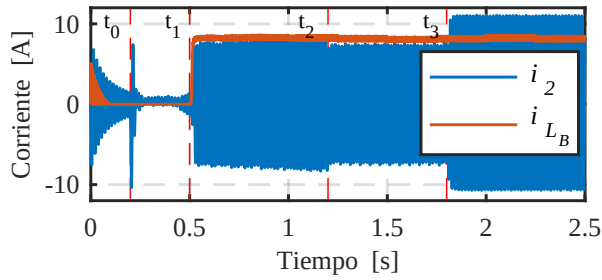
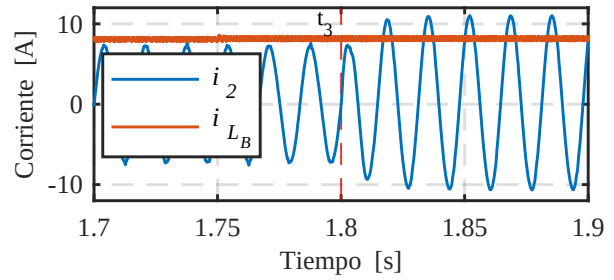
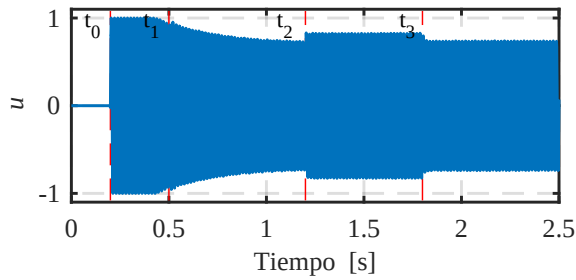
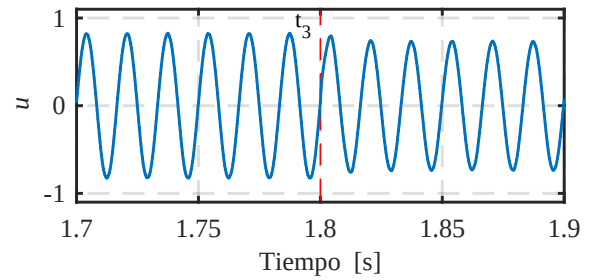
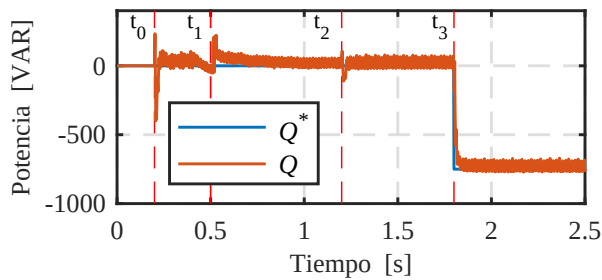
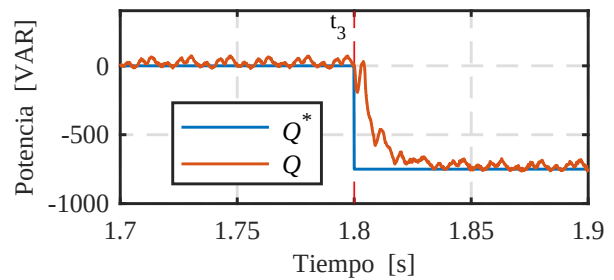
Figura 4.7. Resultados de simulación para la operación con factor fijo menor a la unidad: inyección de Q .

4.1.1.4. Factor de potencia fijo menor a la unidad: extracción de Q

Este caso de simulación representa la operación dual al caso previo, es decir, se propone una elevación en la tensión de la red eléctrica (v_{red}), condición que posteriormente requiere extraer

potencia reactiva de la red eléctrica. Se considera un tiempo de simulación de $t=2.5$ s, iniciando con las condiciones nominales de la red eléctrica y contemplando un arranque suave. En $t_2=1.2$ s, se genera la elevación de tensión en la red (v_{red}) al 115 %; posteriormente en $t_3=1.8$ s se extrae potencia reactiva (750 VAR) emulando el comportamiento de la FA de soporte de potencia reactiva, manteniendo esta condición hasta el final de la simulación. En la Figura 4.8 se muestran los resultados que consideran las condiciones previas.

Al igual que en la sección 4.1.1.3, se observa que existe una compensación de la tensión el PCC del 6.16 % debido a la extracción de potencia reactiva y que los transitorios son menores al 5 % lo cual se encuentra dentro de las condiciones de operación. Durante el análisis del dimensionamiento del convertidor, se consideró que el índice de modulación (m_a) debe ser máximo 0.95 para evitar la sobremodulación. Este fenómeno puede presentarse cuando se extrae potencia reactiva, por lo que resulta conveniente evaluar la señal de control a modulación u . En la Figura 4.8 (f) se aprecia la señal de interés, se observa que pese a que la tensión de la red eléctrica está al 115 %, la señal u de control aún se encuentra por debajo del valor máximo establecido (0.95), lo que respalda el dimensionamiento del convertidor sin contemplar las pérdidas eléctricas de los interruptores.

(a) Tensiones v_{red} y v_{PCC} .(b) Tensiones v_{red} y v_{PCC} con acercamiento.(c) Corrientes i_2 e i_{LB} .(d) Corriente i_2 e i_{LB} con acercamiento.(e) Señal de control u .(f) Señal de control u con acercamiento.(g) Potencias reactivas Q^* y Q .(h) Potencias reactivas Q^* y Q con acercamiento.Figura 4.8. Resultados de simulación para la operación con factor fijo menor a la unidad: extracción de Q .

4.1.2. Caso 2: soporte de tensión (LHVRT), operación con FP fijo menor a la unidad y detección del modo isla

En condiciones reales de operación, el SFGD estará expuesto a la operación en conjunto de las distintas FA que se contemplen. Por ejemplo, una alta demanda de potencia puede estar asociada a una carga o un conjunto de ellas; si éstas salen de operación drásticamente se pueden ocasionar variaciones en tensión, “islas eléctricas” y si la potencia de la carga es comparable con la capacidad del sistema puede ocasionar variaciones en la frecuencia. Por este motivo es imprescindible evaluar el comportamiento del SFGD ante escenarios de operación donde se contemple la operación de por lo menos dos de las FA. En esta sección del trabajo, se aborda la operación conjunta de la función de soporte ante variaciones de tensión (LHVRT), operación con FP fijo menor a la unidad y la detección del modo isla.

4.1.2.1. Caída de tensión en la red, inyección de Q y detección del modo isla

Una caída de tensión puede ser ocasionada por la conexión de una carga que demanda un nivel de potencia importante comparado con la capacidad del SEP, la pérdida o reducción de generación de energía eléctrica, corto circuitos en alguna zona del SEP, etc. En algunos casos, la caída de tensión puede ser tan severa que se debe suministrar potencia reactiva (Q) para tratar de compensar la tensión de la red eléctrica en el PCC, y en casos más críticos se pueden generar “islas eléctricas” para aislar la falla. Para evaluar el SFGD ante estas condiciones, se propone una simulación con una duración de $t = 2.5$ s. Donde en $t_0 = 1.2$ s ocurre la caída de tensión de la red (v_{red}) al 80 %, la inyección de potencia reactiva se ejecuta en $t_1 = 1.8$ s y la desconexión de la red eléctrica ocurre en $t_2 = 2.2$ s; sin embargo se sigue monitoreando su tensión para visualizar la discrepancia con la tensión en el PCC (v_{PCC}). Cabe mencionar que en los siguientes casos se omite el primer segundo de simulación, dado que corresponden al arranque suave mostrado en la sección 4.1.1. El resultado de las consideraciones mencionadas se muestra en la Figura 4.9.

Se observa que debido a la inyección de reactivos, la tensión en el PCC (v_{PCC}) es compensada y que los sobretiros generados por la caída de tensión y la inyección de potencia reactiva son prácticamente nulos. La corriente que se inyecta a la red (i_2), es ajustada por el sistema de control para mantener el balance de potencia y la corriente a través del inductor del convertidor *boost* (i_{LB}) no presenta transitorios a pesar de las variaciones contempladas. La tensión del bus de CD (v_{CD}) se encuentra estable alrededor de los 250 V, con transitorios de hasta 0.5 s pero sin sobretiros mayores al 5 % con respecto de la tensión de referencia (250 V); a pesar de la dinámica de v_{CD} , el MPPT no se ve afectado. La potencia activa (P) y reactiva (Q) muestran dinámicas rápidas de aproximadamente 20 ms, debido a que actúan sobre las corrientes de referencia y su

acción en el sistema de control es casi instantánea. El disparo para desconectar al SFGD del SEP y desactivar el sistema de control, ocurre en $t \simeq 2.35$ s; se observa que al interrumpir la inyección de potencia, las corrientes i_2 e i_{L_B} toman un valor de cero, lo cual indica la desconexión del SFGD con la red eléctrica.

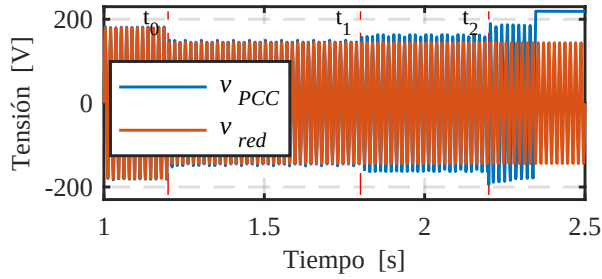
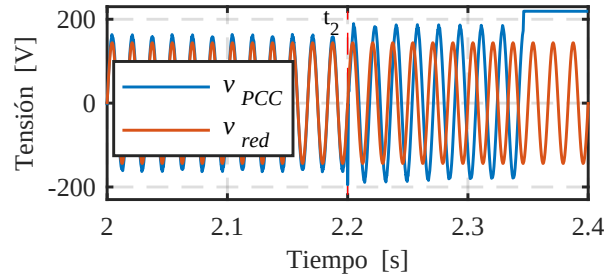
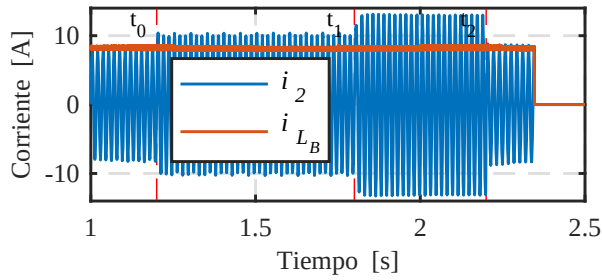
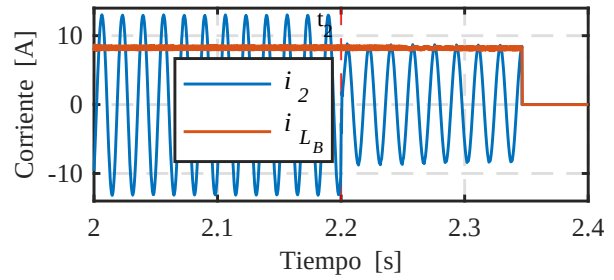
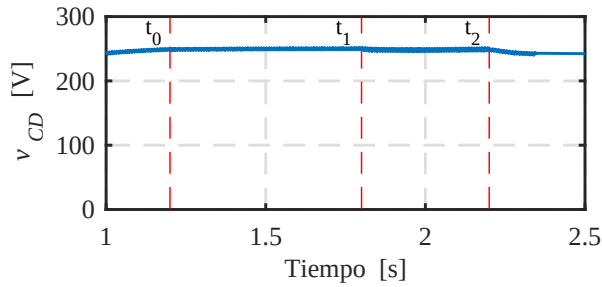
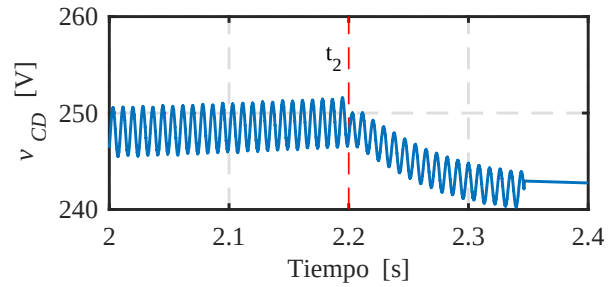
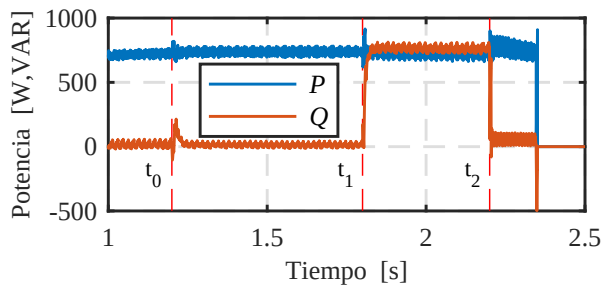
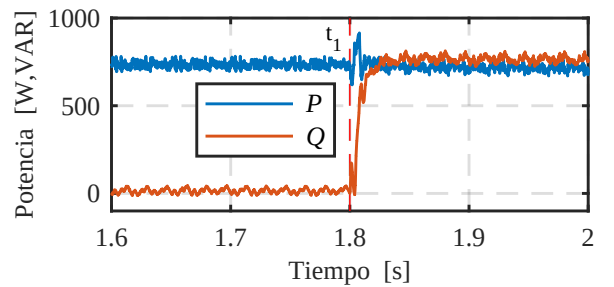
(a) Tensiones v_{red} y v_{PCC} .(b) Tensiones v_{red} y v_{PCC} con acercamiento.(c) Corrientes i_2 e i_{L_B} .(d) Corrientes i_2 e i_{L_B} con acercamiento.(e) Tensión v_{CD} .(f) Tensión v_{CD} con acercamiento.(g) Potencias P y Q .(h) Potencias P y Q con acercamiento.

Figura 4.9. Resultados de simulación considerando caída de tensión en la red, inyección de Q y detección del modo isla.

4.1.2.2. Elevación de tensión en la red, extracción de Q y detección del modo isla

Al igual que en el caso anterior se contempla la operación simultánea de tres de las FA, pero con extracción de potencia reactiva debido a un incremento en la tensión de la red eléctrica (v_{red}) y detección del modo isla debido a una interrupción del suministro en la red eléctrica. La simulación se desarrolla para un tiempo de $t=2.5$ s; en $t_0=1.2$ s, ocurre un la elevación en la tensión de la red (v_{red}); en $t_1=1.8$ s, se activa la extracción de potencia reactiva y en $t_2=2.2$ s, se genera la “isla eléctrica”. Estas condiciones de operación se reflejan en los resultados de la Figura 4.10.

Se observa que la tensión en el PCC es compensada por la extracción de potencia reactiva a la red eléctrica. La corriente inyectada a la red eléctrica es ajustada por la estrategia de control (PBC), para cumplir con el suministro de potencia deseado; pese a los cambios en las condiciones de operación los transitorios en corriente son prácticamente nulos. Las señales de control que se ven afectadas por el cambios en las condiciones de operación del SEP, son la señales u_d y u_q principalmente; no obstante, los esfuerzos en control no generan saturación. El ciclo de trabajo del convertidor *boost* (d), no se modifica con los cambios de operación en la red eléctrica. Las potencias P y Q siguen teniendo un buen desempeño dinámico, alcanzando el estado estable en aproximadamente 20 ms. Al desconectarse la red eléctrica en $t=2.2$ s, las señales sufren un transitorio, a excepción del ciclo de trabajo (d), lo que indica que el sistema de control del convertidor *boost* tiene un buen rechazo ante las perturbaciones. Una vez generada la “isla eléctrica”, el algoritmo de detección del modo isla opera en $t \simeq 2.35$ s y se observa que las señales del sistema de control (u_d , u_q y d), la corriente inyectada a la red (i_2) y las potencias monitoreadas (P y Q), toman un valor de cero lo que indica que se ha detectado la operación en modo isla.

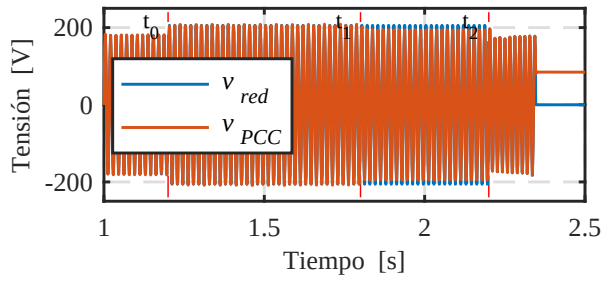
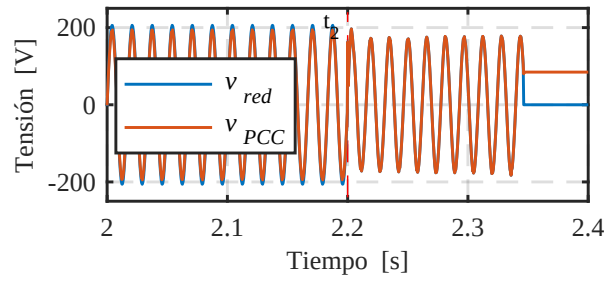
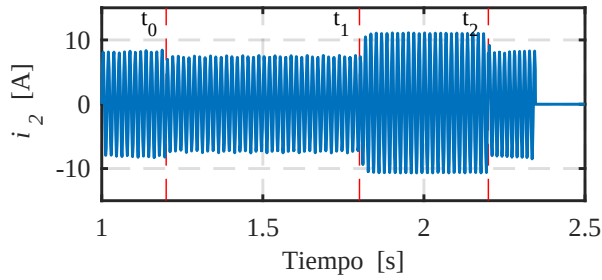
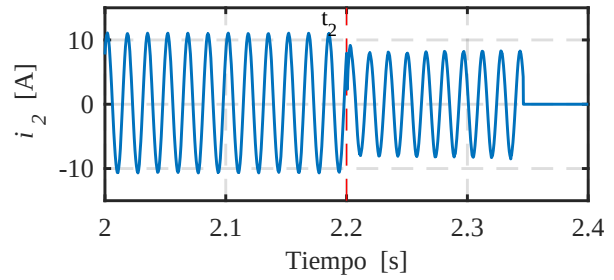
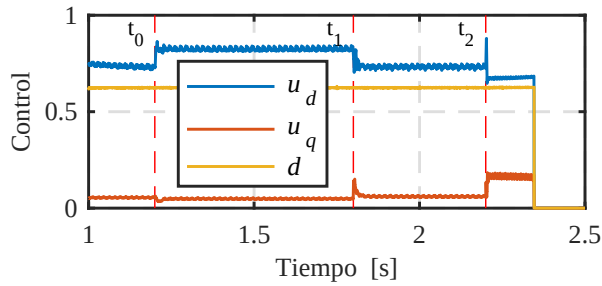
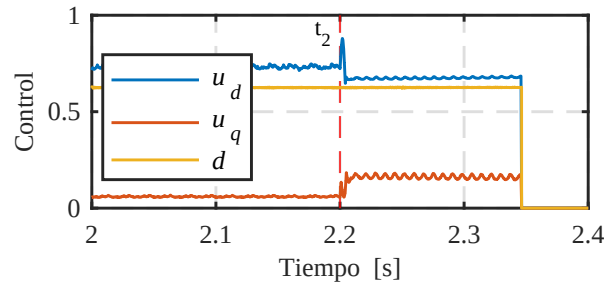
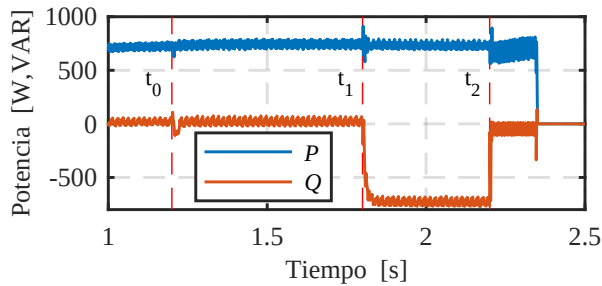
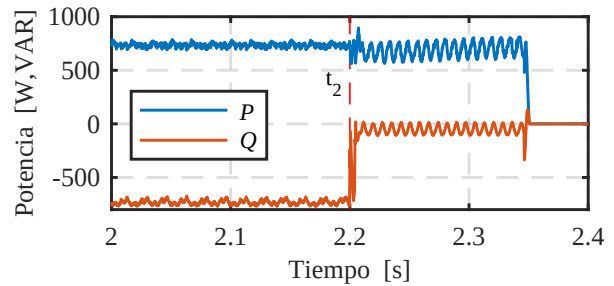
(a) Tensiones v_{red} y v_{PCC} .(b) Tensiones v_{red} y v_{PCC} con acercamiento.(c) Corriente i_2 .(d) Corriente i_2 con acercamiento.(e) Señales de control u_d , u_q y d .(f) Señales de control u_d , u_q y d con acercamiento.(g) Potencias P y Q .(h) Potencias P y Q con acercamiento.

Figura 4.10. Resultados de simulación considerando: elevación de tensión en la red, extracción de Q y detección del modo isla.

4.1.3. Caso 3: soporte de frecuencia (LHFRT) y detección del modo isla

Las variaciones de frecuencia se presentan cuando se pierde el balance entre la generación y la demanda de energía eléctrica. En redes con alta penetración de SFGD este tipo de fenómenos es más frecuente, debido a la pérdida de generación por parte de los SFGD por efectos climatológicos como la disminución de la irradiancia. La pérdida de generación en ocasiones no puede ser compensada por los generadores convencionales, puesto que su dinámica es más lenta que los cambios en la irradiancia, presentándose así la variación de frecuencia, y como ya se mencionó generación de posibles “islas eléctricas”. Con el propósito de evaluar el soporte ante variaciones de frecuencia (LHFRT), se propone una simulación en la que se incluye la detección del modo isla. La simulación se desarrolla a lo largo de 2.5 s y se encuentra organizada de la siguiente manera: se inicia con las condiciones nominales de la red eléctrica; en $t=1.4$ s ocurre un cambio en la frecuencia de 60 Hz a 59 Hz; por último en $t=2.2$ s, la red eléctrica deja de suministrar energía. Estas condiciones de operación se observan en la Figura 4.11.

Se observa que durante la operación nominal, el sistema tiene el comportamiento de los casos anteriores. Cuando la frecuencia disminuye en $t_0=1.4$ s, el sistema se mantiene su operación donde se exhibe un incremento en la corriente y potencia inyectada a la red eléctrica, debido a que la impedancia equivalente asociada principalmente a los inductores del filtro LCL disminuye. No obstante, la desconexión del SFGD, ocurre antes aproximadamente $t=1.56$ s, lo que indica que el algoritmo para la detección del modo isla no puede discernir entre una variación en la frecuencia y la operación del modo isla. A pesar de que el algoritmo de detección del modo isla no es capaz de funcionar correctamente ante la variación en frecuencia, el sistema de control permite realizar el soporte de frecuencia tanto para incremento y decremento, sin que se genere pérdida de generación. Cabe mencionar que el escenario con incremento en la frecuencia no se aborda, puesto que arroja los mismo resultados expuestos en este caso de estudio.

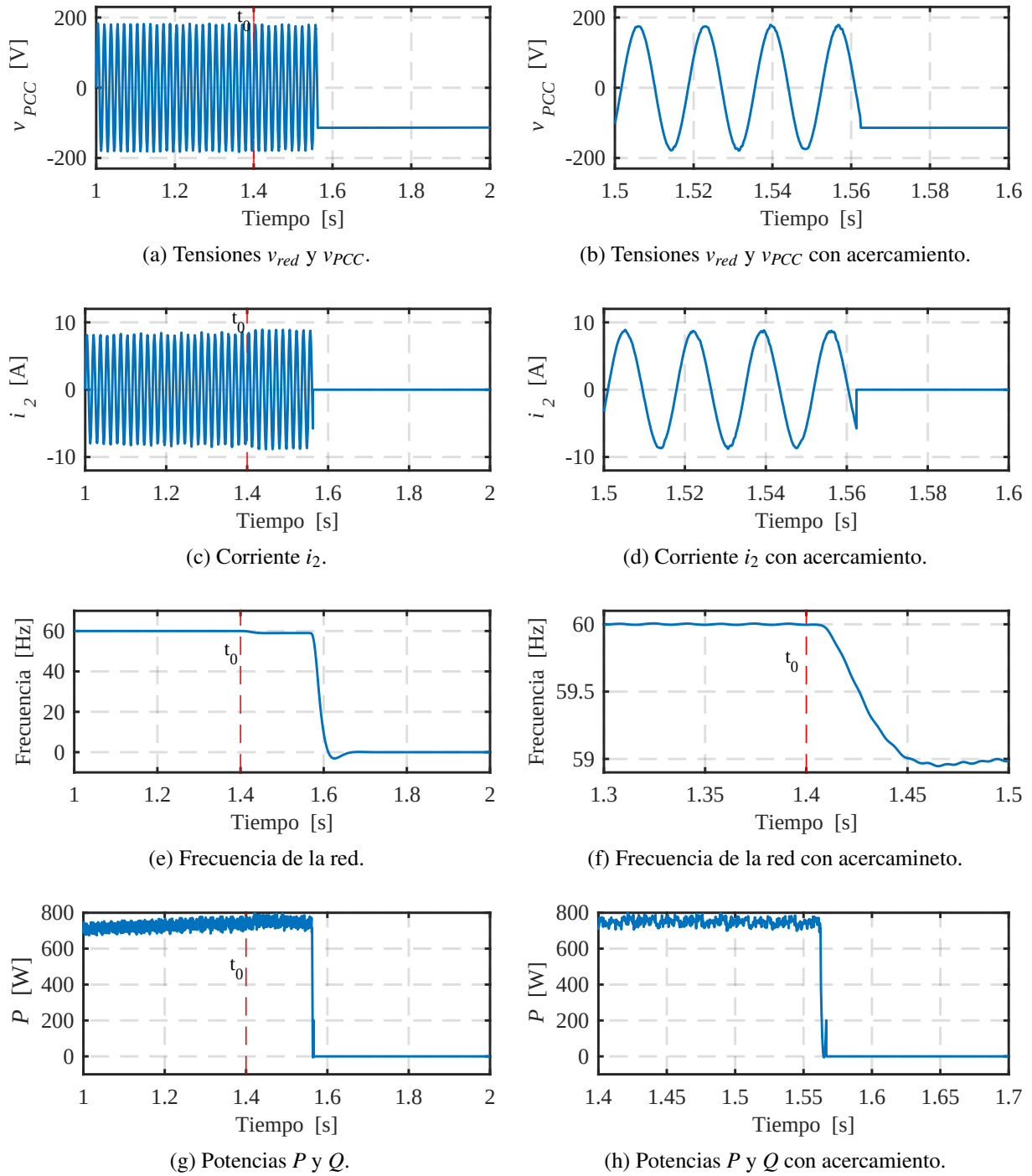


Figura 4.11. Resultados de simulación para el soporte de frecuencia (*LHFR*) y la detección del modo isla.

4.2. Resultados de simulación en tiempo real con *Hardware in the Loop* (HIL)

La simulación en tiempo real es una herramienta con la cual se emula la dinámica de sistemas a través del modelo eléctrico; además permite la implementación de sistemas de control de forma interna usando el propio software del equipo o en un esquema HIL usando dispositivos de procesamiento externos. Existen diferentes equipos que permiten realizar simulación en tiempo real [47], para este trabajo se utiliza la plataforma *Typhoon HIL 402*, mostrada en la Figura 4.12; la cual cuenta con las siguientes características:

- Procesador FPGA de cuatro núcleos.
- 16 entradas y salidas analógicas.
- 32 entradas y salidas digitales.
- Tensión de las entradas/salidas digitales: 3.3 V.
- Tensión de las entradas/salidas analógicas: ± 10 V.
- Co-procesadores dedicados al prototipado rápido de control.
- Pasos de simulación de 0.5, 1 y 2 μ s.
- Interfaz que realiza un mapeo de las entradas y salidas del equipo, hacia las entradas y salidas de un procesador externo de *Texas Instruments*.

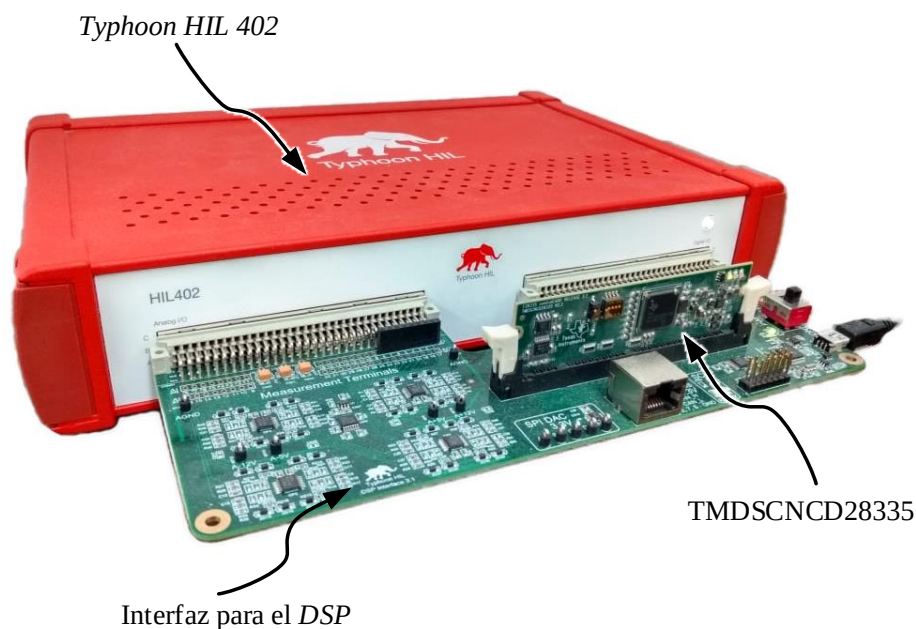


Figura 4.12. Plataforma de simulación en tiempo real *Typhoon HIL 402*.

Considerando las propiedades mencionadas, se implementa una simulación en tiempo real en un esquema HIL, empleando los parámetros de la Tabla 4.1. En la Figura 4.13 se muestra el esquema utilizado donde el simulador en tiempo real emula el convertidor de electrónica de potencia interconectado a la red eléctrica; mientras que el sistema de control se ejecuta en un DSP TMDSCNCD28335 de *Texas Instruments*.

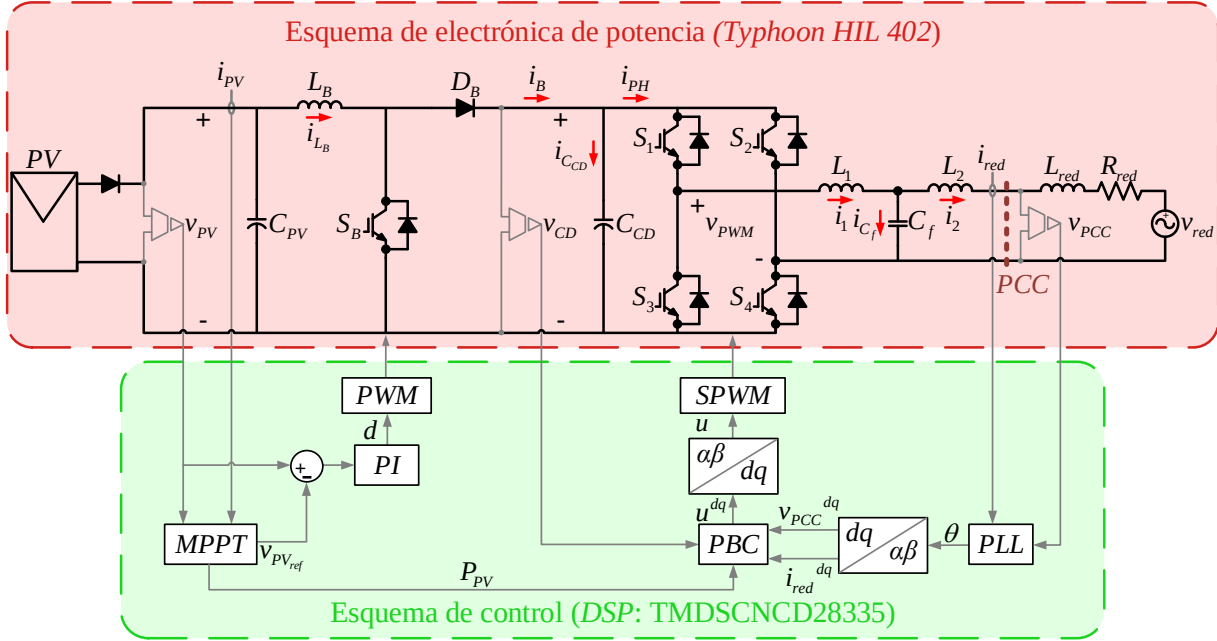


Figura 4.13. Sistema implementado en la simulación en tiempo real con HIL.

Teniendo en cuenta que los resultados obtenidos de la simulación a través del *Typhoon HIL 402* representan en buena medida la dinámica del sistema real, pero sin la implementación física, se pueden evaluar características de desempeño del sistema de control y visualizar resultados preliminares a la implementación, de forma que al realizar la puesta en marcha de la plataforma experimental no se comprometa su operación. Para lograr lo mencionado se plantean cuatro casos de estudio.

4.2.1. Caso 1: operación nominal del sistema

La operación nominal se presenta cuando el inversor fotovoltaico inyecta a la red eléctrica 750 W provenientes de los módulos fotovoltaicos, y la tensión de red se mantiene en su condición nominal de 127 V_{rms} a 60 Hz. La Figura 4.14 muestra el comportamiento en estado estable del sistema bajo condiciones nominales, donde se observa: una tensión en el PCC de 130 V_{RMS}, la tensión en el bus de CD de 245 V y un FP = 0.99. La tensión en el PCC incrementa por la impedancia de la red, esto para mantener el flujo de potencia hacia la red eléctrica; la tensión en el bus de CD discrepa con la referencia, debido a la magnitud de la señal proporcionada por

el *Typhoon HIL 402* y las ganancias de medición internas del osciloscopio; el FP tiene un valor casi unitario, lo cual es deseable puesto que en la condición de operación nominal se espera un FP unitario.

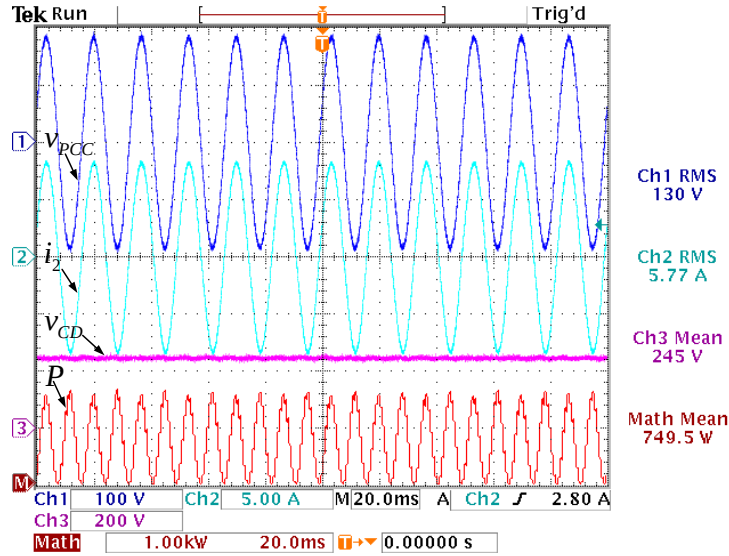


Figura 4.14. Resultados de simulación en tiempo real con HIL para la operación nominal del sistema.

En la Figura 4.15 se muestran los resultados en las mismas condiciones incluyendo el rizo de tensión del bus de CD (Δv_{CD}), el cual tiene un valor de 3.3 V_{PP}. Comparando este valor con el obtenido mediante la expresión (2.23) existe una variación de 0.69%.

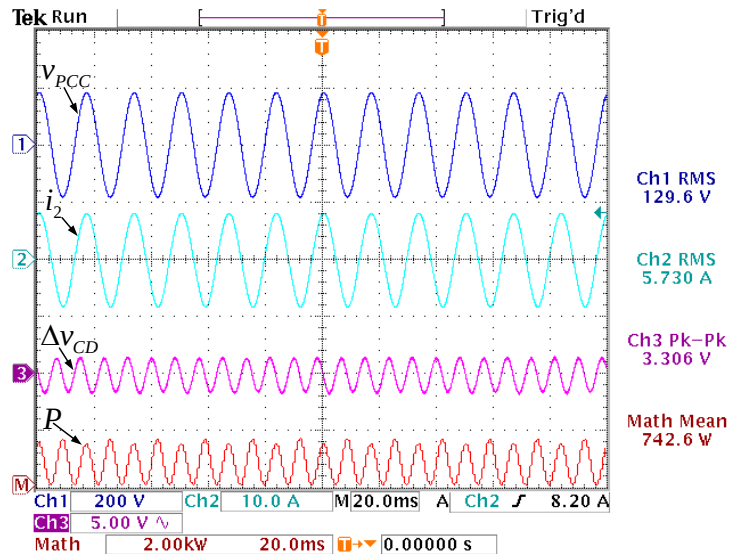


Figura 4.15. Resultados de simulación en tiempo real con HIL para la operación nominal del sistema, evaluando el rizo de tensión del bus de CD.

4.2.2. Caso 2: inyección de potencia reactiva y variaciones de tensión

Debido a la integración de las FA el inversor fotovoltaico interconectado a la red deberá ser capaz de operar en regiones de tensión y frecuencia en las que los convertidores fotovoltaicos no lo hacían. Con base en la información de la Figura 1.3, en este caso de estudio se exponen resultados asociados a *sags*, donde dependiendo de la magnitud de la reducción de tensión, se decide si se inyecta o no potencia reactiva a la red, es decir, se determina la operación individual o conjunta de las FA 1 (LHVRT) y FA 3 (Volt/VAR). Cuando la tensión de la red se encuentre por debajo del 88 % de su valor nominal, el convertidor deberá mantenerse operando y, además, tendrá que suministrar potencia reactiva a la red bajo cierto perfil de operación. Como ya se mencionó en el Capítulo 1, las condiciones para la operación del perfil de potencia reactiva debe ser definido por el operador de red (CENACE para el caso de México) y dependerán de las condiciones de la red en la que el inversor se encuentre operando. Sin embargo, para este caso se utiliza un perfil que consiste en inyectar la potencia reactiva disponible, cuando la tensión en el punto de conexión común esté por debajo del 88 % de la tensión nominal.

En la Figura 4.16 se muestran resultados de operación en estado estable, inyectando 750 VAR con una tensión de red de 80 V_{rms} a 60 Hz. Se observa que la tensión en el PCC es de 95.8 V_{rms}, representando una compensación del 19.75 % con respecto de la tensión de la red; la corriente que se inyecta a la red muestra un desfase con respecto de la tensión, debido al soporte de potencia reactiva; la tensión del bus de de CD se muestra regulada al valor de la referencia. Y la potencia activa inyectada disminuye, debido al incremento en la disipación de energía en las resistencias parásitas de los elementos pasivos.

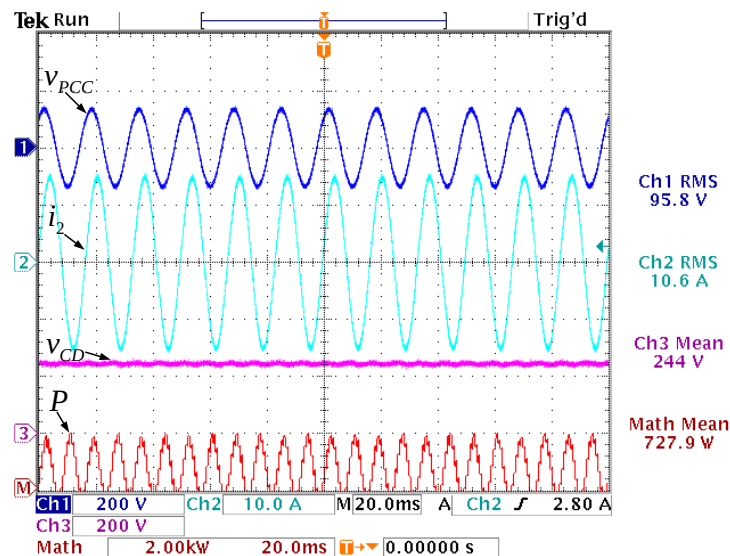


Figura 4.16. Resultados de simulación en tiempo real con HIL en estado estable inyectando potencia reactiva.

Contemplando las condiciones de operación mencionadas anteriormente, en la Figura 4.17 se observan formas de onda similares. Se incorpora el rizo de tensión del bus de CD (Δv_{CD}), el cual tiene una magnitud de 4.416 V_{pp}; comparando su valor con el obtenido mediante la expresión (2.23), existe un error del 0.71 %.

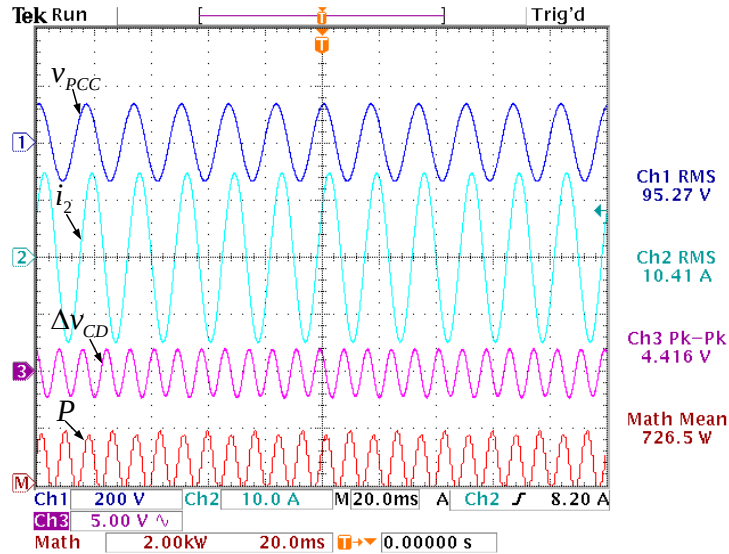


Figura 4.17. Evaluación del rizo de tensión en el bus de CD cuando se inyecta potencia reactiva a la red.

Una de las ventajas del *Typhoon HIL 402* es la capacidad de generar cambios en línea de algunos de los elementos que el dispositivo esté simulando. Se considera ahora un cambio en la tensión de la red, donde el inversor debe mantenerse operando interconectado, pero sin proporcionar potencia reactiva. En la Figura 4.18 se muestra una reducción de 10 % en la tensión de la red, pasando de 127 V_{rms} a 115 V_{rms} en el instante t_0 , donde se aprecia el transitorio de generar la variación de tensión. Se observa que pese a ser un cambio repentino en la tensión de la red, las variables expuestas no exhiben sobretiros significativos que afecten la operación del sistema.

Ahora bien, si se consideran cambios más drásticos en la tensión de la red, dando lugar a que operen de forma conjunta las FA 1 y FA 3, es posible visualizar efectos que involucran el procesamiento del DSP, las estrategias de control y los algoritmos de control. En el Capítulo 3, se abordó la estrategia para activar el soporte de potencia reactiva, en la cual se emplea la componente v_{PCC}^d obtenida por el *PLL* para decidir la región en la que el inversor debe operar.

La Figura 4.19 muestra resultados de la estrategia mencionada, en la que se comparan dos métodos para su ejecución. El primero parte de emplear la componente v_{PCC}^d de forma directa, es decir, la componente v_{PCC}^d obtenida de la transformación *dq* se introduce a la estrategia sin ser procesada, obteniendo los resultados de la Figura 4.19 (a). Se observa un cambio en la tensión de la red de 127 V_{rms} a 75 V_{rms}, permitiendo con esto que las FA 1 y FA 3 operen de

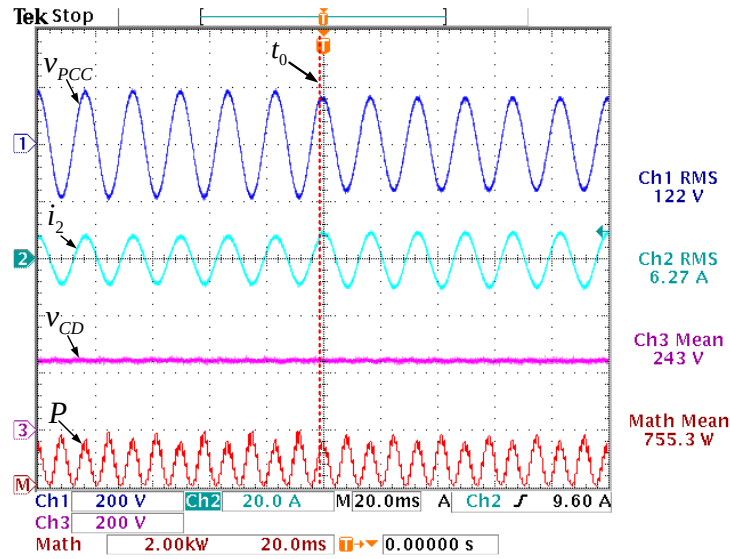
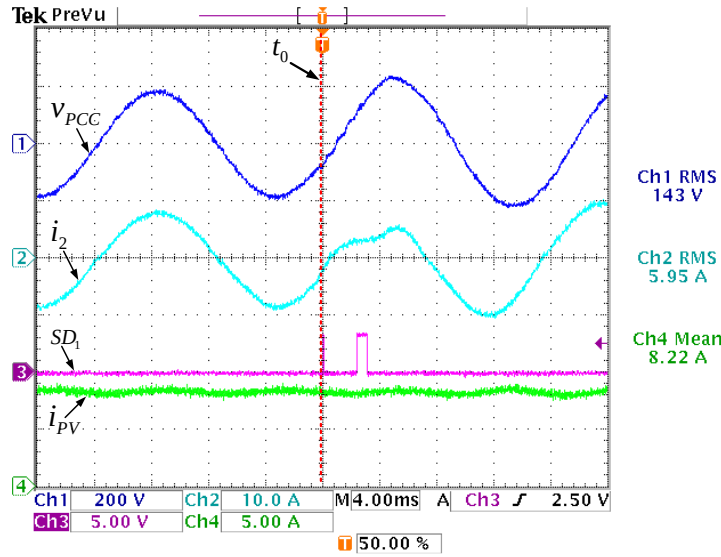


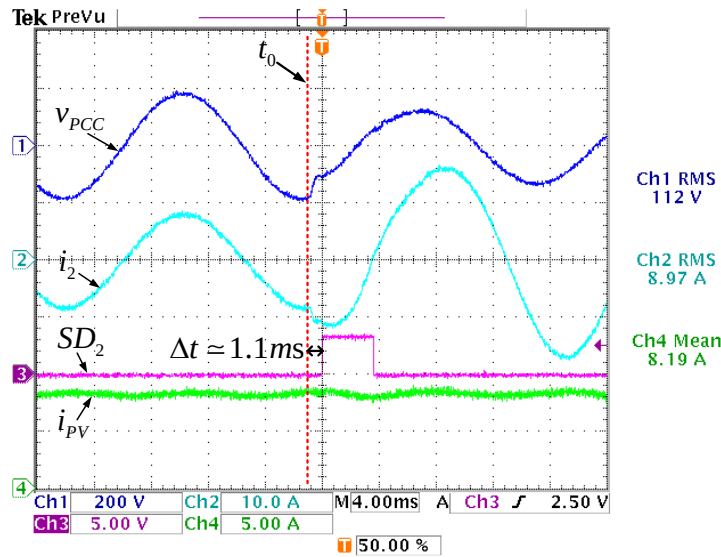
Figura 4.18. Cambio en la tensión de la red de 127 V_{rms} a 115 V_{rms}.

forma conjunta, generando un transitorio en la tensión en el PCC y la corriente inyectada, e incrementando el rizo al doble de la frecuencia de la red propagado hacia terminales del módulo fotovoltaico, pero sin alterar la corriente promedio. La señal del canal 3 del osciloscopio se activa cuando el sistema de control detecta que la tensión de la componente v_{PCC}^d se encuentra fuera de la tensión nominal ($\simeq 180$ V), y se desactiva cuando la función de soporte de potencia opera. La activación es rápida con un tiempo de 160 μ s; sin embargo, la señal no mantiene un nivel alto, debido a una oscilación que se genera en la componente v_{PCC}^d al ser procesada por el DSP. Esta oscilación, provoca una falsa activación de la función de soporte de potencia reactiva, cambiando la referencia de potencia reactiva que se suministra a la red en pequeños instantes de tiempo, lo cual puede llegar a ocasionar inestabilidad en la operación del sistema. En vista de esto, en el segundo método se plantea el uso de un filtro digital pasa bajas de segundo orden, con una frecuencia de corte de 30 Hz y un factor de amortiguamiento de 0.9, para atenuar las oscilaciones provocadas por el procesamiento y logrando los resultados de la Figura 4.19 (b). Estos resultados muestran las mismas características del método 1, no obstante, en el canal 3 del osciloscopio se observa que la señal mantiene un nivel alto, pero con una activación retardada debido al filtro utilizado.

Comparando ambos métodos, se observa que el control utilizado cumple con su función de llevar al inversor de una condición de operación a otra, sin que los transitorios comprometan el funcionamiento del sistema; sin embargo, al emplear el filtro se atenúa la oscilación de la componente v_{PCC}^d derivando en una operación sostenida de las FA 1 y FA 3, pero comprometiendo el tiempo en el que interviene la función de soporte de potencia reactiva.



(a) Soporte de potencia reactiva para el método 1.



(b) Soporte de potencia reactiva para el método 2.

Figura 4.19. Resultados transitorios de operación de las FA 1 y FA 3, cuando se inyecta potencia reactiva.

4.2.3. Caso 3: extracción de potencia reactiva y variaciones de tensión

Para este caso se contemplan *swells* que involucren la intervención de las FA 1 y FA 3 de forma particular y combinada, provocando que la estrategia de control lleve al inversor fotovoltaico a cambiar de punto de operación, extrayendo potencia reactiva de la red, cuando la tensión en el PCC supere el umbral de $139.7 \text{ V}_{\text{rms}}$.

En la Figura 4.20 se muestran resultados en estado estable del inversor fotovoltaico interconectado a la red eléctrica, cuando se extrae potencia reactiva debido a que la tensión de la red se

encuentra a un valor de $160 \text{ V}_{\text{rms}}$; esta restricción de tensión evita que la función de soporte de potencia reactiva tenga falsas activaciones, la cuales pueden generar inestabilidad en el sistema, debido al cambio instantáneo de operación entre las diferentes referencias de potencia reactiva. Bajo esta condición de tensión el inversor deberá mantenerse operando, según las características de la FA 1. Se observa que la tensión en el PCC tienen un valor de $151 \text{ V}_{\text{rms}}$, representando una compensación del 5.62% con respecto de la tensión de la red; la corriente posee un desfase por la extracción de potencia reactiva; la tensión del bus de CD se regula a 245 V , debido a las ganancias del osciloscopio y la potencia activa inyectada es de 740.5 W , viéndose afectada por las pérdidas en las resistencias parásitas de los elementos pasivos del filtro.

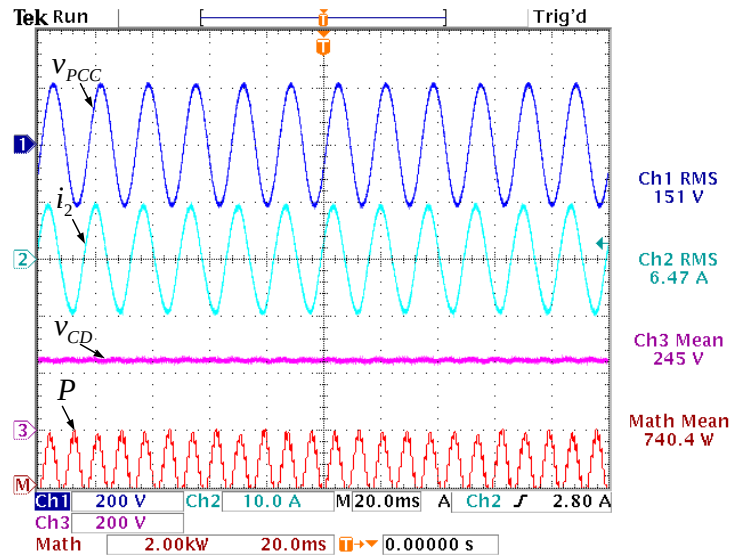


Figura 4.20. Resultados de simulación en tiempo real con HIL en estado estable extrayendo potencia reactiva.

La Figura 4.21, representa los resultados de la evaluación del rizo de tensión del bus de CD con las características de operación mencionadas anteriormente. Por lo que se observa que las formas de onda presentan una dinámica similar a la operación en estado estable, con la restricción en la tensión de la red de $160 \text{ V}_{\text{rms}}$. El rizo de tensión tiene un valor de $4.92 \text{ V}_{\text{pp}}$, representando un error de -2.22% respecto al valor teórico.

Para los resultados transitorios se plantean las mismas bases de los métodos anteriores, pero con un cambio en la tensión de la red de $127 \text{ V}_{\text{rms}}$ a $160 \text{ V}_{\text{rms}}$ en el instante t_0 . Con esta condición las FA 1 y FA 3 operarán de manera simultánea, con la característica de soporte extrayendo potencia reactiva de la red, la Figura 4.22 muestra los resultados correspondientes a estas consideraciones. De forma particular la Figura 4.22 (a), representa los resultados para el primer método, donde se percibe que el sistema de control cumple con su función, sin generar transitorios que puedan perjudicar al sistema. La Figura 4.22 (b) expone los resultados del segundo método, donde se observa que las formas de onda no presentan sobretiros significativos; no obstante, se manifiesta

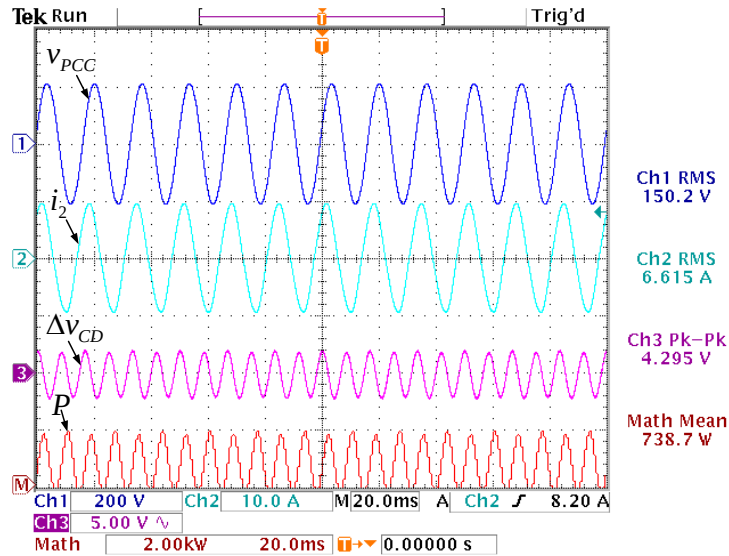
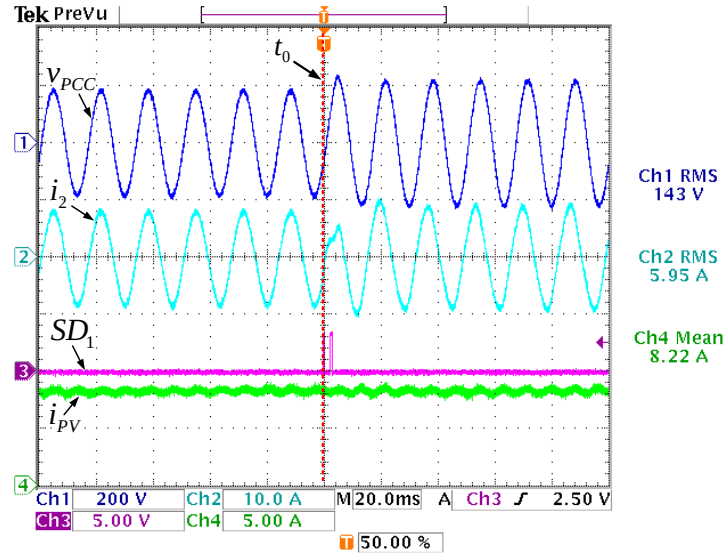


Figura 4.21. Evaluación del rizo de tensión en el bus de CD cuando se inyecta potencia reactiva a la red.

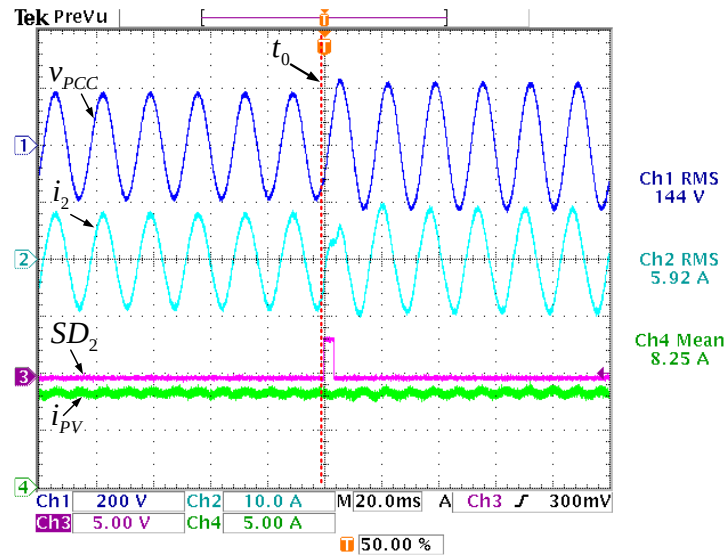
el mismo fenómeno de retraso en la operación de la función de soporte de potencia reactiva, por el proceso de filtrado del DSP, para atenuar las oscilaciones de la componente v_{PCC}^d . Dado que las capturas del osciloscopio tienen una escala de tiempo mayor a las del Caso 2, se puede apreciar de mejor manera el incremento en la magnitud del rizo al doble de la frecuencia de la red, que se propaga hacia las terminales del módulos fotovoltaico, pero que no afecta la corriente promedio proporcionada por los mismos.

4.2.4. Caso 4: variaciones de frecuencia en la red

Este caso sólo contempla la operación de forma individual de la FA 2, en donde se planten cambios de frecuencia de ± 1 Hz para ver la afectación sobre el PLL, puesto que este proporcionará la frecuencia para decidir la región de operación del inversor fotovoltaico. Los resultados de estas consideraciones se muestran en la Figura 4.23. En la Figura 4.23 (a), la señal del canal 3 se pone en alto cuando la frecuencia se desvía de los 60 Hz nominales; además, se observa como la tensión del bus de CD se regula a la tensión deseada (250 V), cuando la variación de frecuencia ocurre se percibe un transitorio negativo en la tensión del bus debido al cambio de la impedancia equivalente vista en terminales del convertidor por el cambio en frecuencia; del mismo modo, se presenta este fenómeno en la Figura 4.23 (b), pero con un transitorio positivo. A pesar del cambio en la frecuencia, la corriente inyectada a la red, la tensión en el PCC y la tensión del bus de CD no muestran transitorios relevantes. Además, se puede resaltar que el PLL no genera inestabilidad en el control cuando suceden cambios drásticos en frecuencia.



(a) Soporte de potencia reactiva para el método 1.

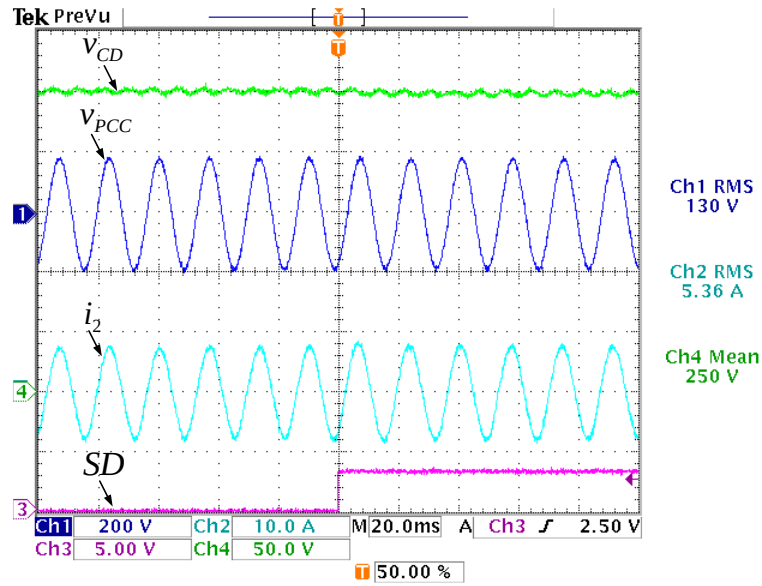


(b) Soporte de potencia reactiva para el método 2.

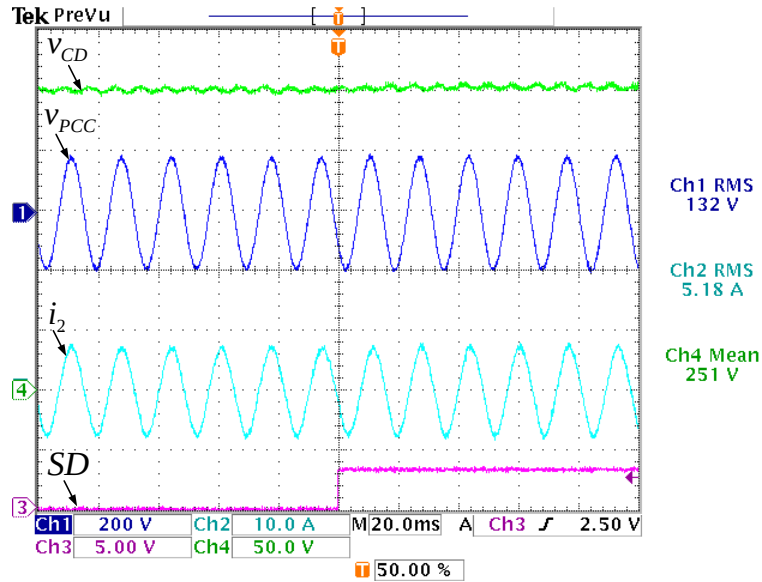
Figura 4.22. Resultados transitorios de operación de las FA 1 y FA 3, cuando se extrae potencia reactiva.

4.3. Resultados experimentales

Para validación experimental se plantean pruebas en estado estable, que permitan validar la ecuación (2.23) que permite estimar el rizo de tensión del bus de CD (Δv_{CD}) y la capacidad del manejo de potencia reactiva por el inversor cuando está interconectado a la red eléctrica. Las pruebas son planteadas en lazo abierto; pese a ello es necesario la implementación del PLL para la sincronización con la red eléctrica, y por medio del ángulo de fase y la amplitud de la red establecer las condiciones para la transferencia de potencia activa y reactiva. El esquema implementado se muestra en la Figura 4.24, se observa que el convertidor *boost* y los módulos



(a) Cambio en la frecuencia de la red de 60 Hz a 59 Hz.



(b) Cambio en la frecuencia de la red de 60 Hz a 61 Hz.

Figura 4.23. Resultados transitorios de variaciones en la frecuencia de la red.

fotovoltaicos son sustituidos por una fuente de CD; el PLL es implementado en el DSP de *Texas Instruments*: TMS320F28379D (el código utilizado se muestra en el Apéndice C), el cual permite realizar cambios en línea mediante el software *Code Composer*. También se incluye la resistencia R_A de 470 Ω en paralelo al interruptor manual S_A ; este mecanismo permite realizar una secuencia de conexión suave del inversor con la red eléctrica.

La plataforma con la que se realizan las pruebas experimentales se observa en la Figura 4.25. Esta contiene el equipo de medición, el autotransformador que permite el arranque suave de la

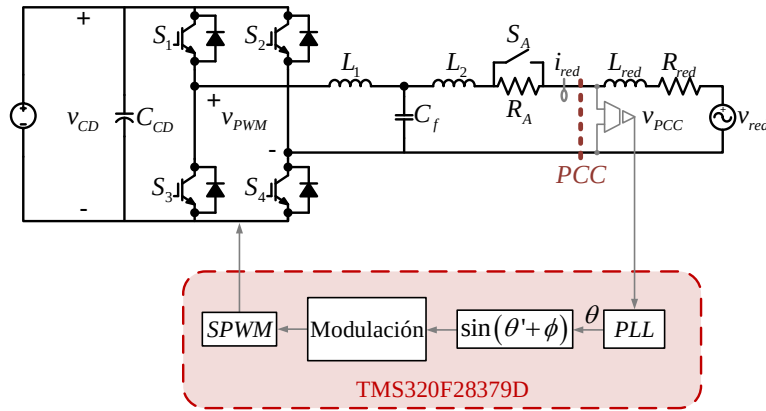


Figura 4.24. Esquema implementado para las pruebas experimentales.

tensión de la red eléctrica, la alimentación para la instrumentación, el sistema de control (*DSP*), el inversor y el filtro LCL. Los parámetros de operación de la plataforma experimental, son los mismos que se utilizaron durante las simulaciones y se encuentran en la Tabla 4.1.

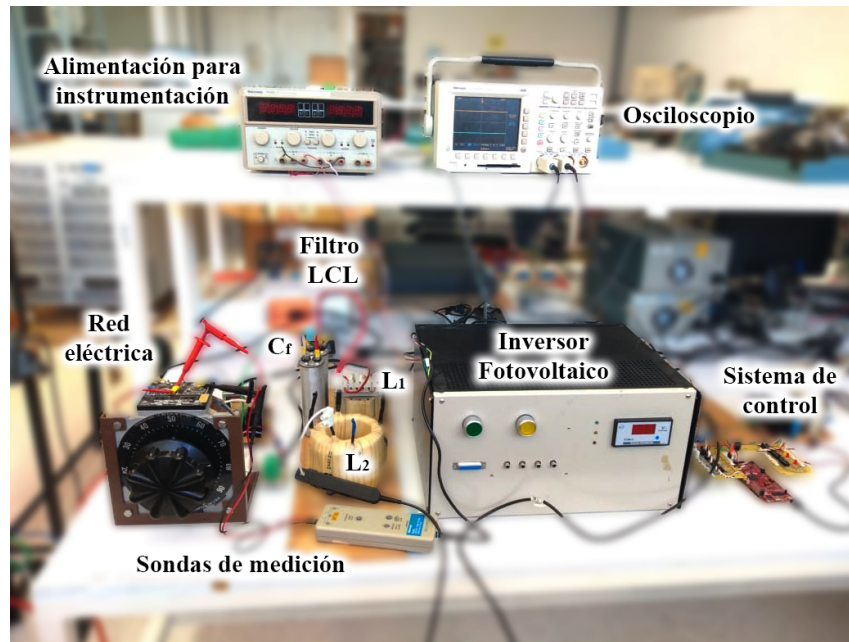


Figura 4.25. Plataforma experimental.

Dentro del dimensionamiento del inversor fotovoltaico planteado en el Capítulo 2, se obtuvo una expresión que permite estimar el rizo de tensión del bus de CD (Δv_{CD}) en función de la potencia aparente, la capacitancia del condensador del bus de CD (C_{CD}), la tensión del bus de CD y la frecuencia de la red eléctrica; para evaluarlo se plantean tres casos descritos a continuación.

4.3.1. Caso 1: inyección de potencia activa

En la Figura 4.26 se observan los resultados experimentales en lazo abierto con características similares a la operación nominal, donde el sistema inyecta 624.5 W a la red y opera con un $FP = 0.92$. Se observa que $\Delta v_{CD} = 3.1$, y que la tensión de la red en el PCC (v_{PCC}) contiene armónicos. La componente fundamental de la tensión en terminales del convertidor (v_{PWM}) es sinusoidal, y debido a su interacción con la tensión de la red eléctrica que contiene armónicos, se genera distorsión en la corriente que se inyecta a la red (i_2). Al ser una operación en lazo abierto no se puede compensar la distorsión armónica; este fenómeno también se presenta en los siguientes casos de estudio.

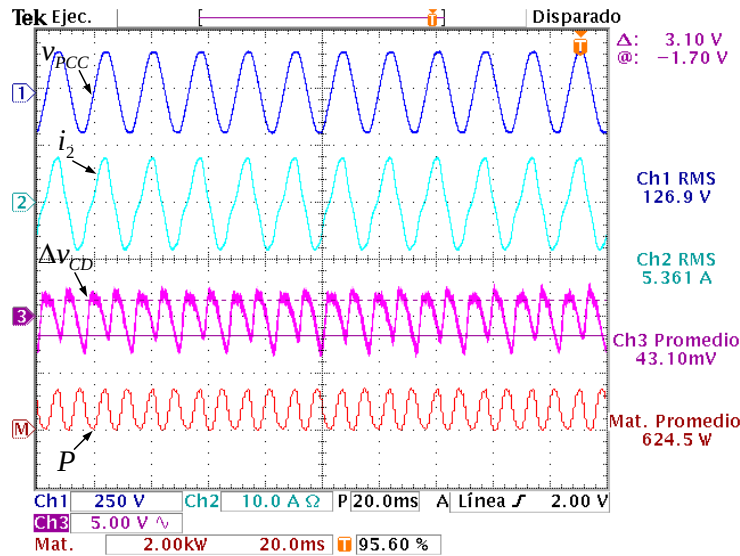


Figura 4.26. Resultados experimentales para el Caso 1.

4.3.2. Caso 2: inyección de potencia activa y reactiva

En la Figura 4.27 se muestran los resultados para este caso, el cual es comparable con la operación con FP fijo menor a la unidad cuando se inyecta potencia reactiva a la red. El sistema suministra a la red eléctrica 837.5 W y opera con un $FP = 0.80$ en atraso. Se observa que $\Delta v_{CD} = 4.7$ V, la corriente inyectada a la red (i_2) se encuentra atrasada con respecto de la tensión en el PCC (v_{PCC}), debido a la inyección de potencia reactiva a la red eléctrica.

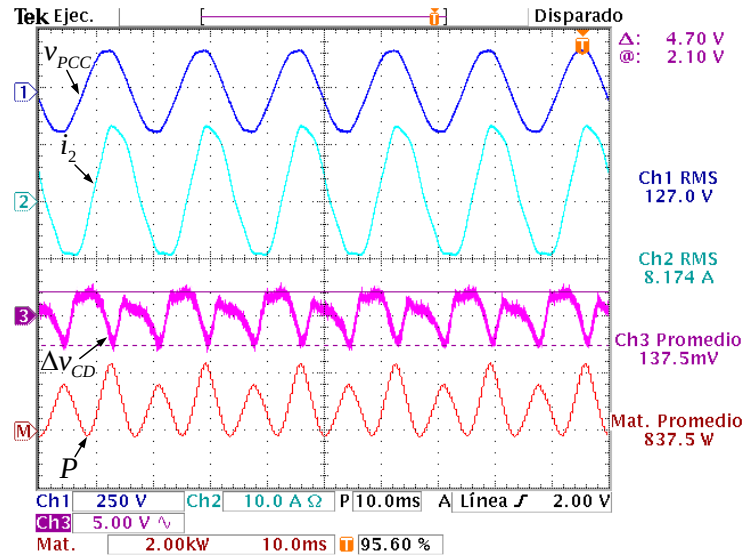


Figura 4.27. Resultados experimentales para el Caso 2.

4.3.3. Caso 3: inyección de potencia activa y extracción de potencia reactiva

La Figura 4.28 exhibe los resultados para este caso de estudio, el cual es comparable con la operación con FP fijo menor a la unidad cuando se extrae potencia reactiva de la red. El sistema suministra a la red eléctrica 552.6 W y opera con un FP = 0.48 en adelante. Se observa que $\Delta v_{CD} = 4.6$ V, la corriente inyectada a la red (i_2) se encuentra adelantada con respecto de la tensión en el PCC (v_{PCC}), debido a la extracción de potencia reactiva a la red eléctrica.

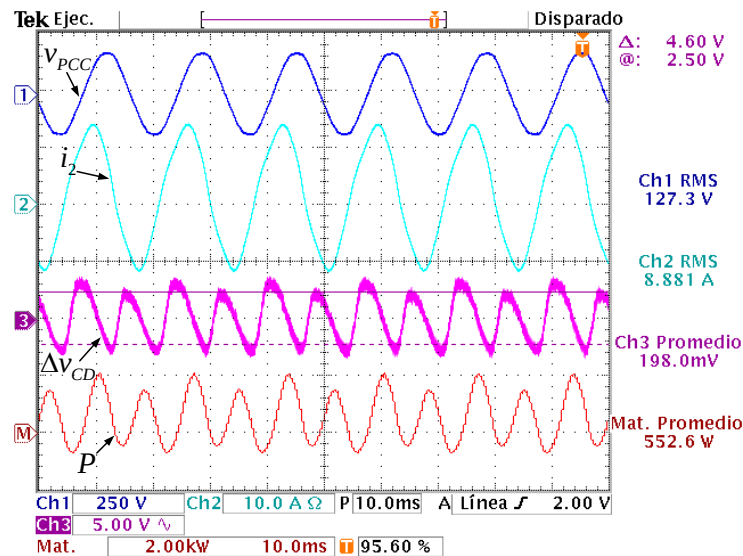


Figura 4.28. Resultados experimentales para el Caso 3.

4.3.4. Comparación del rizo de tensión en el bus de CD (Δv_{CD})

Con el fin de validar la ecuación (2.23) para el rizo de tensión del bus de CD, en la Tabla 4.2 se listan los resultados del rizo de tensión del bus de CD estimados y obtenidos mediante las pruebas experimentales. Los resultados del rizo de tensión en el bus de CD obtenidos experimentalmente tienen un error aceptable ($< 10\%$), por lo que se puede validar la expresión (2.23) para dimensionar el condensador del bus de CD (C_{CD}) cuando se provee soporte de potencia reactiva a la red eléctrica, asimismo se valida la capacidad del inversor de procesar potencia reactiva.

Tabla 4.2. Rizo de tensión en el bus de CD.

Caso	Estimado (V)	Experimental (V)	Error (%)
1	3.00	3.10	3.22
2	4.58	4.70	2.55
3	4.95	4.60	7.60

Con base en la información presentada en la evaluación numérica en PSIM, se concluye que las estrategias de control tienen un desempeño adecuado con tiempos de respuesta inferior a un ciclo de red y sobretiros de corriente dentro de los parámetros de diseño. Los resultados numéricos se validan mediante la simulación en tiempo real con HIL, donde además de evaluar el desempeño de las estrategias de control, se evalúa el desempeño del sistema de control contemplando detalles operativos como el retraso de tiempo en las estrategias y algoritmos de control, provocado por el procesamiento del DSP. De los casos de estudio en la simulación en tiempo real con HIL, se observa que de forma general que el sistema de control (estrategias de control, algoritmos de control y el hardware) tiene un desempeño similar a la simulación numérica. Las pruebas experimentales en lazo abierto, lograron validar el impacto en el rizo de tensión en el bus de CD, cuando se contemplan las condiciones de operación impuestas por las FA.

CONCLUSIONES

La tendencia en la generación eléctrica, es incluir sistemas de GD a base de fuentes alternas de energía, con el objetivo de atenuar los efectos climatológicos provocados por la gran demanda de energía eléctrica y la contaminación producida por las plantas de generación eléctrica a base de combustibles fósiles para satisfacerla. Los SFGD representan una buena alternativa para disminuir estos problemas; sin embargo, el uso diseminado de este tipo de tecnología sin las regulaciones adecuadas, provoca inestabilidad y pérdida de inercia en la operación del SEP, aumentando la susceptibilidad de cortes de energía, variaciones de tensión y frecuencia.

El SFGD analizado en este trabajo de investigación está conformado por el filtro LCL, un convertidor de dos etapas basado en un convertidor *boost* y un inversor puente compelto, el filtro LCL y los módulos fotovoltaicos.

Las principales conclusiones del trabajo son:

- a) Dentro del SFGD, el inversor y el filtro LCL son los involucrados directamente en la operación de las FA, lo que vuelve su dimensionamiento más complejo. En cambio el convertidor *boost* sigue operando de forma convencional en el CCM al realizar la tarea del MPPT, por lo que su dimensionamiento puede realizarse con metodologías clásicas de diseño de convertidores CD-CD.
- b) Las funciones autónomas LHVRT y LHFRT ejecutadas de forma adecuada pueden mejorar el desempeño de la generación fotovoltaica distribuida al interconectarse con las redes eléctricas, permitiendo rangos de operación extendidos en los SFGD durante variaciones de tensión y frecuencia en la red eléctrica. La FA de operación con FP fijo menor a la unidad compensa la tensión de la red eléctrica en el PCC cuando ocurren caídas o elevaciones de tensión, mejorando con ello la calidad del suministro eléctrico. El algoritmo empleado para la detección de modo isla tiene un buen desempeño ante la operación de las FA de LHVRT y operación con FP fijo menor a la unidad. Sin embargo, durante la operación de la FA de LHFRT la detección del modo isla puede confundirse con una variación de frecuencia, provocando la suspensión innecesaria de energía por parte del SFGD.

- c) El impacto de las FA de operación con FP fijo menor a la unidad en el inversor, LHVRT y LHFRT, se refleja directamente en la magnitud del rizo de tensión del bus de CD y las corrientes eficaces que fluyen a través de los elementos pasivos del filtro LCL e interruptores del inversor fotovoltaico, aumentando las pérdidas eléctricas en el inversor fotovoltaico debido a las resistencias parásitas asociadas a los elementos y al incremento de la corriente eficaz que circula entre el bus de CD y la red. Sin embargo, la operación de estas FA no repercute en las pérdidas eléctricas del convertidor elevador, las cuales dependen de la potencia que puede extraerse de los módulos fotovoltaicos, a partir de las condiciones de irradiancia y temperatura.
- d) Una correcta sintonización del filtro LCL permite que SFGD desarrolle sus funciones con los parámetros de rendimiento al interconectarse con el SEP. El filtro LCL se considera un filtro de alto orden; sin embargo, el manejo de la potencia aparente asociada a sus elementos pasivos es reducida en relación a la potencia reactiva nominal que opera el SFGD y no tiene impacto mayor en el rizo del bus de CD. Por lo tanto para dimensionar el condensador del bus de CD del convertidor que contempla la tarea de soporte de potencia reactiva, sólo será necesario conocer la potencia aparente que éste procesará en el peor caso de operación, es decir, contemplando la máxima potencia activa que podrá ser extraída de los módulos fotovoltaicos y cantidad máxima de potencia reactiva que se inyectará o extraerá simultáneamente cuando se brinde soporte a la red eléctrica.
- e) El rizo de tensión del bus de CD está directamente relacionado con el nivel de potencia aparente en el inversor, siendo así dependiente de manera simultánea del efecto combinado de P y Q . Se puede obtener un rizo de la misma magnitud para diferentes valores de pares (P, Q) que generen la misma potencia aparente (S) ; la diferencia será en términos de fase entre S y P . La estimación del rizo es relevante en la operación de sistemas monofásicos, debido a que comúnmente la tensión del bus de CD se utiliza como variable dentro del sistema control. Al ser un sistema monofásico, existirá una componente al doble de la frecuencia de la red sobre la tensión en CD; si el sistema de control no es capaz de rechazar esta componente, puede inyectarse un tercer armónico de corriente considerable que viole la norma de distorsión armónica permitida.
- f) Los resultados obtenidos a través de la simulación en PSIM y los resultados de simulación en tiempo real generados por la plataforma *Typhoon HIL 402*, muestran parámetros de desempeño del sistema de control dentro de los márgenes establecidos (corrientes y tensiones máximas considerando las condiciones de operación impuestas por las FA), incluso ante la operación de varias de las FA de manera conjunta. El control del convertidor *boost* rechaza los transitorios de la tensión del bus de CD generados por las operaciones de las FA. También, por la FA de operación

con FP fijo menor a la unidad, es necesario un manejo bidireccional de potencia reactiva, lo cual se logra con el control basado en pasividad.

Aportaciones de la tesis

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

- Una metodología para el dimensionamiento del inversor cuando se contempla la operación de las FA de soporte ante variaciones de baja/alta tensión, soporte ante variaciones de baja/alta frecuencia, operación con FP fijo menor a la unidad y protección contra el modo isla.
- Un criterio para la sintonización del filtro LCL contemplando regiones extendidas de operación.
- La deducción y validación de forma experimental del impacto en el rizo de tensión del bus de CD, cuando se considera el soporte de potencia reactiva.
- Un sistema de control que comprende las estrategias y algoritmos de control, que permiten la operación de las FA consideradas: soporte ante variaciones de baja/alta tensión, soporte ante variaciones de baja/alta frecuencia, operación con FP fijo menor a la unidad y protección contra el modo isla.
- La validación del modelo y algoritmos de control en la plataforma de simulación en tiempo real *Typhoon HIL 402* con HIL.

Sugerencias de trabajo futuro

Debido a los retos encontrados durante el desarrollo del trabajo de tesis, se sugieren los siguientes puntos para continuar con la línea de investigación:

- Abordar la operación de las FA restantes: control Volt/VAR a través de la inyección dinámica de potencia reactiva, definir tasas de cambio y de emergencia para la emergencia para la gestión de potencia activa y reactiva y la reconexión mediante métodos suaves.
- Mejorar el desempeño para la detección del modo isla considerando otros escenarios de operación, incluso ante la operación de múltiples FA.
- Realizar la prueba de estabilidad y robustez para la estrategia de control basada en pasividad utilizada.

- Evaluar el desempeño de las estrategias de control contra los esquemas de control clásicos y realizar una comparativa.
- Proponer un algoritmo que permita generar las condiciones de operación de las tasas de cambio y de emergencia, así como sus umbrales contempladas dentro de las FA, en función de las características de la red eléctrica como la impedancia equivalente.
- Generar un algoritmo de optimización que permita la elección de las FA que deben de ser ejecutadas, con el objetivo de maximizar la operación del SFGD y la red eléctrica.
- Realizar un análisis detallado de las pérdidas eléctricas dentro del sistema, en función de las condiciones de operación impuestas por las FA.

Publicaciones generadas

Fernando I. Quiroz-Vázquez, V. Cárdenas, J. González-Rivera, Mario González-García, Alejandro Aganza-Torres, Fortino Mendoza-Mondragón, “Inversor Fotovoltaico Monofásico con Soporte de Potencia Reactiva”, Congreso Nacional de Control Automático, 2019, Pág. 55-60, ISSN 2594-2492 , Publicado.

J. González-Rivera, V. Cárdenas, Fernando I. Quiroz-Vázquez, Homero Miranda-Vidales, D.S. Martinez-Padron, Fortino Mendoza-Mondragón, “Operación de una Microrred de CA como Prototipo de Laboratorio con Fines de Investigación”, Congreso Nacional de Control Automático, 2019, Pág. 612-617, ISSN 2594-2492 , Publicado.



CÓDIGO Y DATOS PARA LA EVALUACIÓN DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA

Para obtener los índices de modulación de cada uno de los armónicos, se utilizó el siguiente código de *MATLAB*:

```

1  clc

3  %%Datos de entrada
mf = 209; %%indice de modulacion en frecuencia
5  ma = 0.7245; %%indice de modulacion en amplitud
i = 0;

7

9  %%Archivo Excel
arch='variables_modulacion.xlsx';
hoja = 1;

11

13  for m = 1:3
    for n = -3:4
        i = i+1;
15        Vnm(1,i) = abs((4/pi)*(1/(2*m))*(besselj(2*n-1,m*pi*ma))*cos((m+n-1)*pi));
        frec(1,i) = (2*m*mf+(2*n-1))*60;
17        w(1,i) = 2*pi*(2*m*mf+(2*n-1))*60;
        magG(1,i) = sqrt(((Rp*Cf*w(1,i))^2+(1)^2)/sqrt(((Rp+Rp)+((L1*Cf*(Rp+Rp)+L2*Cf*(Rp+Rp))
            *(w(1,i)^2))^2+(((L1+L2+Rp*Cf*(Rp+Rp)+Rp*Rp*Cf)*w(1,i))+(L1*L2*Cf*(w(1,i)^3)))^2)
            );
19        %%Obtencion de datos
        xlrango= sprintf('B%s',num2str(i));
21        xlswrite(arch,{frec(1,i),Vnm(1,i),magG(1,i)},hoja,xlrango)
    end
23 end

```

Los índices de modulación de las componentes armónicas se listan a continuación:

Tabla A.1. Datos para estimar la distorsión armónica de corriente.

frecuencia [Hz]	V_{nm}	$G_{(j\omega)}$	$V_{nm}V_{CD} [V_{RMS}]$	$I_{2n} [A_{RMS}]$
60	0.7245	0.04330488	181.125	5.5118
24660	0.00026522	1.6566E-05	0.06630436	7.76696E-07
24780	0.00813289	1.6329E-05	2.03322278	2.3476E-05
24900	0.11185934	1.6096E-05	27.9648354	0.000318283
25020	0.34635596	1.5867E-05	86.5889893	0.000971525
25140	0.34635596	1.5643E-05	86.5889893	0.000957798
25260	0.11185934	1.5423E-05	27.9648354	0.000304981
25380	0.00813289	1.5207E-05	2.03322278	2.18637E-05
25500	0.00026522	1.4996E-05	0.06630436	7.03053E-07
49740	0.01019523	2.0567E-06	2.54880701	3.70679E-06
49860	0.06417926	2.0421E-06	16.0448156	2.31682E-05
49980	0.13400744	2.0276E-06	33.5018605	4.80322E-05
50100	0.07789653	2.0132E-06	19.4741331	2.77226E-05
50220	0.07789653	1.999E-06	19.4741331	2.75266E-05
50340	0.13400744	1.9849E-06	33.5018605	4.70209E-05
50460	0.06417926	1.9709E-06	16.0448156	2.2361E-05
50580	0.01019523	1.9571E-06	2.54880701	3.52725E-06
74820	0.04568256	6.165E-07	11.4206391	4.97863E-06
74940	0.0766371	6.1361E-07	19.1592746	8.313E-06
75060	0.0266883	6.1074E-07	6.67207574	2.88139E-06
75180	0.01202377	6.0789E-07	3.00594189	1.29208E-06
75300	0.01202377	6.0505E-07	3.00594189	1.28605E-06
75420	0.0266883	6.0223E-07	6.67207574	2.84126E-06
75540	0.0766371	5.9943E-07	19.1592746	8.12093E-06
75660	0.04568256	5.9665E-07	11.4206391	4.81833E-06

CÓDIGO PARA LA DETECCIÓN DEL MODO ISLA

El código que se muestra a continuación se utiliza para detectar el modo isla y es implementado dentro de *PSIM* en un bloque de C simplificado usando una frecuencia de muestreo de 25 kHz.

```

1  static int Vn1=0.;
   static int Vint1=0.;
3  static int V1=0.;
   int N50=416.;
5  int N5=4166.;
   static int M50=0.;
7  static int M5=0.;
   int i=0.;
9  int j=0.;
   int r=0.;
11 int d=0.;
   static float sum50=0.;
13 static float sum5=0.;
   static float avg50=0.;
15 static float avg5=0.;
   static float delta=0.;
17 float x1p=x2;
   static int cont1=0;
19 static int trip=0;
   static int off=1;
21 Vn1=x1;

23   if (M50<N50)
       {
25       sum50=sum50+x1p;
       M50=M50+1;
27   }
   else
29   {
       sum50=sum50+x1p;

```

```

31     avg50=sum50/416;
      M50=0;
33     sum50=0;
      }
35     if (M5<N5)
      {
37     sum5=sum5+avg50;
      M5=M5+1;
39     }
      else
41     {
      avg5=sum5/4166;
43     sum5=0;
      M5=0;
45     }

47     delta=(avg50-avg5);

49 if (x1>=1)
    {
51     if (abs(delta)>=1.2e-3)
        {
53         cont1=cont1+1;
          if (cont1==3200)
55         {
          trip=1;
57         }
        }
59     else
        {
61         cont1=0;
        }
63     }

65 if (trip==1)
    {
67 off=0;
      cont1=0;
69 delta=0;
      avg5=0;
71 avg50=0;
    }
73
      y1=avg50;
75 y2=avg5;
      y3=delta;
77 y4=cont1;
      y5=off;

```



CÓDIGO PARA LA IMPLEMENTACIÓN EXPERIMENTAL DEL PLL

El *PLL* se implementó en el *DSP* con una frecuencia de muestreo de 25 kHz, utilizando el siguiente código:

```

// Ecuaciones de diferencias SOGI
2  Vk = -1 * ((float)Vp * 4.885197851e-4); // Valores unitarios de tension
   Vpk = (0.0074831516 * Vk) - (0.0074831516 * Vk_2) + (1.984808 * Vpk_1) - (0.9850337 * Vpk_2
   );
4  qVk = (5.6422963122e-5 * Vk) + (0.00011282845926244 * Vk_1) + (5.6422963122e-5 * Vk_2) +
   (1.98480800493 * qVk_1) - (0.9850336967 * qVk_2);

6  // Retraso de 1/4 de ciclo con apuntadores
   Vb[i] = Vbaux[i];
8  Ib[i] = Ibaux[i];
   Vbaux[i] = Vp;
10 Ibaux[i] = Ip;
   Vbeta = - 4.885197851e-4 * ((float)Vb[i]);
12 Ibeta = - 4.885197851e-4 * ((float)Ib[i]);

14 if (i < 104)
   {
16     i++;
   }
18 else
   {
20     i = 0;
   }

22 //Transformada de Park de la red
24 Vd = (Vk * sinf(thtk - 1.570796327)) - (Vbeta * cosf(thtk - 1.570796327));
   Vq = (qVk * cosf(thtk)) - (Vpk * sinf(thtk));
26 ekp11 = -Vq;

28 // Ecuacion de diferencias PI para 20 ms

```

```

ukpll = (462.15962 * ekpll) - (457.84037 * ekpll_1) + (ukpll_1);
30
// frecuencia angular central
32 wk = ukpll + 377;

34 // Integrador del PLL
thtk = (20e-6 * (wk + wk_1)) + thtk_1;
36

//Generacion de la senal ortogonal de corriente
38 Ik = -1 * ((float)Ip * 4.885197851e-4); //Valores unitarios de corriente

40 //Transformada de Park de la corriente
Id = (Ik * sinf(thtk - 1.570796327)) - (Ibeta * cosf(thtk - 1.570796327));
42 Iq = (Ik * cosf(thtk - 1.570796327)) + (Ibeta * sinf(thtk - 1.570796327));

44 // Transformacion inversa de park
Valfa = Mal * sinf(thtk - 1.570796327 + (Desfase1 * 0.0174532925) - (0.54 * 0.0174532925));
46

// Modulacion con la red
48 Vred = Valfa;
ma = Vred;
50 Vpwm = ma * 2000;

52 // Acondicionamiento para generar la comparacion

54 Moduladora1a = OFFSET + des + Vpwm;
Moduladora1b = OFFSET - des - Vpwm;
56

// Reset del integrador
58 if (thtk <= 6.283185307)
{
60     thtk = thtk;
}
62 else
{
64     thtk = thtk - 6.283185307;
}
66 Vpkoffset = thtk*651;
// Retraso de los valores
68 Vk_2 = Vk_1;
Vk_1 = Vk;
70 Vpk_2 = Vpk_1;
Vpk_1 = Vpk;
72 qVk_2 = qVk_1;
qVk_1 = qVk;
74 ukpll_1 = ukpll;
ekpll_1 = ekpll;
76 wk_1 = wk;
thtk_1 = thtk;
78

//Retraso de las senales de corriente
80 Ik_2 = Ik_1;
Ik_1 = Ik;
82 Ipk_2 = Ipk_1;
Ipk_1 = Ipk;

```

```
84 |   qIk_2 = qIk_1 ;  
   |   qIk_1 = qIk ;
```


REFERENCIAS

- [1] IRENA, “Renewable energy statistics 2019,” tech. rep., IRENA, July 2019.
- [2] R. A. Walling, R. Saint, R. C. Dugan, J. Burke, and L. A. Kojovic, “Summary of distributed resources impact on power delivery systems,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, pp. 1636–1644, July 2008.
- [3] California Smart Inverter Working Group, “Recommendations for updating the technical requirements for inverters in distributed energy resources. smart inverter working group recommendations.” https://www.energy.ca.gov/electricity_analysis/rule21/documents/, Enero 2014. Consultado en Mayo de 2018.
- [4] “IEEE standard for interconnection and interoperability of distributed energy resources with associated electric power systems interfaces,” *IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003)*, pp. 1–138, April 2018.
- [5] SENER, “Prospectiva de energías renovables,” 2018.
- [6] R. Bracho, “Designing distributed generation in Mexico,” *National Renewable Energy Laboratory NREL*, 2017.
- [7] M. J. Reno, R. J. Broderick, and S. Grijalva, “Smart inverter capabilities for mitigating over-voltage on distribution systems with high penetrations of pv,” in *2013 IEEE 39th Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*, pp. 3153–3158, June 2013.
- [8] W. Peng, C. Hicks, O. Gonzalez, B. Blackstone, and Y. Baghzouz, “Experimental test on some autonomous functions of advanced pv inverters,” in *2016 IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM)*, pp. 1–5, July 2016.
- [9] S. Gonzalez, J. Johnson, M. J. Reno, and T. Zgonena, “Small commercial inverter laboratory evaluations of ul 1741 sa grid-support function response times,” in *2016 IEEE 43rd Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*, pp. 1790–1795, June 2016.
- [10] A. Nelson, A. Hoke, B. Miller, S. Chakraborty, F. Bell, and M. McCarty, “Impacts of inverter-based advanced grid support functions on islanding detection,” in *2016 IEEE*

- Power Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT)*, pp. 1–5, Sep. 2016.
- [11] M. Ropp, D. Schultz, J. Neely, and S. Gonzalez, “Effect of grid support functions and vrt/frt capability on autonomous anti-islanding schemes in photovoltaic converters,” in *2016 IEEE 43rd Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*, pp. 1853–1856, June 2016.
 - [12] K. Prabakar, M. Shirazi, A. Singh, and S. Chakraborty, “Advanced photovoltaic inverter control development and validation in a controller-hardware-in-the-loop test bed,” in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1673–1679, Oct 2017.
 - [13] M. Elkhatib, J. Neely, and J. Johnson, “Evaluation of fast-frequency support functions in high penetration isolated power systems,” in *2017 IEEE 44th Photovoltaic Specialist Conference (PVSC)*, pp. 2141–2146, June 2017.
 - [14] V. T. Dao, H. Ishii, and Y. Hayashi, “Optimal smart functions of large-scale pv inverters in distribution systems,” in *2017 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT-Asia)*, pp. 1–7, Dec 2017.
 - [15] G. A. Kern, M. Ropp, and S. Gonzalez, “Power balance requirements for sustained islanding of inverter based distributed generation,” in *2017 IEEE 44th Photovoltaic Specialist Conference (PVSC)*, pp. 3020–3024, June 2017.
 - [16] J. Hernandez-Alvidrez and J. Johnson, “Parametric pv grid-support function characterization for simulation environments,” in *2017 IEEE 44th Photovoltaic Specialist Conference (PVSC)*, pp. 2153–2158, June 2017.
 - [17] P. Gotseff, N. Wunder, A. Hoke, E. Ifuku, and R. Ueda, “Residential advanced photovoltaic inverter pilot study results for select distribution secondaries in hawai‘i,” in *2018 IEEE 7th World Conference on Photovoltaic Energy Conversion (WCPEC) (A Joint Conference of 45th IEEE PVSC, 28th PVSEC 34th EU PVSEC)*, pp. 1418–1423, June 2018.
 - [18] A. B. Nassif, T. Greenwood-Madsen, S. P. Azad, and D. F. Teshome, “Feeder voltage management through smart inverter advanced functions and battery energy storage system,” in *2018 IEEE Power Energy Society General Meeting (PESGM)*, pp. 1–5, Aug 2018.
 - [19] M. Kraiczy, B. York, M. Bello, D. Montenegro, S. Akagi, and M. Braun, “Coordinating smart inverters with advanced distribution voltage control strategies,” in *2018 IEEE Power Energy Society General Meeting (PESGM)*, pp. 1–5, Aug 2018.

- [20] Y. Yang, F. Blaabjerg, and H. Wang, “Low-voltage ride-through of single-phase transformerless photovoltaic inverters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, pp. 1942–1952, May 2014.
- [21] M. Farhadi-Kangarlu and F. Mohammadi, “Performance comparison of single-phase transformerless grid-connected pv inverters,” in *2018 9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, pp. 71–76, Feb 2018.
- [22] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, “Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, pp. 1281–1291, Sep. 2005.
- [23] R. N. Beres, X. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg, and C. L. Bak, “A review of passive power filters for three-phase grid-connected voltage-source converters,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, pp. 54–69, March 2016.
- [24] G. Holmes and T. Lipo, “Pulse width modulation for power converter,” Jan 2006.
- [25] Seddik Bacha, Iulian Munteanu, Antoneta Iuliana Bratcu, *Power Electronic Converters Modeling and Control*. Springer-Verlag London, 2014.
- [26] M. Gonzalez, V. Cardenas, and F. Pazos, “Dq transformation development for single-phase systems to compensate harmonic distortion and reactive power,” in *9th IEEE International Power Electronics Congress, 2004. CIEP 2004*, pp. 177–182, Oct 2004.
- [27] Marco Antonio Hernández Cruz, “Análisis y desarrollo de un convertidor ca/cd/ca de tres puertos para el control del flujo de potencia,” Master’s thesis, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, CIEP-FI, 2015.
- [28] A. Reznik, M. G. Simões, A. Al-Durra, and S. M. Mueen, “LCL filter design and performance analysis for grid-interconnected systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, pp. 1225–1232, March 2014.
- [29] M. Saïd-Romdhane, M. Naouar, I. Slama-Belkhodja, and E. Monmasson, “An improved LCL filter design in order to ensure stability without damping and despite large grid impedance variations,” *Energies*, vol. 10, p. 336, 03 2017.
- [30] Y. Tang, W. Yao, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, “Design of LCL-filters with LCL resonance frequencies beyond the Nyquist frequency for grid-connected inverters,” in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 5137–5144, Sep. 2015.

- [31] J. Almaguer, V. Cárdenas, A. Aganza-Torres, M. González, and J. Alcalá, “A frequency-based LCL filter design and control considerations for three-phase converters for solid-state transformer applications,” *ELECTRICAL ENGINEERING*, vol. 101, pp. 545–558, Jun 2019.
- [32] J. Alcalá, *Estudio del Convertidor Back-To-Back*, vol. 1. Universidad de Colima, 2016.
- [33] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics. Converters, Applications and Design*. John Wiley and Sons, Inc, third ed., 2003.
- [34] M. A. G. de Brito, L. Galotto, L. P. Sampaio, G. d. A. e Melo, and C. A. Canesin, “Evaluation of the main mppt techniques for photovoltaic applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 1156–1167, March 2013.
- [35] L. Huang, D. Qiu, F. Xie, Y. Chen, and B. Zhang, “Modeling and stability analysis of a single-phase two-stage grid-connected photovoltaic system,” *Energies*, vol. 10, no. 12, 2017.
- [36] L. Qin, S. Xie, C. Yang, M. Hu, and S. Luo, “Design method of input voltage robust pi controller for pv interface converter,” in *International Conference on Renewable Power Generation (RPG 2015)*, pp. 1–6, Oct 2015.
- [37] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid Synchronization in SinglePhase Power Converters*, pp. 43–91. IEEE, 2007.
- [38] M. Karimi-Ghartema, *PLL Structures for Single-Phase Applications*. IEEE, 2014.
- [39] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “A new single-phase pll structure based on second order generalized integrator,” in *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1–6, June 2006.
- [40] D. S. Martinez-Padron, V. Cárdenas, R. Álvarez Salas, A. Tobias, and A. Rivera, “Evaluation of dspace based pll algorithms for grid-connectedsingle-phase converters,” in *Congreso Nacional de Control Automatico*, 2019.
- [41] C. Li, C. Cao, Y. Cao, Y. Kuang, L. Zeng, and B. Fang, “A review of islanding detection methods for microgrid,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 35, pp. 211 – 220, 2014.
- [42] T. Quoc-Tuan, “New methods of islanding detection for photovoltaic inverters,” in *2016 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT-Europe)*, pp. 1–5, Oct 2016.

- [43] M. Ciobotaru, V. G. Agelidis, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Accurate and less-disturbing active antiislanding method based on pll for grid-connected converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 1576–1584, June 2010.
- [44] R. Ortega, A. Lor, P. J Nicklasson, H. Sira-Ramirez, and R. Rez, *Passivity-Based Control of Euler-Lagrange Systems: Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications*. 01 1998.
- [45] R. Ortega, G. Espinosa-Pérez, and A. Astolfi, “Theory for the user and application examples of the passivity-based control for ac electric machines,” in *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 758–763, May 2012.
- [46] S. Barman, S. Samanta, J. P. Mishra, P. Roy, and B. K. Roy, “Design and Implementation of an IDA-PBC for a Grid Connected Inverter used in a Photovoltaic System,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 51, no. 1, pp. 680 – 685, 2018. 5th IFAC Conference on Advances in Control and Optimization of Dynamical Systems ACODS 2018.
- [47] S. Noureen, N. Shamim, V. Roy, and S. Bayne, “Real-Time Digital Simulators: A Comprehensive Study on System Overview, Application, and Importance,” *International Journal of Research and Engineering*, vol. 4, pp. 266–277, 12 2017.

