

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y ESTUDIOS DE
POSGRADO**

FACULTAD DE INGENIERÍA

**DESARROLLO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA MICRORRED
AISLADA CON GENERACIÓN FOTOVOLTAICA**

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. JUAN ALEJANDRO GONZÁLEZ RIVERA

A S E S O R:

DR. VÍCTOR MANUEL CÁRDENAS GALINDO

SAN LUIS POTOSÍ, S.L.P.

FEBRERO DE 2020



Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ingeniería



Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

Maestría en Ingeniería Eléctrica

Opción: Electrónica de Potencia para
Fuentes Alternas de Energía

*“Desarrollo e Implementación de una Microrred Aislada con
Generación Fotovoltaica”*

Presenta:

Ing. Juan Alejandro González Rivera

Sinodales:

Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo
(Asesor de Tesis)

Dr. Homero Miranda Vidales

Dr. Mario Arturo González García

Dr. Jorge Alberto Morales Saldaña

San Luis Potosí, S.L.P.

Enero de 2020.

24 de septiembre de 2019

ING. JUAN ALEJANDRO GONZÁLEZ RIVERA
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 e Implementación de una Microrred Aislada con
Generación Fotovoltaica"**

Introducción.

1. Análisis y Descripción de la Microrred.
 2. Dimensionamiento del Sistema.
 3. Diseño del Sistema de Control de los Convertidores.
 4. Resultados.
- Conclusiones.
Referencias.

"MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO"

A T E N T A M E N T E

M. I. JORGE ALBERTO PÉREZ GONZÁLEZ
DIRECTOR.

www.uaslp.mx

Copia. Archivo.
*etn.

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

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



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

Aclaración

El presente trabajo que lleva por título:

*Desarrollo e Implementación de una Microrred Aislada con
Generación Fotovoltaica.*

Se realizó entre Abril de 2018 y Enero de 2020 bajo la dirección científica del Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo.

Originalidad

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

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

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

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

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

Ing. Juan Alejandro González Rivera

Dedicatoria

*En memoria y recuerdo
de la mejor persona que he conocido
Ángeles Rivera
mi madre.*

Agradecimientos

A Dios por darme la vida y la fuerza para concluir esta etapa de mi formación.

A mis padres María de los Ángeles Rivera Bravo y J. Carlos González Cayetano, por brindarme una educación integral y ser un gran ejemplo de vida a través del amor, esfuerzo y dedicación que le ponen a todas las cosas que hacen. A ustedes les debo todo lo que soy.

A mi esposa Jessica Janeth López Villanueva, por brindarme con amor un apoyo incondicional en todo momento y vivir esta experiencia a mi lado.

A mis hermanos Carlos y Sandra, por cuidarme y hacerme saber que siempre estarán conmigo.

Al Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo, por brindarme la oportunidad de trabajar con él, compartir sus conocimientos, por su tiempo, paciencia, amistad y sus consejos, sobre todo, los que no tienen nada que ver con electrónica de potencia.

A todos los profesores del CIEP, por brindar cursos de calidad y su disposición dentro y fuera de clases.

A los doctores Homero Miranda, Mario González y Jorge Morales, que forman parte del comité evaluador, por darle seguimiento y hacer observaciones a éste trabajo.

De manera muy especial a la licenciada Ana Cecilia Rivera Rivera, por las facilidades brindadas en el laboratorio, consejos y sobre todo una gran amistad.

A todos mis compañeros y amigos del laboratorio y posgrado: Fer, Dani, Tobi, Sanjo, Rafa, Barrios, Yuniel, Rosa, Chema, Charly, Marco A, Marco B, Nacho, Julio, Claudia, Diana, Mejía, Noé, Isra, Raúl y Karol; así como a los doctores: Alejandro Aganza, Efrén Flores, Isaac Torres, Janeth Alcalá y Jorge Almaquer por su amistad, consejos y momentos de esparcimiento.

Agradecimientos

A Fernando, Daniel, Agustín y San José por el apoyo en la realización de las pruebas experimentales y acompañarme en momentos difíciles.

A mis compañeros de generación, Cuahutémoc y Edgar por su amistad y anécdotas compartidas

A mis amigos del Cobach, Tavo, Tania, Alexis y Anzures, por su invaluable amistad, palabras aliento y apoyo durante la licenciatura y posgrado.

En general a todos los integrantes del Lab. CEECM, que me demostraron que no solo es un gran grupo de trabajo, si no también una familia. Estaré agradecido con ustedes por siempre.

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 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 abreviaturas	XIX
Lista de variables y símbolos	XXI
Resumen	XXIII
Introducción	1
1 Análisis y descripción de la microrred	13
1.1. Descripción del sistema	13
1.2. Descripción de los convertidores	15
1.3. Tareas dentro de la microrred y circuito equivalente	16
1.4. Modelado de los convertidores	18
1.5. Escenarios de operación	26
2 Dimensionamiento del sistema	29
2.1. Dimensionamiento de los filtros de enlace	31
2.2. Dimensionamiento de condensador de enlace de CD	38
2.3. Dimensionamiento de sistema de almacenamiento	40
2.4. Dimensionamiento del arreglo fotovoltaico	41
3 Diseño del sistema de control de los convertidores	45
3.1. Capas de control en las microrredes de CA	46
3.2. Objetivos de control	47
3.3. Control por linealización entrada-salida	48
3.4. Distribución de frecuencias del sistema	56
4 Resultados	57
4.1. Resultados de simulación en PSIM	57
4.2. Resultados de simulación en tiempo real con <i>hardware in the loop</i>	62
4.3. Resultados experimentales	73

Conclusiones	81
Apéndices	
A Diseño magnético del inductor de enlace L_2	85
B Código de protecciones contra niveles de sobretensión y sobrecorriente	87
C Caracterización de inversor comercial	91
D PCB de acondicionamiento de señales	95
Referencias bibliográficas	97

ÍNDICE DE TABLAS

1.1.	Parámetros del sistema.	14
1.2.	Estados de conmutación de los convertidores.	19
1.3.	Tabla comparativa de características de los convertidores.	22
2.1.	Parámetros del sistema.	31
2.2.	coeficientes armónicos generalizados.	32
2.3.	Interpolación de coeficientes.	33
2.4.	Armónicos de corriente.	33
2.5.	Interpolación de coeficientes.	37
2.6.	Armónicos de tensión antes del filtro.	37
2.7.	Coefficiente de atenuación de los armónicos.	37
2.8.	Rango de tensión del sistema de almacenamiento.	41
2.9.	Parámetros del módulo fotovoltaico ERDM 250 P/6.	41
2.10.	Parámetros de los convertidores.	43
3.1.	Estructura de control centralizada y descentralizada.	45
3.2.	Constantes de los lazos de control del convertidor 1a.	49
3.3.	Constantes de los lazos de control del convertidor 1b.	50
4.1.	Parámetros de la simulación de la etapa de potencia	58
4.2.	Parámetros <i>Typhoon HIL 402</i>	62
4.3.	Parámetros de desempeño.	72
4.4.	Armónicos de tensión.	77
4.5.	Armónicos de tensión del SEP.	78
A.1.	Parámetros y coeficientes de diseño.	85
A.2.	Parámetros finales.	86
C.1.	Requerimientos de la tensión de entrada en CD.	91
C.2.	Requerimientos de la red de conexión.	92
C.3.	Parámetros de desempeño.	94
D.1.	Características generales de TMS320F28379D.	95

ÍNDICE DE FIGURAS

1.	SEP convencional.	1
2.	Prospectiva del sistema eléctrico en el futuro.	2
3.	Ejemplo estructural de una MR [5].	3
4.	Clasificación general de las MR.	4
5.	Clasificación de las MR según el tipo de servicio.	5
6.	Clasificación de las MR según el tipo de tensión eléctrica de operación.	6
7.	Clasificación de las MR según el tipo la conectividad con el SEP.	6
8.	Clasificación de las MR según el tamaño de la instalación.	7
9.	Clasificación de las MR según la topología.	8
10.	Proceso de elaboración de programa de redes eléctricas inteligentes.	9
11.	Interfaces para la operación de una MR.	9
1.1.	Esquema propuesto de MR.	13
1.2.	Convertidor 1.	15
1.3.	Convertidor 2.	16
1.4.	Convertidor formador.	16
1.5.	Convertidor alimentador.	17
1.6.	Convertidor de soporte como fuente de tensión.	17
1.7.	Convertidor de soporte como fuente de corriente.	18
1.8.	Esquemático del sistema y circuitos equivalentes para el modelo promedio.	19
1.9.	Validación de los modelos: i_{L_1}	23
1.10.	Validación de los modelos: V_{CD}	24
1.11.	Validación de los modelos: i_{L_2}	24
1.12.	Validación de los modelos: $V_{\mu Red}$	24
1.13.	Validación de los modelos: i_{L_3}	25
1.14.	Validación de los modelos: Corriente en la carga.	25
1.15.	Validación de los modelos: Error en i_{L_1}	25
1.16.	Diagrama de operación general.	27
1.17.	Diagrama de operación: Modo aislado.	27
1.18.	Diagrama de operación: Modo interconectado al SEP.	28
2.1.	Espectro armónico de la tensión V_{PWM} en el convertidor.	30
2.2.	Espectro armónico de un convertidor.	34
2.3.	Atenuación de filtro LC.	35
2.4.	Estados de carga de la batería plomo-ácido.	40
2.5.	circuito esquemático.	43

3.1.	Capas de gestión y control en una MR.	46
3.2.	Esquema de control propuesto para el convertidor 1a.	48
3.3.	Esquema de control propuesto para el convertidor 1b.	49
3.4.	Diagrama de bloques del lazo externo de tensión de V_{CD}	51
3.5.	Diagrama de bloques del lazo externo de tensión de $V_{\mu Red}$	52
3.6.	Diagrama de bloques del lazo interno de corriente de i_{L_1}	53
3.7.	PLL basado en un integrador generalizado de segundo orden.	54
3.8.	Generación de la señal ortogonal del PLL SOGI.	55
3.9.	Distribución de las frecuencias del sistema.	56
4.1.	Esquema de simulación.	58
4.2.	Tensión V_{CD} en el bus de CD del convertidor BTB.	59
4.3.	Tensión $V_{\mu Red}$ de la MR.	60
4.4.	Corrientes en los inductores.	61
4.5.	Potencia activa de los convertidores y la carga.	61
4.6.	Plataforma de simulación en tiempo real.	62
4.7.	Esquema de simulación en Thyphoon HIL.	63
4.8.	Sincronización con el SEP.	64
4.9.	Conexión del convertidor 1a.	64
4.10.	Conexión de carga en CD.	65
4.11.	Regulación de V_{CD}	65
4.12.	Formación de $V_{\mu Red}$	66
4.13.	Cambio de carga 10 % $\rightarrow$ 90 %.	66
4.14.	Cambio de carga 90 % $\rightarrow$ 10 %.	67
4.15.	Activación del convertidor alimentador.	67
4.16.	Esquema de operación en modo aislado.	68
4.17.	Desconexión de la red eléctrica.	68
4.18.	Cambio de carga 50 % $\rightarrow$ 100 % en la cresta.	69
4.19.	Cambio de carga 50 % $\rightarrow$ 100 % en el valle.	70
4.20.	Cambio de carga 100 % $\rightarrow$ 50 % en la cresta.	70
4.21.	Cambio de carga 100 % $\rightarrow$ 50 % en el valle.	70
4.22.	Cambio de carga 100 % $\rightarrow$ 50 %.	71
4.23.	Curva CBEMA.	72
4.24.	Plataforma experimental.	73
4.25.	Esquema de prueba: Inversores en paralelo.	73
4.26.	Transitorio de conexión en paralelo.	74
4.27.	Operación a potencia nominal.	74
4.28.	<i>Enphase</i> m215.	75
4.29.	Operación del inversor PV comercial.	75
4.30.	Arranque de inversor PV comercial.	76
4.31.	Cambios de carga con el inversor PV comercial conectado.	76
4.32.	Contenido armónico de la tensión $V_{PWM_{1b}}$	77
4.33.	Tensión del SEP.	78
4.34.	Tensión de la MR.	78

A.1.	Dimensiones Ferrita: E 80/38/20.	85
A.2.	Inductor fabricado	86
B.1.	Detección de sobrecorriente.	88
B.2.	Señales de conmutación ante la detección de falla.	89
B.3.	Reestablecimiento de las señales de conmutación.	89
C.1.	Esquema de prueba.	91
C.2.	Elevación de la tensión de red.	92
C.3.	Disminución de la tensión de red.	93
C.4.	Elevación de la frecuencia de red.	93
C.5.	Disminución de la frecuencia de red.	93
D.1.	LauncPad	95
D.2.	PCB de acondicionamiento y DSP.	96

LISTA DE ACRÓNIMOS Y ABREVIATURAS

Nomenclatura	Significado en español	Significado en inglés
MR	Microrred.	Microgrid.
CD	Corriente directa.	Direct current.
CA	Corriente alterna.	Alternating current.
SEP	Sistema eléctrico de potencia.	Electric power system.
CEP	Convertidores de electrónica de potencia.	Power electronic converters.
GD	Generación distribuida.	Distributed generation.
DERs	Fuentes de generación distribuida.	Distributed generation sources.
SENER	Secretaría de energía.	
CENACE	Centro nacional de control de energía..	
DOF	Diario oficial de la federación.	
PCC	Punto de conexión común.	Point of common coupling.
SP	Sistemas de Potencia .	Power systems.
EP	Electrónica de Potencia.	Power electronics.
MEM	Mercado eléctrico mayorista.	Wholesale electricity market.
PV	Sistema de generación fotovoltaica.	Photovoltaic generation system.
IET	Interruptor estático de transferencia.	Static transfer switch.
VSC	Convertidor fuente de tensión.	Voltaje source converter.
BTB	Convertidor CA/CD/CA.	Back to back converter.
SPWM	Modulación de ancho de pulso sinusoidal por portadora.	Sine pulse width modulation.
BTB	Convertidor CA/CD/CA.	Back to back converter.
LVK	Ley de tensiones de Kirchhoff.	Kirchhoff's voltage law.
LCK	Ley de corrientes de Kirchhoff.	Kirchhoff's current law.
THD	Distorsión armónica total.	Total harmonic distortion.
FP	Factor de potencia.	Power factor.

Nomenclatura	Significado en español	Significado en inglés
DB	Diagrama de bloques.	Block diagram.
PLL	Algoritmo de seguimiento de fase.	Phase locked loop.
SOGI	Integrador generalizado de segundo orden.	Second order generalized integrator.
CBEMA	Curva de tolerancia de equipo electrónico.	Computer business equipment manufacturers association.
DSP	Procesador digital de señales.	Digital signal processor.
HIL	Hardware en el lazo.	Hardware in the loop.

LISTA DE VARIABLES Y SÍMBOLOS

Nomenclatura	Descripción
V_{Red}	Tensión de la red eléctrica.
$V_{\mu Red}$	Tensión de la microrred.
L_1	Inductor de enlace del convertidor 1a con la red eléctrica.
R_{L_1}	Resistencia asociada al inductor L_1 .
i_{L_1}	Corriente del inductor L_1 .
C_{cd}	Condensador del enlace de CD del convertidor BTB.
V_{CD}	Tensión de enlace en el condensador C_{cd} .
$i_{C_{cd}}$	Corriente en el condensador C_{cd} .
L_2	Inductor de enlace del convertidor 1b con la microrred.
R_{L_2}	Resistencia asociada al inductor L_2 .
i_{L_2}	Corriente del inductor L_2 .
C_f	Condensador de filtrado del filtro de segundo orden.
L_3	Inductor de enlace del convertidor 2 con la microrred.
R_{L_3}	Resistencia asociada al inductor L_3 .
i_{L_3}	Corriente del inductor L_3 .
I_{PV}	Corriente que aporta el sistema fotovoltaico.
C_{PV}	Condensador de desacoplo del sistema fotovoltaico.
$i_{C_{PV}}$	Corriente en el condensador C_{PV} .
R	Resistencia equivalente de las cargas locales.
$V_{PWM_{1a}}$	Tensión pulsada en terminales del convertidor 1a.
$V_{PWM_{1b}}$	Tensión pulsada en terminales del convertidor 1b.
V_{PWM_2}	Tensión pulsada en terminales del convertidor 2.
P_{1a}	Potencia activa que procesa el convertidor 1a.
P_{1b}	Potencia activa que procesa el convertidor 1b.
P_2	Potencia activa que procesa el convertidor 2.
$S_{1,2,3,4}$	Interruptores del convertidor 1a.
$S_{5,6,7,8}$	Interruptores del convertidor 1b.
$S_{a,b,c,d}$	Interruptores del convertidor 2.
m_a	Índice de modulación en amplitud.
m_f	Índice de modulación en frecuencia.
f_{sw}	Frecuencia de conmutación.

Nomenclatura	Descripción
m_{1a}	Señal moduladora del convertidor 1a.
m_{1b}	Señal moduladora del convertidor 1b.
m_2	Señal moduladora del convertidor 2.
α	Señal de los sensores.
β	Señal ortogonal de los sensores.
θ	Ángulo del PLL.
ω	Frecuencia angular.
f_0	Frecuencia fundamental.
b_n	n-ésimo armónico.
b_0	Armónico fundamental.
V_h	Magnitud de los armónicos de tensión.
I_h	Magnitud de los armónicos de corriente.
h	Número de armónico.
c_n	Coefficiente de armónico.
f_c	Frecuencia de corte del filtro de segundo orden.
THD_V	Distorsión armónica total en tensión.
THD_i	Distorsión armónica total en corriente.
A_h	Coefficiente de atenuación del filtro LC a los armónicos.
u_{1a}	Señal de control del convertidor 1a.
u_{1b}	Señal de control del convertidor 1b.
u_2	Señal de control del convertidor 2.
B_{bat}	Tensión en el banco de baterías del sistema de almacenamiento.
P_{max}	Potencia pico del módulo PV.
V_{nom}	Tensión nominal del módulo PV.
I_{nom}	Corriente nominal del módulo PV.
V_{OC}	Tensión de circuito abierto del módulo PV.
I_{SC}	Corriente de cortocircuito del módulo PV.
R_T	Rango de temperatura permisible del módulo PV.
ΔV_{CD}	Rizo de tensión del bus de CD del convertidor BTB.
Q_{1a}^*	Referencia de potencia reactiva.
V_{CD}^*	Referencia de tensión en CD.
$v_{1,2}$	Variables auxiliares para la linealización del sistema.
ω^*	Frecuencia angular de referencia.
v^*	Referencia de tensión para la $V_{\mu Red}$.

RESUMEN

La evolución de las redes eléctricas convencionales, la creciente utilización de fuentes de generación de energía renovable, el avance tecnológico en dispositivos electrónicos de estado sólido y de sistemas de almacenamiento de energía, han impulsado el desarrollo de nuevos esquemas de generación y distribución de la energía eléctrica, para tratar de cubrir nuevas necesidades que demanda el alto consumo energético del sector industrial y doméstico.

Este trabajo de investigación aborda el problema desde el punto de vista de operación de los convertidores de electrónica de potencia que involucra una microrred conformada por tres convertidores de electrónica de potencia. La finalidad es mostrar algunos retos operativos que conlleva la operación de una microrred de corriente alterna, como son la sincronización, interconexión con la red eléctrica principal y el control coordinado de múltiples convertidores, así como también la integración de fuentes alternas de energía y un sistema de almacenamiento, que permite operar la microrred de forma interconectada o aislada del sistema eléctrico de potencia dependiendo del estado en el punto de conexión común.

Para afrontar los retos operativos que representa la puesta en marcha del sistema, se definen los niveles de gestión y control que son necesarios contemplar en el sistema, y se proponen los objetivos de control en cada uno de los convertidores de electrónica de potencia en base a la tarea que desempeñen dentro de la estructura propuesta. Una vez definidas las tareas de cada convertidor, se seleccionan y dimensionan los elementos pasivos de enlace conforme a los estándares que sugiere la IEEE y la normativa nacional, garantizando parámetros eléctricos con alta calidad. Con lo anterior y como una herramienta para validar el dimensionamiento, se aproxima el sistema mediante dos modelos (modelo promedio y en dq) siendo estos indispensables para desarrollar la ley de control que lleve el sistema a la operación nominal. Para validar el sistema de control y el funcionamiento de los filtros de enlace, se realiza una simulación en PSIM como primera aproximación de la microrred, donde se evalúa el funcionamiento del sistema de control propuesto por linealización entrada-salida ante variaciones de carga y generación en el bus formado de CA; dichos cambios en el punto de operación del sistema, permiten validar el funcionamiento de la microrred de manera bidireccional.

Después, se desarrolla una simulación en tiempo real con la plataforma de simulación *Thyphoon HIL 402*, con la finalidad de representar la respuesta dinámica del sistema real mediante la inclusión de *Hardware in the loop*. Se evalúa el protocolo de arranque del sistema y cambios de carga en el instante que representa el peor caso.

Posteriormente se adecuan dos convertidores CD/CA con la finalidad de conformar una plataforma experimental para validar de manera directa los conceptos propuestos. Se comprueba la operación a potencia nominal de los convertidores en una configuración paralela, donde se programa un esquema de protecciones en tensión y corriente. Una vez que es operativo el esquema en paralelo, se sustituye el convertidor con salida en corriente por un inversor fotovoltaico comercial para verificar que el bus de CA formado cumpla con los parámetros de desempeño adecuados ante variaciones de carga, que permitan mantener la operación del inversor comercial.

Finalmente se puede concluir que la plataforma construida, puede funcionar como interfaz de prueba para convertidores comerciales y de investigación; así como para la evaluación de esquemas y algoritmos de gestión y control especializados, como parte de trabajos de tesis de maestría y doctorado en un futuro.

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 476951 y bajo el proyecto Premio PRODETES, UASLP-AG-271/18, UASLP y LiCORE.

INTRODUCCIÓN

Antecedentes

Históricamente el concepto de microrred eléctrica (MR) se encuentra inmerso en la civilización desde la década de 1880, cuando Thomas Alva Edison por medio de su compañía *Edison Electric Light Company* construyó la primera central eléctrica del mundo en la ciudad de Nueva York. Edison logró establecer la iluminación incandescente en oficinas, casas y otros establecimientos, a partir de generación eléctrica en corriente directa (CD), usando carbón como combustible [1]. Ésta fue la primera de 50 microrredes instaladas durante un periodo de cuatro años, las cuales se controlaban y operaban fundamentalmente de manera aislada sin un sistema central.

Con el paso de los años, la necesidad de abastecer la demanda eléctrica a gran escala sin comprometer la estabilidad del sistema eléctrico de potencia (SEP) obligó a modificar el esquema de generación y distribución de energía eléctrica hasta llevarlo al punto como se le conoce hoy en día, integrado por grandes centrales generadoras que por lo general se encuentran alejadas de los centros de consumo, haciendo llegar la energía eléctrica por medio de una etapa de transmisión que eleva el nivel de tensión eléctrica para reducir las pérdidas eléctricas, y posteriormente una etapa de distribución encargada de adecuar la energía eléctrica por medio de subestaciones para entregar la energía eléctrica en niveles seguros para su consumo, como se puede observar en la Figura 1.

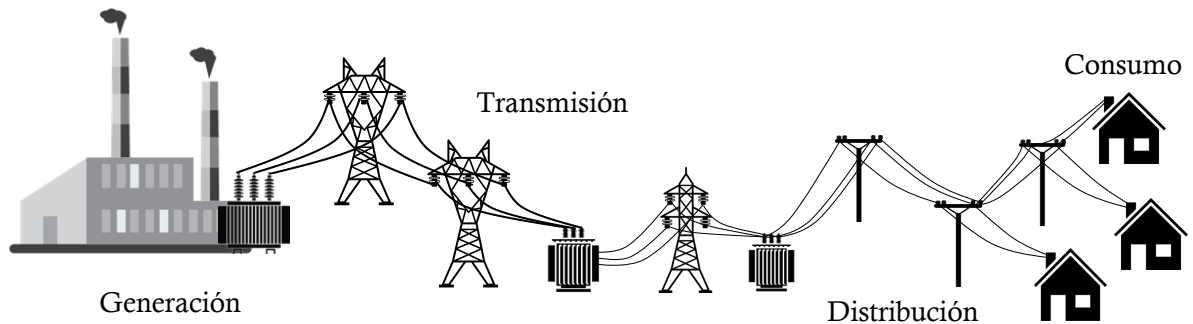


Figura 1. SEP convencional.

En los últimos años se ha hecho evidente la necesidad de reducir el impacto ambiental producido por el alto consumo energético [2]. Sin embargo, el desarrollo tecnológico de dispositivos de estado sólido, el aprovechamiento de fuentes de energía renovables distribuidas basadas en sistemas fotovoltaicos y eólicos, el aumento en la capacidad de almacenamiento en pequeña escala y la posibilidad de comunicar sistemas de generación o cargas con la red eléctrica por medio de convertidores de electrónica de potencia (CEP), han impulsado una transformación de la red eléctrica que se ha venido desarrollando en los últimos 20 años, integrándose como un elemento operativo para el desarrollo y concepto de red inteligente [3], como se muestra en la Figura 2. El paso intermedio entre un SEP convencional y una red inteligente, considera la integración de un nuevo esquema de generación y distribución, ya que los sistemas de generación distribuida (GD) presentan diversas ventajas técnicas respecto al modelo convencional. La principal desventaja del SEP convencional, radica en la extensa separación entre generadores y cargas, lo cual representa el flujo de grandes volúmenes de energía a inusitadas distancias, impactando en la infraestructura de los SEP (sobre-dimensionamiento de líneas de transmisión y alimentadores) y asimismo pérdidas considerables en la etapa de transmisión. En los sistemas de GD es posible reducir las distancias entre las unidades de generación y los centros de consumo; de aquí que ha crecido el interés por el estudio de los beneficios e inconvenientes de la GD, en esquemas de MR de diferentes niveles de potencia.

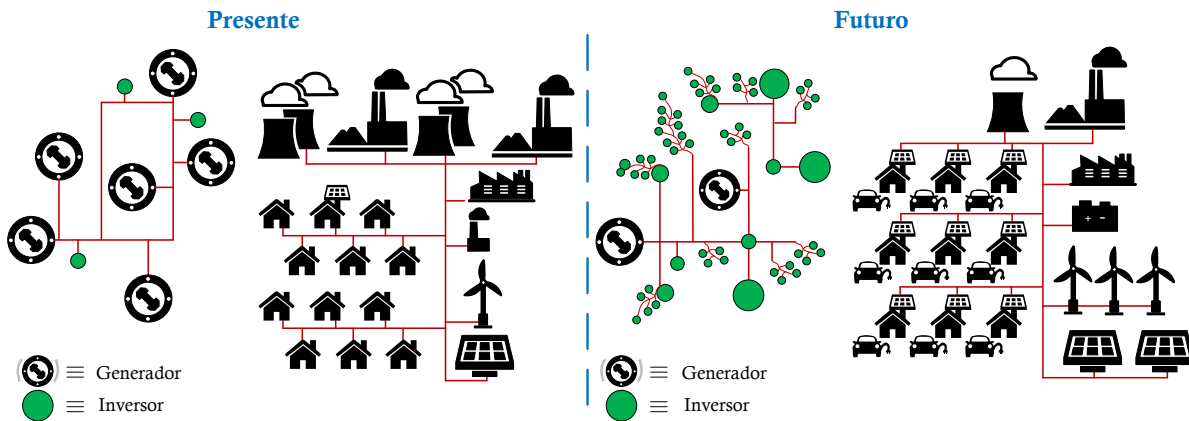


Figura 2. Prospectiva del sistema eléctrico en el futuro.

Tomando en cuenta lo anterior, resulta indispensable el desarrollo y construcción de plataformas experimentales abiertas que permitan la manipulación total de los CEP que conforman una MR. En este trabajo se plantea el desarrollo de un prototipo de laboratorio para la investigación de CEP, gestión de energía y control en una MR.

Concepto y clasificación de las microrredes

El *U.S. Department of Energy* define una MR como [4]:

“Un conjunto interconectado de cargas y fuentes de generación distribuida (DER) con fronteras eléctricas perfectamente definidas, que en conjunto actúan como una única entidad controlable con respecto al SEP, y pueden encontrarse interconectadas o no a la red eléctrica en un punto para permitir ambos modos de operación”.

La definición anterior es la más recurrida en los trabajos de investigación consultados como apoyo para la realización de este proyecto; en México la Secretaría de Energía (SENER) emite las bases del mercado eléctrico, a través del Diario Oficial de la Federación (DOF), donde presenta la siguiente definición [5]:

“Grupo de cargas y recursos de generación distribuidos con demanda máxima menor que 5 MW, con fronteras eléctricas claramente definidas que se comporta como una sola entidad y que no puede conectarse a la Red Nacional de Transmisión o a las Redes Generales de Distribución para permitir la operación interconectado a éstas”.

Si bien, ambas definiciones resultan muy similares, las principales diferencias radican en que en México se define una cota de potencia y que la MR no debe encontrarse interconectada al sistema principal, por lo que resulta preciso citar ambas definiciones. En la Figura 3 se observa un ejemplo de la estructura de una MR a la cual hacen referencia las definiciones anteriores.

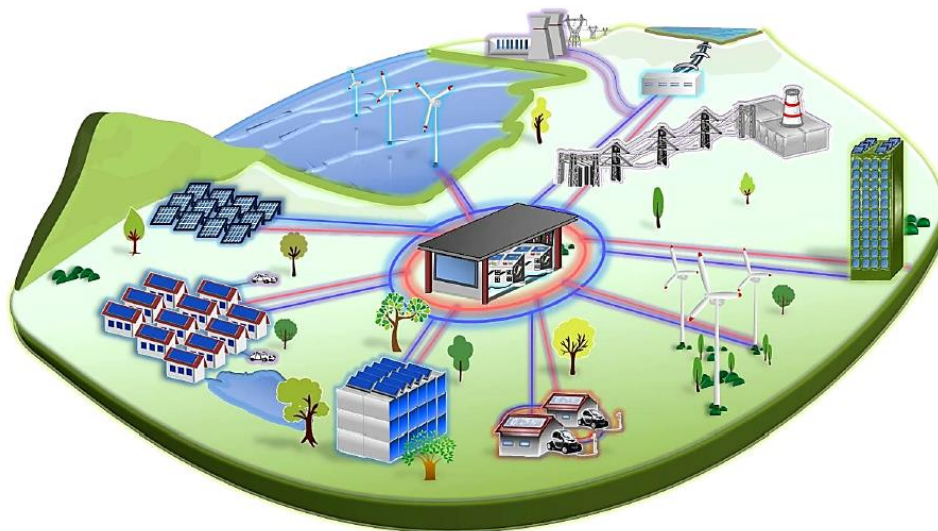


Figura 3. Ejemplo estructural de una MR [5].

El *Transmission and Distribution Committee* de *IEEE Power and Energy Society* brinda una clasificación de las MR, a través del estándar de especificaciones para controladores en microrredes [6]. También *The Microgrid Institute* provee una clasificación particular [7], de ambas referencias se extraen las siguientes categorías y se propone una clasificación general como se observa en la Figura 4.

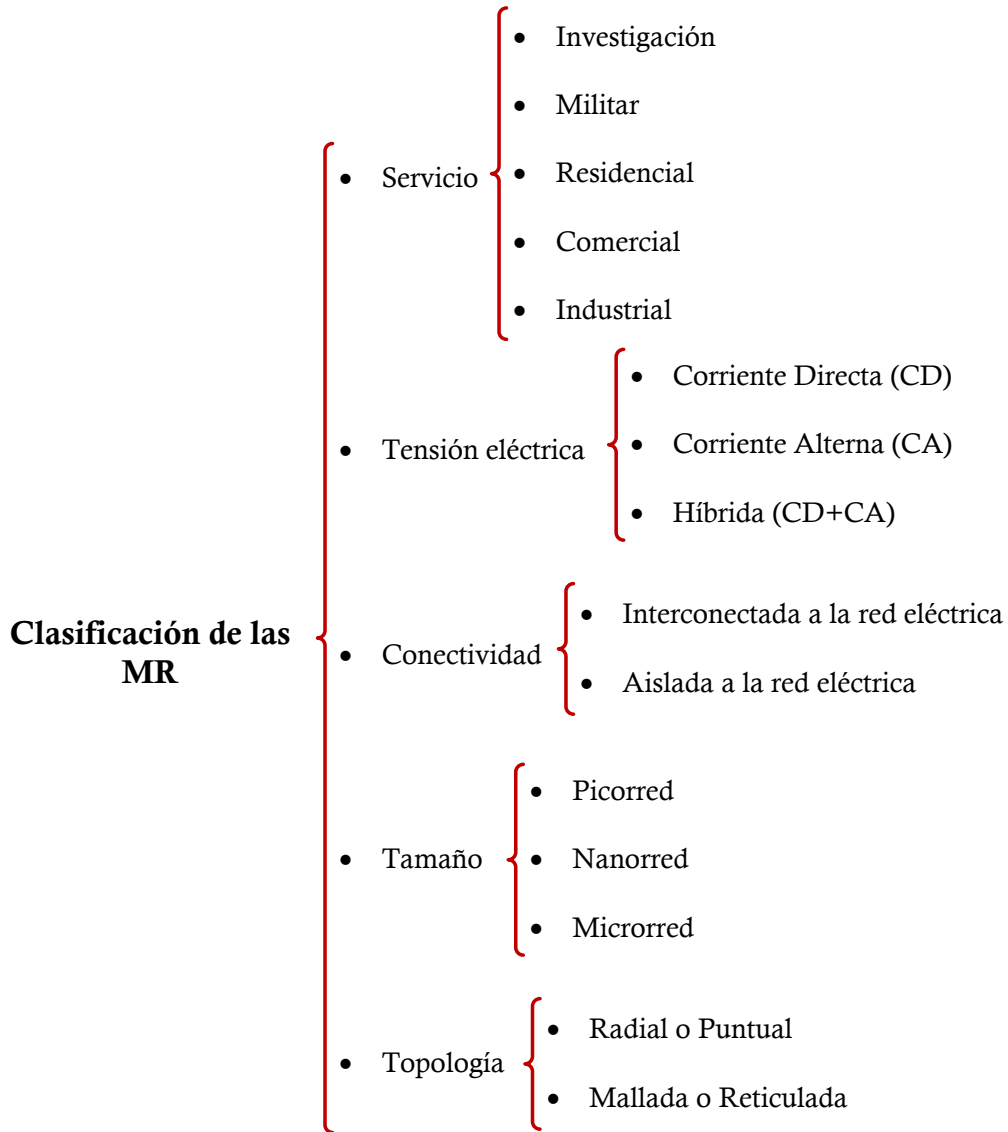


Figura 4. Clasificación general de las MR.

A continuación se presenta de manera desglosada cada una de las categorías en las que se pueden clasificar las MR y algunos ejemplos de implementación exitosa o publicaciones asociadas.

La primera clasificación (Figura 5) depende del servicio y/o consumidor de la energía eléctrica de la MR, donde se definen las siguientes categorías:

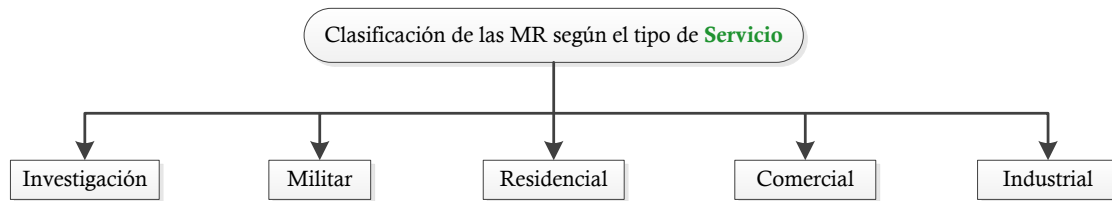


Figura 5. Clasificación de las MR según el tipo de servicio.

- *Investigación*: empleadas para realizar investigación en Sistemas de Potencia (SP), control de CEP y algoritmos o estrategias para gestión de energía. Un ejemplo es el proyecto de colaboración entre la Universidad de Aalborg (Dinamarca) con la Universidad de Tsinghua (China) con respaldo tecnológico de las empresas *Kamstrup A/S*, líder de mercado en medidores inteligentes y componentes de Electrónica de Potencia (EP) para MR en Dinamarca y la compañía *Shanghai Solar Energy Science & Technology* que encabeza el mercado de energía fotovoltaica y EP en China [8–12].
- *Militar*: utilizadas por organismos gubernamentales con finalidad de abastecer bases militares para garantizar la seguridad física y la ciberseguridad; en ambos casos la tecnología es avanzada. Un ejemplo es la MR de Pearl Harbor con capacidad de 2.4 MW instalada en el año 2013 en la ciudad de Hickam EUA: [13].
- *Residencial*: instaladas en hogares permitiendo una gestión optimizada de la generación de electricidad por medio de energías renovables a nivel local, donde pueden proporcionar un servicio auxiliar a la red de distribución pública, ayudando a mantener la estabilidad de tensión y frecuencia de dicha red.
- *Comercial*: instaladas en zonas donde se cuenta con recurso energético renovable considerable, cuya finalidad es la venta de energía, aprovechando los beneficios que presenta la GD con respecto al sistema convencional.
- *Industrial*: construidas con la finalidad de reducir la demanda eléctrica de la planta y en consecuencia los costos durante la operación nominal, también con el objetivo de abastecer la demanda en caso de sufrir interrupciones por parte del suministrador de energía. Un ejemplo de este tipo de MR se encuentra localizada en San Diego con la finalidad de abastecer una zona industrial con alta penetración fotovoltaica (PV) [14].

La segunda clasificación (Figura 6) de la Figura 4 depende de la forma de onda de tensión que requieren las cargas locales de la MR.

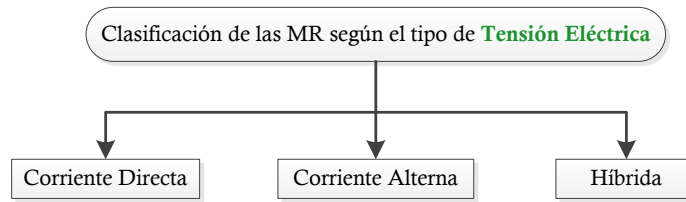


Figura 6. Clasificación de las MR según el tipo de tensión eléctrica de operación.

- *Corriente Directa*: según la literatura son las más eficientes y confiables ya que la energía generada por los fuentes distribuidas renovables en su mayoría son en CD, por lo que su uso es dirigido a instalaciones cuyo consumo se concentra principalmente en cargas electrónicas (edificios con equipo de cómputo), por lo que se minimizan los procesos de conversión de energía. En [15] se presenta un caso de estudio, donde muestran algunas ventajas y los retos necesarios en la puesta en marcha de una MR de CD para un edificio comercial.
- *Corriente Alterna*: generalmente interconectadas al SEP en un punto de conexión común (PCC), por medio de un CEP. La conexión y desconexión de la MR se ejecuta por medio de un punto de acople común, en donde también se debería de encontrar el sistema de respaldo que se interconecta a través de un inversor de potencia con salida en tensión.
- *Híbrida*: definidas así porque contienen cargas y generación tanto en CD como en CA; tienen ventajas con respecto a las otras categorías, por lo que en la literatura se considera que serán las más populares en el futuro. Si bien las estrategias para la gestión de energía de las MR puras de CD y CA se entiende como investigación activa, hasta el momento no han sido ampliamente estudiadas para las MR Híbridas por su complejidad y su diversidad de configuraciones [16].

Otra categoría de clasificación, depende de la conectividad que la MR tenga con el SEP (Figura 7).

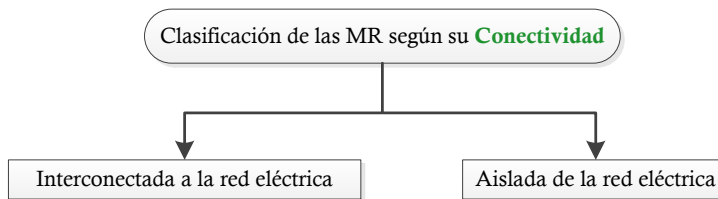


Figura 7. Clasificación de las MR según el tipo la conectividad con el SEP.

- *Interconectada a la red eléctrica*: la MR está conectada a una red de distribución, y está orientada a operar de forma conectada a un sistema eléctrico convencional, hasta que las condiciones de operación indiquen un cambio de estado de operación.
- *Aislada de la red eléctrica*: en esta configuración la MR no está conectada a una red de distribución, y es capaz de mantener el equilibrio interno entre la demanda eléctrica y la generación distribuida, empleando para ello forzosamente un sistema de almacenamiento de energía eléctrica.

En [17] se define una categoría en base a las tareas que puede realizar la MR, con respecto al tamaño de la misma (Figura 8), es decir un red de menor tamaño, puede ejecutar menos tareas con respecto a una red de mayor dimensión, formando así todas en conjunto una MR general.

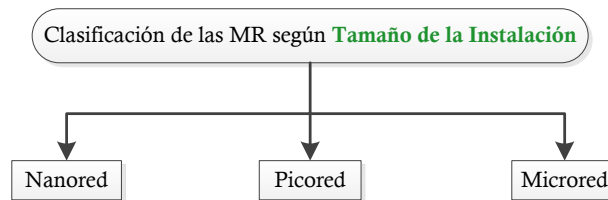


Figura 8. Clasificación de las MR según el tamaño de la instalación.

- *Picorred*: definida como la etapa encargada de realizar cambios de carga, cuyas acciones serían realizadas por medio de un CEP encargado de interconectar las cargas a la red.
- *Nanorred*: encargada de integrar las DERs utilizando algoritmos para la regulación de tensión, para el abastecimiento de las cargas y también la inclusión del sistema de almacenamiento de energía.
- *Microred*: dependiendo del modo de operación, cuando la microred se encuentra conectada, los algoritmos de gestión de energía se encargan de interactuar con el mercado para optimizar la gestión de energía. Sin embargo en modo aislado los objetivos se enfocan en gestionar los flujos de potencia únicamente con la generación local de la MR. En ambos modos se garantiza la estabilidad y seguridad de la red ante cambios de la región de operación.

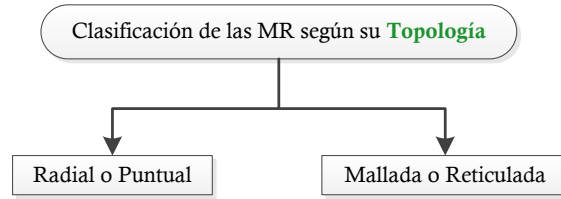


Figura 9. Clasificación de las MR según la topología.

Actualmente, los esquemas de MR a nivel distribución, si bien pueden ser diseñadas de forma mallada, son generalmente operadas de forma radial o débilmente mallada (es decir, con muy pocas conexiones activas entre sí). Sin embargo, en la literatura se concluye que en el futuro, prácticamente todas evolucionarán a una topología mallada [18].

- *Radial*: consiste en una topología puntual que representa mayor simplicidad en la operación, permite una fácil detección de fallas y por ende una simple coordinación de protecciones, la ventaja más importante es que presenta una distribución clara de los flujos de potencia dentro de la MR.
- *Reticulada*: es una red fuertemente enlazada, que se encuentra conectada a la red primaria a través de varios alimentadores en diversos puntos de interconexión. Esta configuración es típicamente empleada para alimentar zonas altamente urbanizadas e importantes.

Normativa

México cursa una etapa de inclusión y apertura del Mercado Eléctrico Mayorista (MEM), donde el CENACE funge como elemento central del mercado eléctrico, siendo el mediador de la oferta y demanda de energía eléctrica, brindando energía de calidad de manera ininterrumpida para todo el país. Este modelo de mercado permite a los usuarios ofrecer la demanda instantánea que deseen reducir (a través de sus propios suministros) y obtener beneficios económicos de ello, como actualmente ocurre en mercados internacionales. Por ello las MR deben considerar este concepto (Demanda Controlable) dentro de su integración para hacerle frente a los esquemas tarifarios [19].

En los últimos años con la finalidad de optimizar de forma dinámica la operación de la red nacional de transmisión, redes generales de distribución y microrredes, haciendo uso de información digital y tecnologías de control para mejorar la confiabilidad y estabilidad del SEP. Resulta indispensable el desarrollo de estándares de comunicación, equipos de interconexión y en general, infraestructura para la operación de MR interconectadas al SEP,

donde lo que se busca es el estudio e integración de proyectos de generación distribuida a través del programa de redes eléctricas inteligentes cuyo formato de colaboración se muestra en la Figura 10.

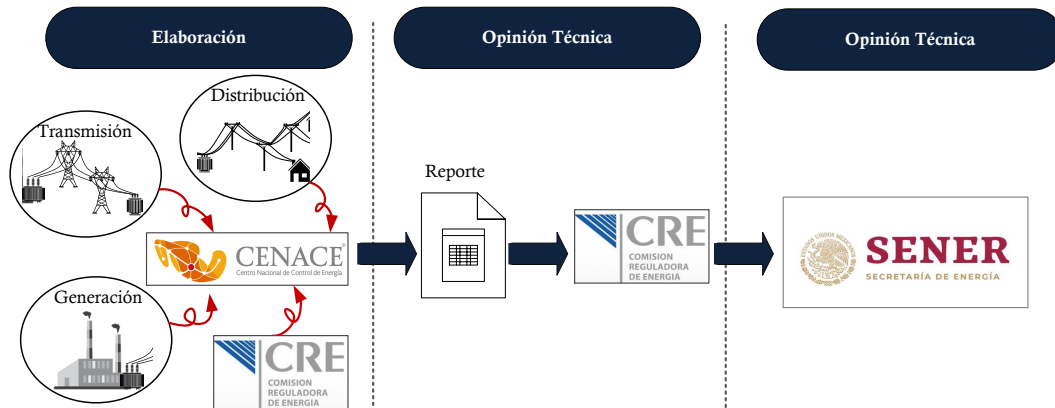


Figura 10. Proceso de elaboración de programa de redes eléctricas inteligentes.

Por lo anterior es importante conocer las normas, estándares y especificaciones que permitan la implementación de estos esquemas de generación y distribución de energía eléctrica [20–22].

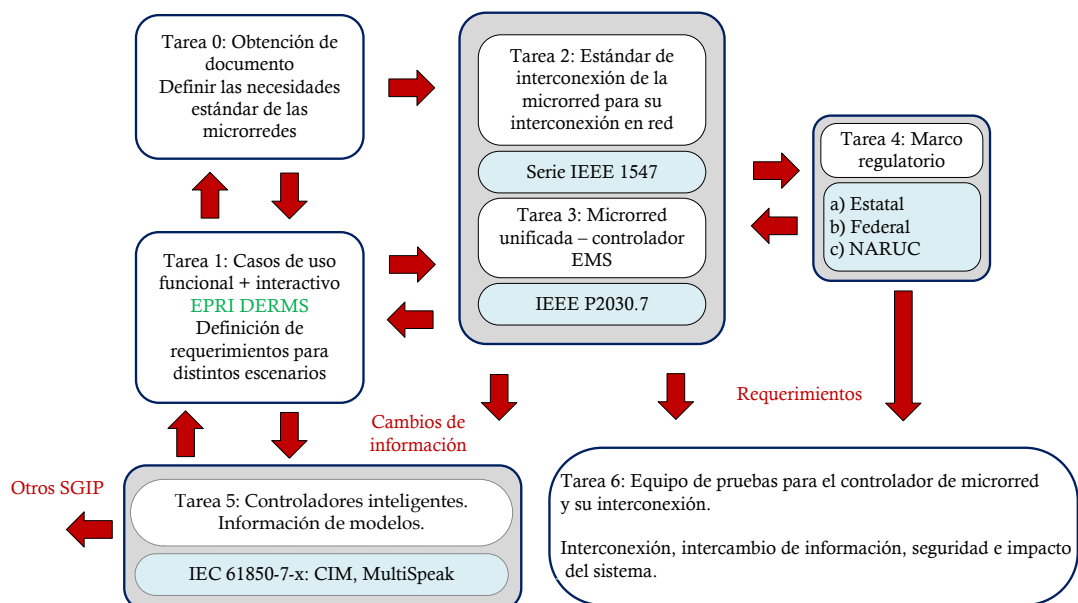


Figura 11. Interfaces para la operación de una MR.

Los estándares relacionados con las MR y que se toman como marco de referencia son:

- ⇒ IEC 62898-1 - *Microgrids* - Pautas para la planificación y el diseño.
- ⇒ IEC 62898-2 - *Microgrids* - Pautas para la operación y control.
- ⇒ IEC 62898-3-1 - *Microgrids* - Requerimientos técnicos - Protección en MR.

En este trabajo de investigación se contempla dimensionar la plataforma experimental acorde a los estándares y especificaciones del país, para así profundizar en el conocimiento de los retos operativos de la integración de una MR con fines de investigación en México.

Objetivos y alcance de la investigación

Objetivo de la investigación

Integrar y poner en operación una MR de CA que pueda operar de forma aislada, añadiendo un sistema de generación fotovoltaica (PV) con soporte de almacenamiento de energía.

Objetivos particulares

El sistema para estudiar en este trabajo de tesis está compuesto de varias etapas, donde cada una presenta sus propios retos; como parte de la revisión del estado del arte, varios de estos puntos de análisis se han confirmado y algunos otros están en proceso de investigación. Los objetivos particulares que aborda este proyecto son:

- Dimensionar los elementos de enlace necesarios.
- Integrar convertidores de electrónica de potencia necesarios que conforman la MR.
- Determinar los mecanismos necesarios para el control y balance de energía para la puesta en marcha de la MR.
- Evaluar el desempeño en la operación del sistema.
- Generar un banco de pruebas que permita desarrollos posteriores en el área de convertidores de electrónica de potencia para operación de MR inteligentes.

Alcances del trabajo

- Revisión bibliográfica para estructurar una clasificación general de las MR y de los CEP en base a la función que realizan dentro de una MR, y definición de los niveles de gestión y control en una MR en base a las necesidades generales que debe de atender.

- Propuesta de un esquema de MR, que permita validar las soluciones propuestas a los retos operativos que conlleva la puesta en marcha de una MR con un número reducido de CEP.
- Dimensionamiento y selección de los elementos de enlace de los CEP, cumpliendo los estándares relacionados con parámetros de calidad de la energía.
- Diseño de un sistema de control que permita la operación de la MR, contemplando la operación en un esquema aislado del SEP y transiciones suaves al para la energización del sistema.
- Puesta en marcha de dos CEP para la conformación de la plataforma experimental, operando en lazo abierto a la potencia nominal, para la validación dimensionamiento de los filtros de potencia y la operación en paralelo de ambos convertidores.
- Integración y caracterización de un convertidor fotovoltaico comercial, con la finalidad de obtener los parámetros de desempeño no disponibles en la hoja de datos del equipo.

Organización del trabajo de tesis

En el Capítulo 1 se analiza y describe el sistema propuesto para este trabajo de investigación, los escenarios en los cuales puede operar el sistema, además se describe y clasifica cada uno de los CEP que conforman la MR y se presenta el modelado del sistema en el marco de referencia síncrono.

El Capítulo 2 se enfoca en el dimensionamiento del sistema; se detalla el procedimiento para la selección de los filtros de enlace de cada uno de los CEP que integran la MR.

El Capítulo 3 muestra los objetivos de control propuestos y el diseño de un sistema de control clásico mediante controladores PI en cascada para cumplir los objetivos de cada uno de los CEP de la MR, y se muestra un ejemplo de sintonización de los controladores.

En el Capítulo 4 se muestran y analizan los resultados obtenidos mediante simulación en PSIM, en la plataforma de simulación *Typhoon HIL-402* con *Hardware in the loop*, así como también los resultados de la plataforma experimental.

Finalmente, se muestran las conclusiones del trabajo de investigación, de donde se detallan las soluciones, aportaciones y áreas de oportunidad en los diferentes temas tratados en este trabajo. Además, se resumen los productos obtenidos durante el desarrollo del trabajo de investigación. En los anexos se explican algunos detalles prácticos del desarrollo del presente trabajo.

ANÁLISIS Y DESCRIPCIÓN DE LA MICRORRED

1.1. Descripción del sistema

En la Figura 1.1 se observa el esquema simplificado propuesto para este trabajo de investigación; se identifica un Interruptor Estático de Transferencia (IET), el cual se encarga de interconectar la MR con la red eléctrica en un nodo denominado punto de conexión común (PCC); éste debe de permitir una transición suave y controlada entre los dos modos de operación de la MR [23]:

1. Operación interconectada a la red eléctrica.
2. Operación aislada.

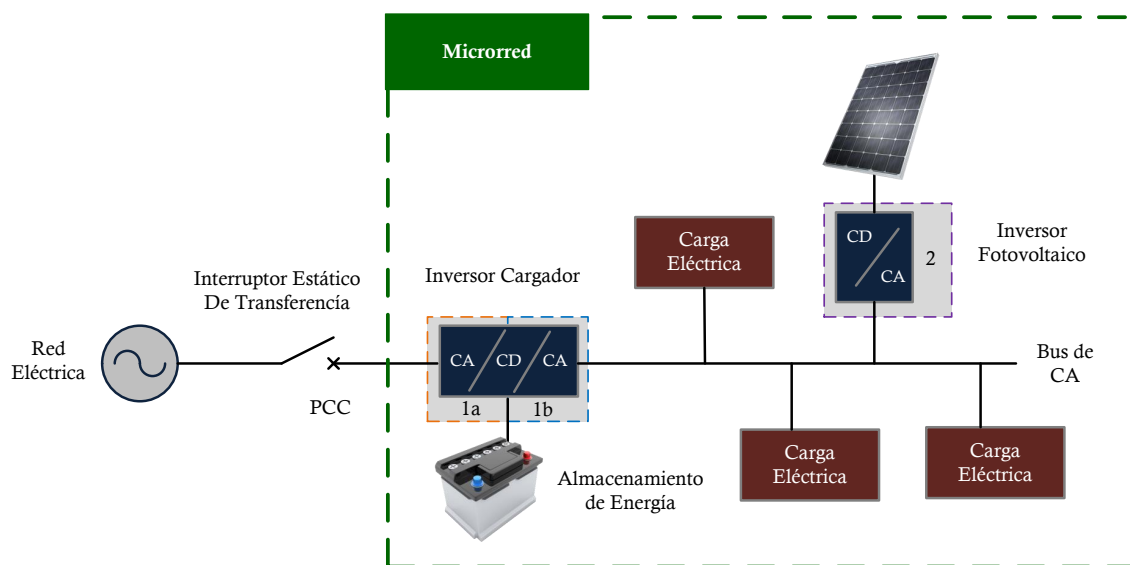


Figura 1.1. Esquema propuesto de MR.

Dentro de la MR se observa un inversor cargador CA/CD/CA de tres puertos (denominado como convertidor 1), el cual se encarga de gestionar el flujo de potencia que existe entre la MR y el SEP. Cabe destacar que el tercer puerto ubicado en el enlace de CD del convertidor 1, contiene en paralelo un banco de baterías, el cual entra en operación cuando no es posible una conexión con el SEP, permitiendo continuar con la operación dentro de la MR por un tiempo finito.

En el bus común de CA se encuentran conectadas cargas locales de la MR. Así mismo, en paralelo se conecta un inversor fotovoltaico (denominado como convertidor 2), el cual se encarga de inyectar potencia activa a la MR para abastecer las cargas locales si se cuenta con el recurso energético necesario, y en caso de contar con un excedente de generación, enviarlo directamente al SEP para su aprovechamiento o utilizarlo para cargar el sistema de almacenamiento.

Este esquema permite desacoplar parcialmente el SEP de la MR por medio del enlace de CD del convertidor 1, ofreciendo la posibilidad de trabajar desfasados de la red eléctrica e incluso a diferente frecuencia y/o nivel de tensión, estableciendo así posibles escenarios para la caracterización de convertidores comerciales o como interface para la evaluación de convertidores realizados en el laboratorio. Todo esto con un número reducido de convertidores, permitiendo visualizar de manera sencilla la dirección del flujo de potencia entre la MR y el SEP.

1.1.1. Parámetros del sistema

En la Tabla 1.1 se indican los parámetros del sistema, los cuales fueron definidos como parte del trabajo de tesis.

Tabla 1.1. Parámetros del sistema.

Variable	Magnitud
Frecuencia fundamental	60 Hz
Voltaje del bus de CA	127 V
Potencia nominal de la MR	1 kW
Potencia del sistema PV	500 W
Potencia de salida del sistema del almacenamiento	500 W
Capacidad del sistema de almacenamiento	250 Wh

Como restricción operativa, se considera que la potencia nominal que demandan las cargas locales será en todo momento menor a la potencia máxima de la MR. Las cargas consideradas en una primera aproximación son completamente resistivas. Cabe destacar que el esquema planteado contará con un sistema básico de gestión de energía para la operación de la MR, el cual podría ser accionado de manera manual.

El algoritmo MPPT para el sistema PV y la etapa de carga del sistema de almacenamiento no se consideran parte de la investigación. El sistema de gestión de energía está basado en un esquema ya reportado en la literatura.

1.2. Descripción de los convertidores

El inversor cargador denominado como convertidor 1, está conformado por dos convertidores fuente de tensión (VSC por sus siglas en inglés) acoplados mediante un condensador en un arreglo rectificador-inversor, mejor conocido en la literatura como convertidor *Back to Back* (BTB). Esta topología permite el flujo de potencia activa y reactiva en ambos sentidos de manera independiente si el condensador C_{cd} está correctamente diseñado.

El convertidor de la parte izquierda será nombrado como convertidor 1a, el cual se interconecta al SEP a través de un inductor L_1 . El convertidor del lado derecho por consiguiente será citado como convertidor 1b a lo largo del documento; este convertidor se interconecta al bus de la MR por medio de un filtro de potencia de segundo orden conformado por L_2 y C_f , como se puede observar en la Figura 1.2.

Es importante mencionar que en la etapa de CD del convertidor BTB se encuentra un sistema de almacenamiento de energía, compuesto por baterías y un sistema para la recarga del banco. Cabe destacar que en este trabajo no se contempla el diseño el sistema de carga.

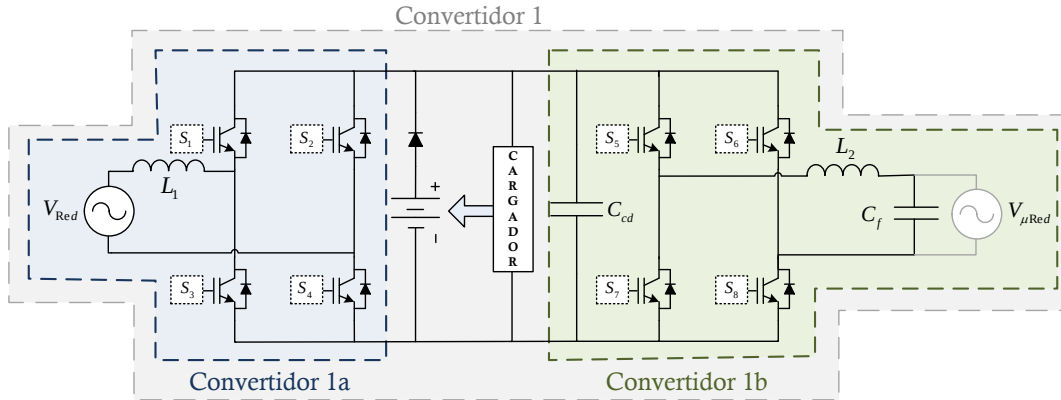


Figura 1.2. Convertidor 1.

El inversor fotovoltaico denominado como convertidor 2, se encuentra constituido por un arreglo fotovoltaico el cual se conecta a un convertidor monofásico puente completo con un condensador de desacoplo C_{PV} , conectado en paralelo al sistema PV para desacoplar las variaciones de potencia naturales del sistema, emulando una fuente de CD, como se puede observar en la Figura 1.3.

El convertidor 2 se enlaza al bus de la MR por medio de la inductancia L_3 , la cual sirve como medio para transferir la potencia activa disponible del sistema PV, para el abastecimiento de las cargas locales de la MR y el excedente a la red eléctrica.

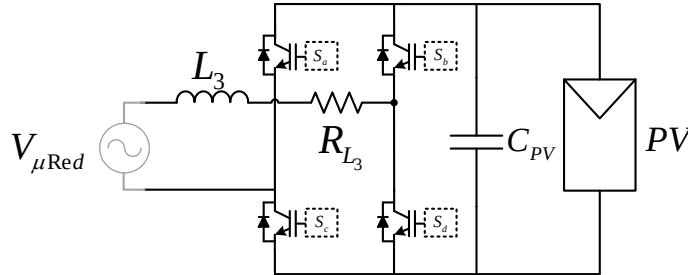


Figura 1.3. Convertidor 2.

Los interruptores de potencia de ambos convertidores son controlados mediante una estrategia de modulación sinusoidal por ancho de pulso (SPWM por sus siglas en inglés) con un patrón monopolar (tres niveles).

1.3. Tareas dentro de la microrred y circuito equivalente

Dependiendo de su función en una MR de CA, los convertidores de electrónica de potencia se pueden clasificar en tres categorías [24]:

1. Convertidor de Formación (*Grid-Forming*)

Representados por una fuente de tensión de CA, con una impedancia de salida baja, encargado de generar un bus de CA regulado y estable ante perturbaciones, cuyo objetivo es implantar condiciones de amplitud y frecuencia del bus interno de la MR. Necesitan un sistema de sincronización de alto desempeño para funcionar de manera interconectada a la red eléctrica. Se podría comparar con un sistema UPS *off-line*.

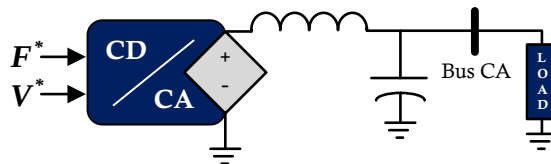


Figura 1.4. Convertidor formador.

2. Convertidor de Alimentación (*Grid-Feeding*)

Su función principal es entregar potencia a una red energizada (no puede operar en modo isla por sí mismo). Se pueden representar como una fuente de corriente ideal conectada a la red en paralelo con alta impedancia. Generalmente se emplea en la integración fuentes de GD a la MR.

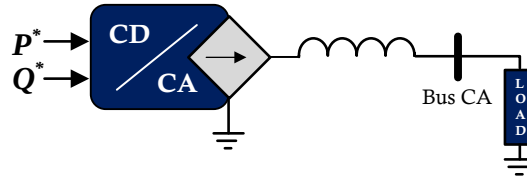


Figura 1.5. Convertidor alimentador.

3. Convertidor de Soporte (*Grid-Supporting*)

Estos convertidores regulan su corriente o voltaje de salida para mantener el valor de la frecuencia de la red y la amplitud del voltaje cerca de los valores nominales; el convertidor de soporte es el que tiene mayor grado de complejidad y puede ser representado de dos formas:

a) Convertidor de soporte como fuente controlada de tensión

Este tipo de convertidores además de contribuir a la regulación de los valores nominales de la MR, puede tomar el papel de formador de red en caso de ser necesario.

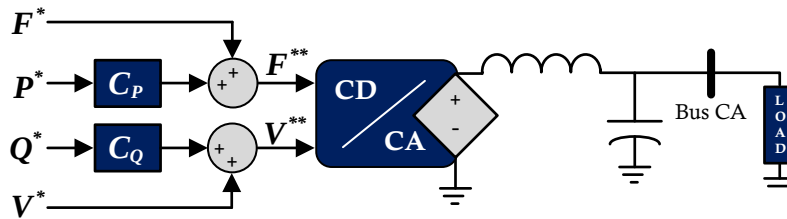


Figura 1.6. Convertidor de soporte como fuente de tensión.

b) Convertidor de soporte como fuente controlada de corriente

A diferencia del convertidor de alimentación, el objetivo principal no es solo suministrar potencia a las cargas locales, sino también contribuir a regular la amplitud y frecuencia del bus de CA de la MR.

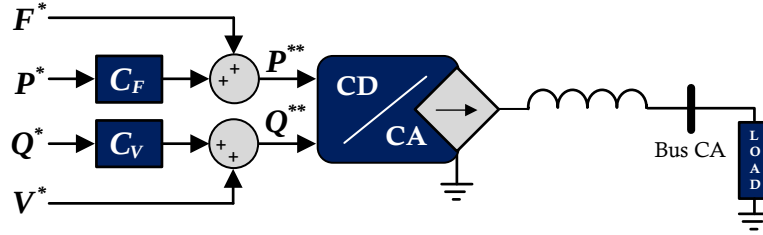


Figura 1.7. Convertidor de soporte como fuente de corriente.

En la estructura propuesta, el convertidor 1 funge como formador de red y gestor de potencia entre la MR y el SEP, convirtiéndose en el convertidor principal y más importante del sistema. El convertidor 2 toma el papel de alimentador, cuando a éste se le brinde un bus estable.

Cabe destacar que en este trabajo de investigación no se tiene dentro de los alcances incluir un convertidor que realice labores de soporte dentro de la MR.

1.4. Modelado de los convertidores

1.4.1. Modelo promedio

Con la finalidad de caracterizar el comportamiento dinámico de los CEP que conforman la MR, se desarrolla el modelo promedio de los mismos. Éste es simple y refleja en gran medida la dinámica de los convertidores; sin embargo, es necesario realizar las siguientes consideraciones:

- Los interruptores de potencia se modelan como interruptores ideales, es decir, no se consideran elementos parásitos intrínsecos en los dispositivos.
- Los interruptores cambian de estado (abierto o cerrado) instantáneamente de acuerdo con la estrategia de modulación empleada.
- La frecuencia de conmutación de los CEP es considerablemente mayor con respecto a la de la red eléctrica.
- La tensión pulsada en terminales de los convertidores se puede describir a través de la componente fundamental.
- El arreglo PV se representa como una fuente de corriente ideal.

En la Tabla 1.2 se observan los estados de conmutación de los convertidores. Es posible relacionar los valores de tensión del bus de CD con las tensiones pulsadas $V_{PWM_{1a}}$, $V_{PWM_{1b}}$ y V_{PWM_2} , y la corriente de los enlaces de CD con la corriente de los inductores de los filtros de enlace, dependiendo de la combinación que presentan los estados de los interruptores.

Tabla 1.2. Estados de conmutación de los convertidores.

Covertidor 1a				Convertidor 1b				Convertidor 2			
S_1	S_2	$V_{PWM_{1a}}$	$i_{cd_{1a}}$	S_5	S_6	$V_{PWM_{1b}}$	$i_{cd_{1b}}$	S_a	S_b	V_{PWM_2}	i_{cd_2}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	$-V_{CD}$	$-i_{L_1}$	0	1	$-V_{CD}$	$-i_{L_2}$	0	1	$V_{C_{PV}}$	i_{L_3}
1	0	V_{CD}	i_{L_1}	1	0	V_{CD}	i_{L_2}	1	0	$-V_{C_{PV}}$	$-i_{L_3}$
1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0

En la Figura 1.8 se observa el circuito esquemático del sistema, así como también el circuito equivalente de cada una de las secciones de los CEP. Tomando en cuenta las condiciones anteriores, se puede describir de manera general la tensión en terminales de los convertidores como la expresión (1.1) y la corriente en CD como (1.2):

$$V_{PWM_{(1a,1b,2)}} = u_{(1a,1b,2)} V_{C_{(cd,PV)}} \quad (1.1)$$

$$i_{cd_{(1a,1b,2)}} = u_{(1a,1b,2)} i_{L_{(1a,1b,2)}} \quad (1.2)$$

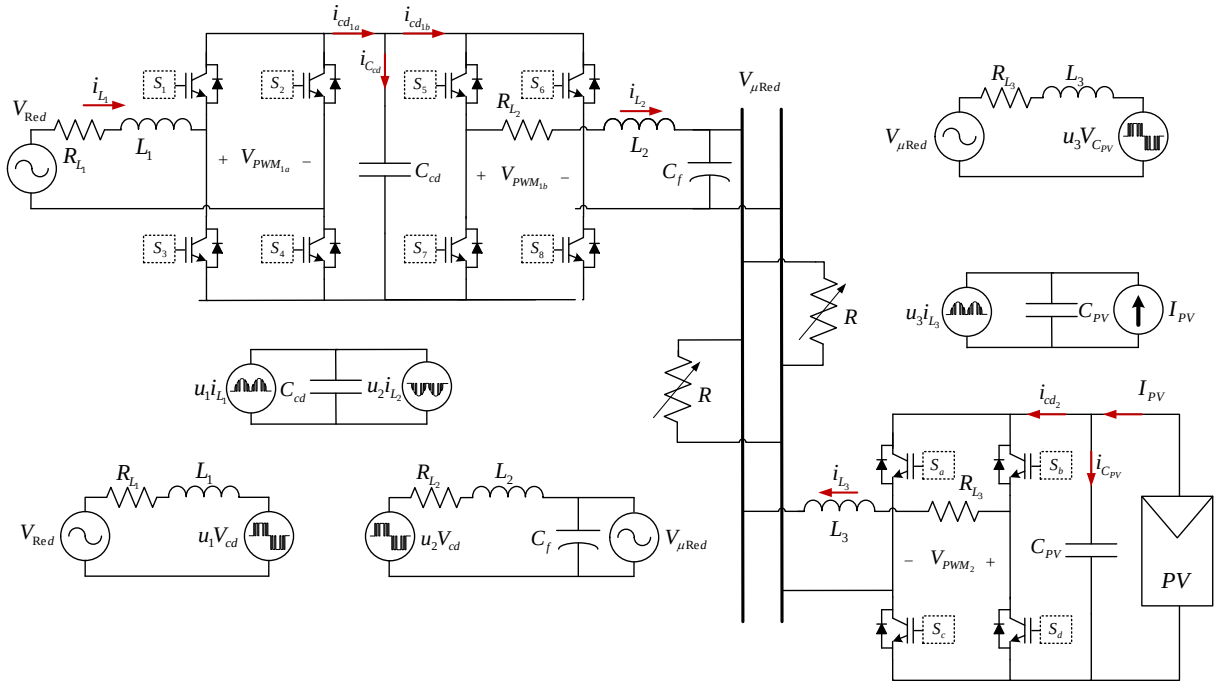


Figura 1.8. Esquemático del sistema y circuitos equivalentes para el modelo promedio.

Mediante análisis de circuitos eléctricos, utilizando la ley de corrientes (LCK) y la ley tensiones de Kirchhoff (LVK), se obtiene la representación matemática de los CEP de la MR, por medio de dos sistemas de ecuaciones.

$$\left. \begin{aligned} L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} &= V_{Red} - R_{L_1} i_{L_1} - u_1 V_{cd} \\ L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} &= V_{\mu Red} - R_{L_2} i_{L_2} - u_2 V_{cd} \\ C_{cd} \frac{dV_{cd}}{dt} &= u_1 i_{L_1} + u_2 i_{L_2} \end{aligned} \right\} \quad (1.3)$$

$$\left. \begin{aligned} L_3 \frac{di_{L_3}}{dt} &= u_3 V_{C_{PV}} + R_{L_3} i_{L_3} - V_{\mu Red} \\ C_{PV} \frac{dV_{C_{PV}}}{dt} &= u_3 i_{L_3} - i_{PV} \end{aligned} \right\} \quad (1.4)$$

donde:

- V_{Red} es la tensión de la red eléctrica.
- $V_{\mu Red}$ es la tensión de la MR.
- $R_{L_{1,2,3}}$ son las resistencias asociadas a los inductores de enlace.
- $u_{1,2,3}$ son las señales moduladoras de los convertidores.

En (1.3) se muestra el modelo promedio equivalente al convertidor formador de red y en (1.4) el modelo equivalente al convertidor alimentador. Ambos modelos tienen la característica de ser obtenidos mediante un análisis simple; sin embargo, como limitante principal se encuentra la dificultad de obtener un error en estado estable nulo o cercano a cero con esquemas de control clásico con respecto a esquemas de control no lineales, por lo que resulta como una opción adecuada para esta investigación, y se opta por extender el modelo al marco de referencia síncrono [25].

En este caso ayuda a cubrir la principal desventaja que presenta el modelo promedio, al convertir las variables de estado en términos de CD, y a su vez mapear el problema de seguimiento como una tarea de regulación.

1.4.2. Modelo en el marco de referencia dq

La transformación $dq0$ es una derivación de la transformada de Park también conocida como transformación al marco de referencia síncrono, la cual consiste en un mapeo de un sistema sinusoidal variante en el tiempo abc a un marco de referencia con valores constantes. Es ampliamente empleada en el estudio de máquinas eléctricas y su control por medio de CEP, así como también en sistemas eléctricos trifásicos [26].

La transformación $dq0$ cuenta con su versión monofásica, la cual requiere la construcción de un sistema ortogonal β para poder llegar a las componentes dq . Esto significa que se requieren las mismas variables de tensión y corriente del circuito monofásico, pero con un desfase de 90° , este sistema es evidente que no existe físicamente, por lo que aunque forme parte indispensable del sistema de control, la modulación se efectúa únicamente con la componente α [27].

En (1.5) se muestra la matriz de transformación $\alpha \beta \rightarrow dq$.

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & -\cos(\theta) \\ \cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

En (1.6) se muestra la matriz de transformación inversa, la cual sirve para regresar la señal de control a una señal moduladora sinusoidal variante en el tiempo, una vez que ya fue procesada por el sistema de control.

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \cos(\theta) \\ -\cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Utilizando las expresiones anteriores en los estados de interés, es posible extrapolar el modelo promedio al modelo en el marco de referencia en dq como se muestra a continuación [28]:

$$\left. \begin{aligned} L_1 \frac{di_{L_1}^d}{dt} &= V_{\text{Re}d}^d - R_{L_1} i_{L_1}^d - u_1^d V_{cd} + \omega L_1 i_{L_1}^q \\ L_1 \frac{di_{L_1}^q}{dt} &= V_{\text{Re}d}^q - R_{L_1} i_{L_1}^q - u_1^q V_{cd} - \omega L_1 i_{L_1}^d \\ L_2 \frac{di_{L_2}^d}{dt} &= V \mu_{\text{Re}d}^d - R_{L_2} i_{L_2}^d - u_2^d V_{cd} + \omega L_2 i_{L_2}^q \\ L_2 \frac{di_{L_2}^q}{dt} &= V \mu_{\text{Re}d}^q - R_{L_2} i_{L_2}^q - u_2^q V_{cd} - \omega L_2 i_{L_2}^d \\ C_{cd} \frac{dV_{cd}}{dt} &= \frac{1}{2} [u_1^d i_{L_1}^d + u_1^q i_{L_1}^q + u_2^d i_{L_2}^d + u_2^q i_{L_2}^q] \end{aligned} \right\} \quad (1.7)$$

$$\left. \begin{aligned} L_3 \frac{di_{L_3}^d}{dt} &= u_3^d V_{C_{PV}} + R_{L_3} i_{L_3}^d - V_{\mu \text{Re}}^d - \omega L_3 i_{L_3}^q \\ L_3 \frac{di_{L_3}^q}{dt} &= u_3^q V_{C_{PV}} + R_{L_3} i_{L_3}^q - V_{\mu \text{Re}}^q + \omega L_3 i_{L_3}^d \\ C_{PV} \frac{dV_{C_{PV}}}{dt} &= \frac{1}{2} [u_3^d i_{L_3}^d + u_3^q i_{L_3}^q] - i_{PV} \end{aligned} \right\} \quad (1.8)$$

donde:

- ω es la frecuencia angular ($2\pi f$).
- θ es ángulo que arroja el algoritmo de seguimiento de fase (PLL por sus siglas en inglés) de la tensión del SEP o MR, el cual será detallado en el capítulo 4.

1.4.2.1. Validación de los modelos

Para la validación de los modelos se utiliza el software de simulación PSIM, empleando los parámetros de la Tabla 1.3, los cuales serán analizados en el Capítulo 2 como parte del dimensionamiento del sistema.

Tabla 1.3. Tabla comparativa de características de los convertidores.

Característica	Convertidor 1a	Convertidor 1b	Convertidor 2
Tipo de convertidor	Back to Back		Puente completo
Potencia	1000 W		500 W
Estructura	Monofásica		
Función	Formador de MR		Alimentador de Cargas
Flujo de potencia	Bidireccional		Unidireccional
Condensador de CD	1100 μF		2200 μF
Frecuencia de conmutación	22.5 kHz		
Filtro de enlace	L_1	L_2, C_f	L_3
Valor del filtro	8 mH	3.64 mH, 6.977 μF	14 mH

Para la validación del sistema, es necesario establecer un punto de operación en lazo abierto, estimando una señal moduladora de cada uno de los CEP que de manera conjunta lleven al sistema al punto de operación nominal.

Partiendo de la premisa que la potencia nominal de la MR es de 1 kW, el escenario planteado consiste en la distribución uniforme de la demanda de potencia de las cargas locales de la MR, es decir, ambos convertidores aportan 500 W.

La corriente del convertidor 1a se puede estimar en base a la potencia aparente que fluye del SEP a la MR, dada por:

$$i_{L_1} = \frac{S_{1a}}{V_{Red}} \angle \cos^{-1} \left(\frac{P_{1a}}{\sqrt{P_{1a}^2 + Q_{1a}^2}} \right). \quad (1.9)$$

Sustituyendo la corriente necesaria para transmitir 500 W al enlace de CD en la ecuación (1.10), obtenida mediante en análisis de malla del circuito equivalente del convertidor 1a, se obtiene la tensión en terminales del convertidor equivalente a la condición deseada.

$$V_{PWM_{1a}} = V_{Red} - j\omega L_1 i_{L_1} - R_{L_1} i_{L_1}. \quad (1.10)$$

La señal moduladora que procesa el convertidor 1a, para mantener 250 V en el bus de CD y permitir el balance de potencia está dada por:

$$u_{1a} = \frac{\sqrt{2} |V_{PWM_{1a}}|}{V_{CD}} = 0.720 \angle -5.405^\circ. \quad (1.11)$$

En la Figura 1.9 se grafica la corriente que fluye por el inductor L_1 , en la condición de extracción de potencia de la red eléctrica que permite mantener el bus de CD en una tensión de 250 V, permitiendo extraer una potencia de 500 W.

Cabe destacar que en las siguientes figuras se muestra la comparación de los modelos obtenidos anteriormente, donde las variables etiquetadas con el subíndice “p” corresponden al modelo promedio, las etiquetas “d” y “q” a las componentes del modelo en dq y las variables sin subíndice corresponden al modelo conmutado.

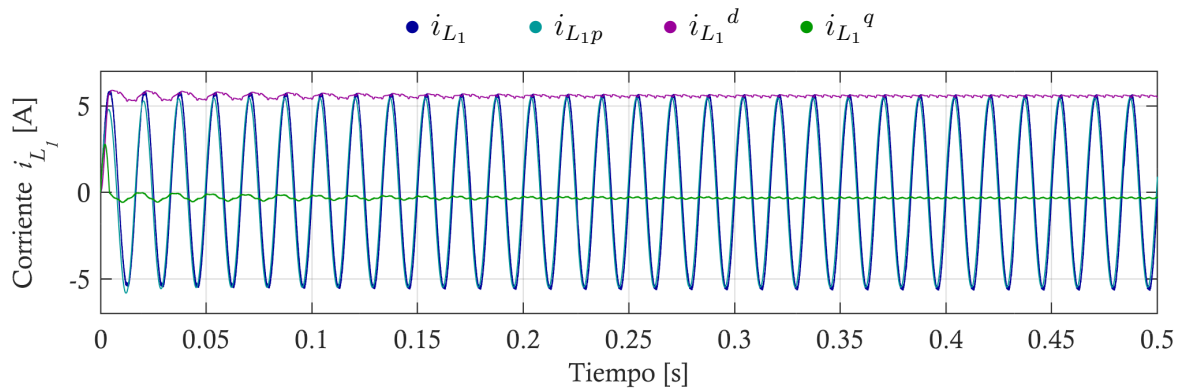


Figura 1.9. Validación de los modelos: i_{L_1} .

En la simulación se consideran las condiciones iniciales en las tensiones de los condensadores de enlace con la finalidad de visualizar de manera directa el estado estacionario en los modelos equivalentes y evaluar cualitativamente el error en los modelos .

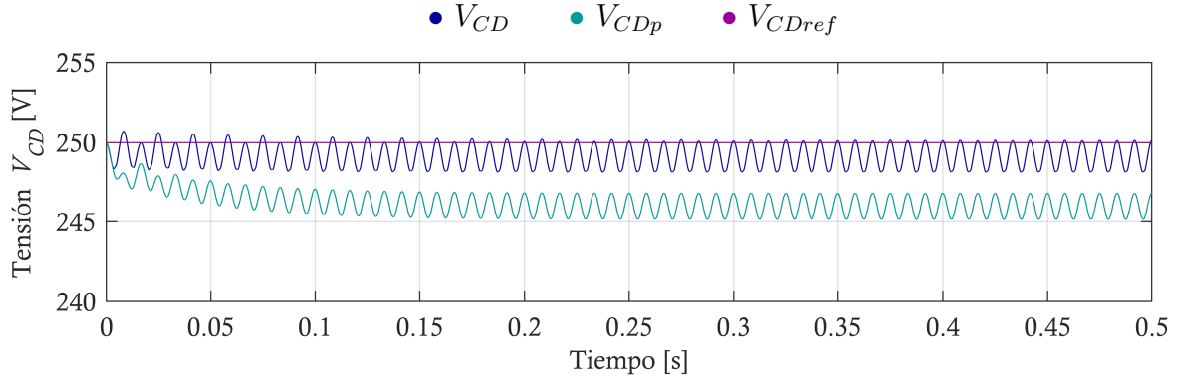


Figura 1.10. Validación de los modelos: V_{CD} .

En la Figuras 1.11 y 1.12 no se presenta transitorio alguno, puesto que el condensador del filtro de segundo orden C_f es considerablemente menor con respecto al ubicado en el enlace de CD, y no representa un efecto significativo. El proceso de estimación de la señal moduladora es similar, simplemente considerando ahora en el análisis de malla la tensión del condensador como la tensión sinusoidal en terminal de las cargas locales, dando como resultado $u_{1b} = 0.724\angle 4.97^\circ$.

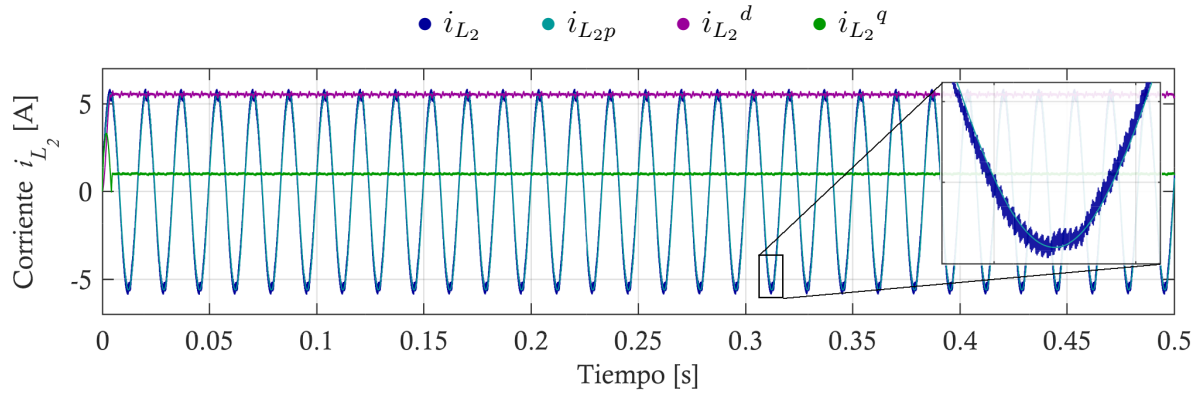


Figura 1.11. Validación de los modelos: i_{L_2} .

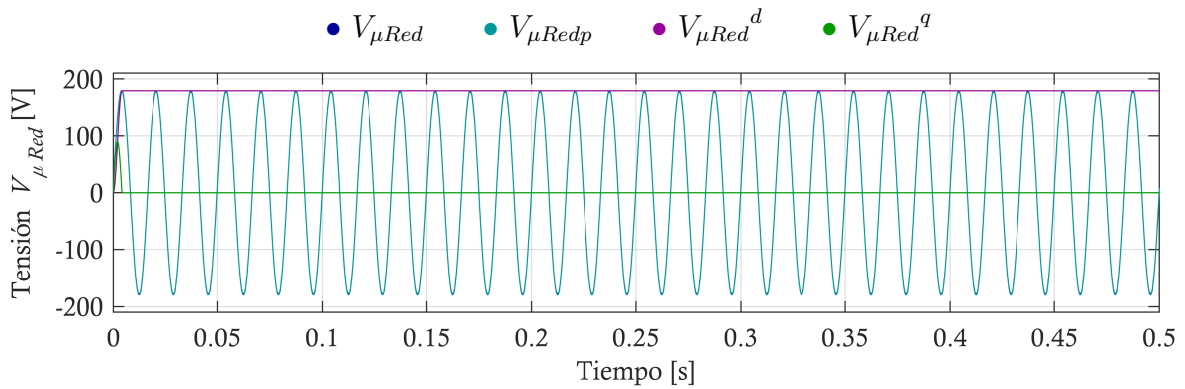


Figura 1.12. Validación de los modelos: $V_{\mu Red}$.

En la Figura 1.13 se grafica la corriente que pasa por el inductor de enlace del convertidor 2 i_{L_3} , la cual aporta exactamente la mitad de la demanda de las cargas dentro de la MR como se puede observar en la Figura 1.14.

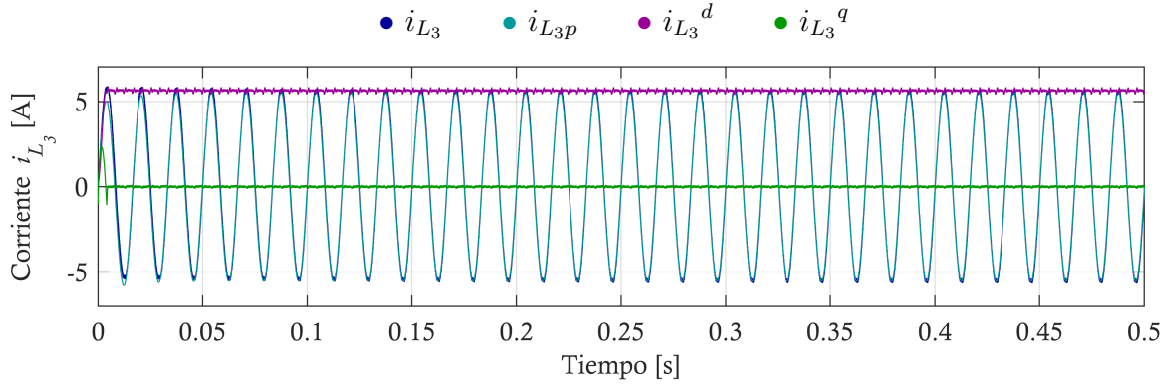


Figura 1.13. Validación de los modelos: i_{L_3} .

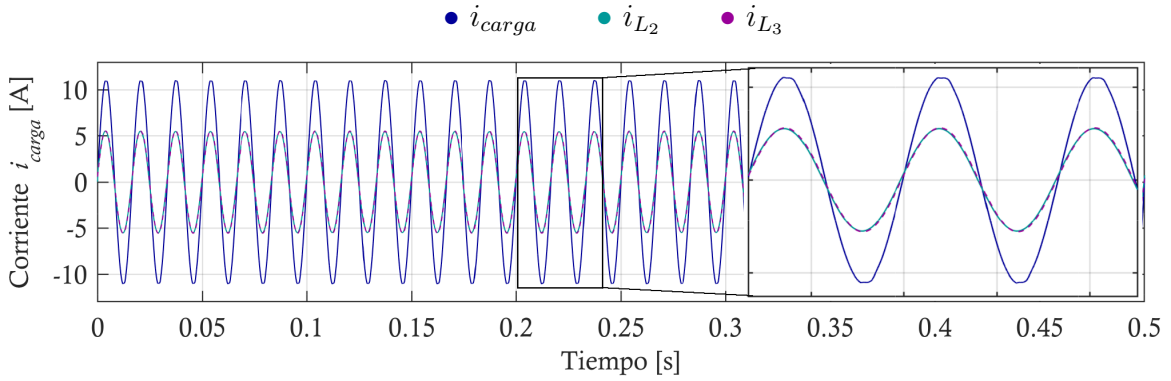


Figura 1.14. Validación de los modelos: Corriente en la carga.

En la Figura 1.15 se muestra la desviación del modelo promedio con respecto del modelo conmutado en la corriente del inductor L_1 . La diferencia de las formas de onda, prácticamente representa el efecto asociado a la conmutación de los interruptores, el cual no es posible describir mediante el modelo promedio.

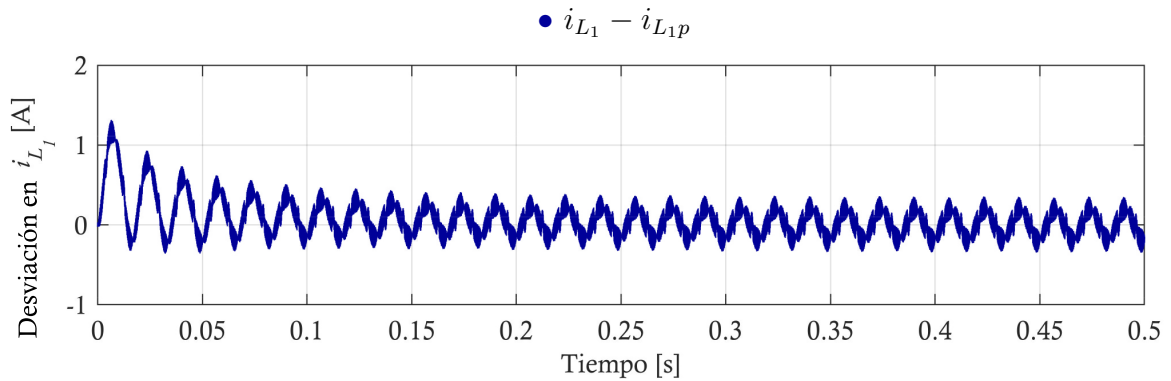


Figura 1.15. Validación de los modelos: Error en i_{L_1} .

Si bien, la reproducción de los modelos no refleja fielmente la dinámica del modelo conmutado, representa una buena aproximación que resulta suficiente para proponer el sistema de control.

Cabe destacar que para la simulación que permite validar los modelos, se utilizaron los parámetros reales del sistema (Tabla 2.10), cuyo dimensionamiento se presenta en el Capítulo 2.

1.5. Escenarios de operación

Una vez modelado el sistema, resulta indispensable determinar los escenarios que se pueden llegar a presentar durante la operación del esquema propuesto; así mismo, los factores de los cuales depende directamente el punto de operación de la MR.

La MR está sometida a diferentes escenarios de operación, los cuales dependen básicamente de cuatro factores:

1. Condiciones de la red eléctrica
2. Recurso energético renovable disponible
3. Capacidad de energía almacenada en las baterías
4. Condiciones de potencia de las cargas locales conectadas en la MR

El análisis y la identificación de estos escenarios resulta indispensable para entender y determinar las capacidades de los convertidores, lo que impacta directamente en la etapa de diseño de los mismos.

En las Figuras 1.16 a 1.18 se puede observar un diagrama de procedimiento de operación general que permite visualizar de manera gráfica cada uno de los escenarios de operación. Cabe destacar que éstos no representan un "pseudo-código" que posteriormente se traduzca a un código de programación de un sistema de control. El objetivo es visualizar los mecanismos y operaciones que deben ejecutar los CEP ante cada escenario.

Donde:

- P.F. → Potencia fotovoltaica disponible
- P.C. → Potencia que demandan las cargas locales
- P.A. → Potencia en el sistema de almacenamiento

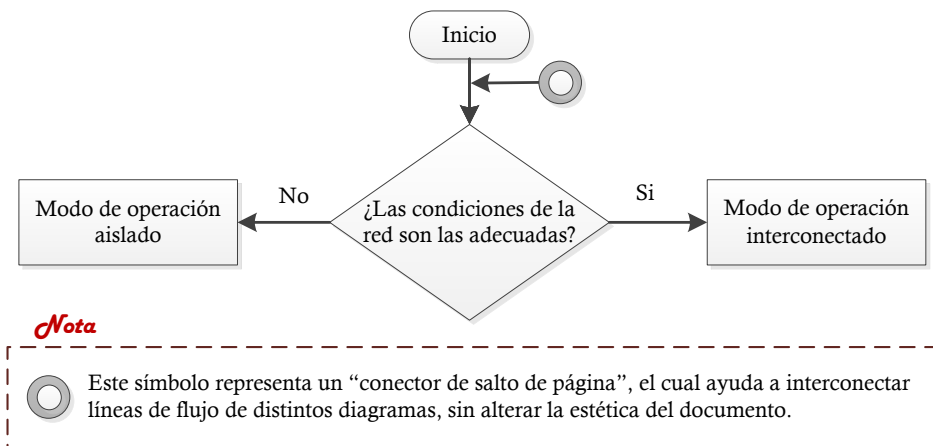


Figura 1.16. Diagrama de operación general.

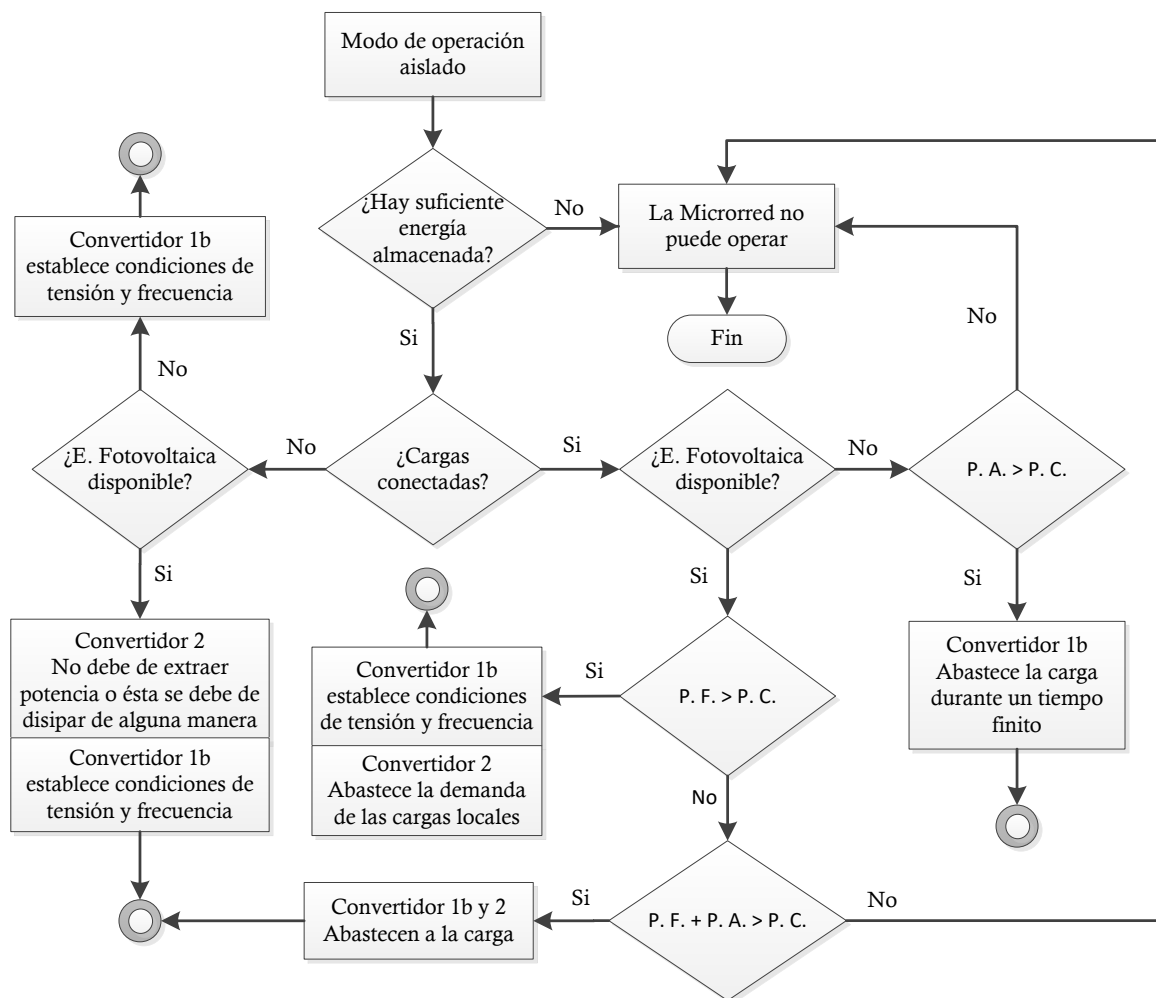


Figura 1.17. Diagrama de operación: Modo aislado.

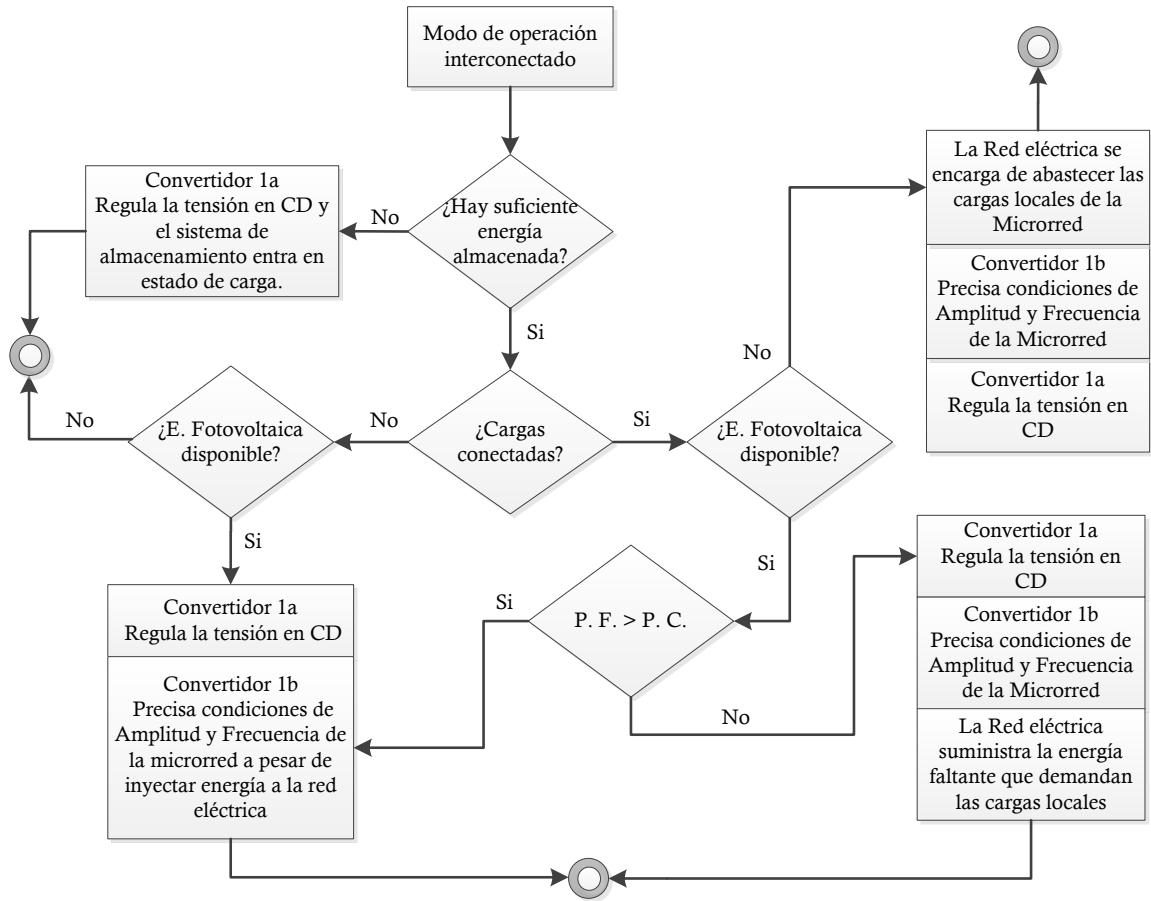


Figura 1.18. Diagrama de operación: Modo interconectado al SEP.

Mediante los esquemas de diagramas de operación presentados, es posible visualizar escenarios a los que puede estar sujeta la operación de la MR y con ello plantear los objetivos de control de los CEP, un mecanismo de arranque del sistema, así como también los escenarios de operación que resulta pertinente extender el análisis mediante una simulación para la comprobación del funcionamiento. Como restricciones operativas se ha detectado que:

- La MR no puede entrar en operación cuando no se cuenta con energía almacenada en el banco de baterías, debido a que el sistema debe estar preparado para operar en modo aislado.
- El inversor PV no puede operar si el convertidor formador no genera las condiciones de amplitud y frecuencia de la MR.
- Si la potencia que demandan las cargas locales supera a la potencia disponible en el sistema de almacenamiento cuando la MR opera de forma aislada, las cargas no críticas deberán ser desconectadas para cumplir con el suministro de energía temporalmente.

DIMENSIONAMIENTO DEL SISTEMA

El dimensionamiento de los elementos de enlace de los CEP es el preámbulo necesario para el diseño del sistema de control y la puesta en marcha del sistema. Estos elementos conforman los filtros de potencia que son los encargados de interconectar el SEP, los enlaces de CD, sistema de respaldo, los DER y el bus de CA de la MR, conformando el sistema completo y permitiendo que durante la operación de la MR los parámetros eléctricos estén acordes a los estándares sugeridos en [6,29] para garantizar una buena calidad de la energía eléctrica en el sistema y en el PCC con el SEP.

Antes de dimensionar el sistema, es necesario establecer los niveles de tensión y la frecuencia de conmutación de los CEP. En el capítulo anterior se presentaron los parámetros del sistema, donde se estableció que la tensión nominal de la MR se encontrará en 127 Vrms; considerando que la variación máxima de tensión permisible para sistemas menores a 500 kVA es del 10 % [29], se debe de prever ese escenario para evitar sobremodulación de los convertidores. Un índice de modulación en amplitud (m_a) donde se aproveche y brinde seguridad a un convertidor no comercial se encuentra entre 0.5 y 0.9. La componente fundamental de la tensión PWM en terminales del convertidor 1a está dada por:

$$V_{PWM_1} = m_{1a} \frac{V_{CD}}{\sqrt{2}}. \quad (2.1)$$

Puesto que el flujo de potencia entre el SEP y la MR es de manera bidireccional, cuando la potencia fluye hacia la red eléctrica, la componente fundamental V_{PWM_1} tiene que ser mayor o igual que la tensión de la red eléctrica tomando en cuenta las variaciones naturales del SEP (10 %) en su peor caso, es decir:

$$V_{PWM_1} \geq V_{Red}(1.1). \quad (2.2)$$

Despejando V_{CD} de (2.1) y sustituyendo la condición descrita en (2.2), la tensión mínima en el enlace de CD está dada por la siguiente expresión.

$$V_{CD} \geq \frac{1.1V_{Red}\sqrt{2}}{m_a}. \quad (2.3)$$

Evalutando la expresión anterior con el índice de modulación de la cota superior, se obtiene que el valor mínimo de tensión en los enlaces de CD es de 219.52 V, por lo que se opta por una tensión de 250 V para tener un índice de modulación de 0.8 en la condición nominal de operación. Una mayor elevación de la tensión en CD genera una condición de modulación con un coeficiente pequeño provocando que la componente fundamental se vea reducida y por ende el contenido armónico elevado, lo que requiere un filtrado más exigente.

Por otro lado, la frecuencia de conmutación de los convertidores se selecciona dentro del rango superior no audible para el ser humano (ultrasonido), con la ventaja de favorecer la disminución de las dimensiones físicas de los elementos magnéticos y una operación silenciosa del sistema.

Por lo anterior, se propone un índice de modulación en frecuencia entero impar $m_f = 375$, el cual resulta en una simetría de media onda, desapareciendo de V_{PWM} los grupos de armónicos centrados en los múltiplos impares. El índice seleccionado representa una frecuencia de conmutación por rama de 22.5 kHz, que al ser modulado mediante una estrategia SPWM unipolar, presenta una distribución de contenido armónico como se observa a continuación [30]:

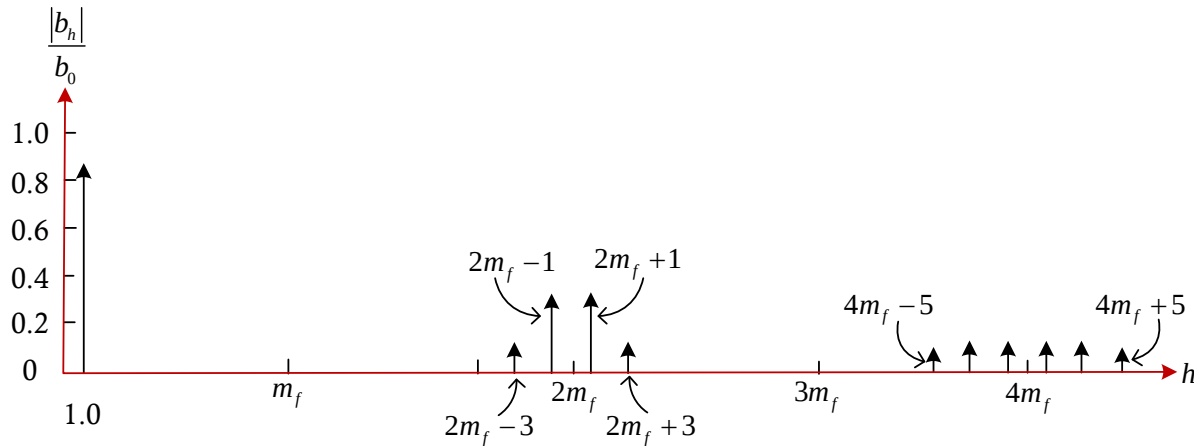


Figura 2.1. Espectro armónico de la tensión V_{PWM} en el convertidor.

2.1. Dimensionamiento de los filtros de enlace

Para el dimensionamiento del sistema se toman en cuenta los siguientes parámetros:

Tabla 2.1. Parámetros del sistema.

Variable	Magnitud
Frecuencia fundamental	60 Hz
Voltaje del bus de CA	127 V
Potencia nominal de la MR	1 kW
Potencia del sistema PV	500 W
Potencia del sistema de almacenamiento de energía	500 W

2.1.1. Dimensionamiento de filtro inductivo de primer orden

El convertidor BTB se encuentra interconectado al SEP por medio de un inductor de enlace, el cual permite que exista transferencia de potencia entre la MR y el SEP. El principal objetivo del inductor es actuar como filtro del contenido armónico generado por la conmutación del convertidor, depurando la señal fundamental a 60 Hz. Cabe destacar que de igual forma el inversor PV se encuentra conectado al bus de CA de la MR por medio de un inductor de enlace, el proceso de dimensionamiento de ambos filtros está basado en [9, 10]. El parámetro principal en el que se basa la selección del valor mínimo de los inductores, es la distorsión armónica de corriente (THD_i , por sus siglas en inglés), la cual está descrita por la siguiente ecuación.

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_{L_1}} * 100 \%, \quad (2.4)$$

donde:

- $I_h \rightarrow$ Magnitud del armónico de corriente.
- $h \rightarrow$ Número de armónico.
- $I_{L_1} \rightarrow$ Magnitud del armónico fundamental.

Considerando un inductor de enlace L_1 de un valor arbitrario, la corriente fundamental que fluye por el filtro se estima en base a (2.5).

$$I_{L_1} = \frac{S}{V} \angle \cos^{-1} \left(\frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \right). \quad (2.5)$$

Una vez estimada la corriente del inductor, es posible determinar la componente fundamental de la tensión pulsada en terminales del convertidor 1a:

$$V_{PWM_{1a}} = V_{Red} \angle 0^\circ - I_L(j\omega L_1 + R_{L_1}). \quad (2.6)$$

Mediante análisis fasorial, es factible determinar la tensión en terminales del convertidor en el dominio del tiempo.

$$v_{PWM_{1a}} = \sqrt{2} |V_{PWM_{1a}}| \sin(\omega t + \angle V_{PWM_{1a}}). \quad (2.7)$$

En la Tabla 2.2 se tabulan los armónicos normalizados como función del índice de modulación en amplitud m_a , suponiendo que el índice de modulación en frecuencia m_f es:

$$m_f = \frac{f_{sw}}{f_0} > 21. \quad (2.8)$$

Si bien existen más armónicos en las bandas laterales centrados en los múltiplos impares de m_f , éstos no se consideran significativos en el análisis al ser de una baja magnitud. En [31] se muestra un análisis detallado para el cálculo de amplitud los armónicos.

Para afinar el análisis mediante la tabla de coeficientes, se recomienda interpolar entre los valores de m_a para encontrar los coeficientes para el cálculo de los armónicos en la condición nominal de operación.

Tabla 2.2. coeficientes armónicos generalizados.

	m_a	0.2	0.4	0.6	0.8	1
c_1	$2m_f \pm 5$	0	0	0	0.013	0.033
c_2	$2m_f \pm 3$	0	0.024	0.071	0.139	0.212
c_3	$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
c_4	$4m_f \pm 7$	0	0	0	0.017	0.050
c_5	$4m_f \pm 5$	0	0	0.034	0.084	0.119
c_6	$4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
c_7	$4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068

La magnitud de cada armónico de corriente a partir de cada armónico de tensión está dada por:

$$I_h = \frac{C_n V_{CD}}{h\omega L \sqrt{2}}. \quad (2.9)$$

donde:

- $C_n \rightarrow$ Coeficiente de atenuación del armónico.

Finalmente la selección del inductor de enlace se realiza mediante un proceso iterativo, variando el parámetro de inductancia en el análisis descrito anteriormente, hasta obtener un valor de distorsión armónica total en corriente menor al 5 % y de 0.3 % para un rango de armónicos $35 \leq h < 50^{109}$.

2.1.1.1. Ejemplo numérico

Considerando un factor de potencia unitario.

$$S_1 \rightarrow P_1.$$

La corriente de línea RMS que fluye por el inductor L_1 tomando en cuenta que las cargas locales demandan 1 kW a la red eléctrica, y que éstas están siendo abastecidas en su totalidad por el convertidor formador, está dada por:

$$I_{L_1} = \frac{1000}{127} \angle \cos^{-1} \left(\frac{1000}{\sqrt{1000^2 + 0^2}} \right) = 7.874A.$$

Se propone un inductor $L_1 = 8mH$ después de un proceso iterativo; la tensión en terminales del convertidor la necesaria para transmitir la potencia nominal a la MR es:

$$V_{PWM_{1a}} = 127 \angle 0^\circ - j \cdot 120 \cdot \pi \cdot 0.008 = 141.704 \angle -9.647^\circ V.$$

Y en el dominio del tiempo:

$$v_{PWM_{1a}} = \sqrt{2} |141.704 \angle -9.647^\circ| \sin(\omega t - 9.647^\circ) = 200.339 \sin(\omega t - 9.647^\circ) V.$$

El índice de modulación para el análisis en la condición propuesta es:

$$m_{1a} = \frac{200.339}{250} = 0.835.$$

Con m_{1a} es posible interpolar a partir de la Tabla 2.3 de coeficientes armónicos generalizados, para aproximar de mejor manera la magnitud de los armónicos de corriente.

Tabla 2.3. Interpolación de coeficientes.

	m_{1a}	0.8	0.835	1
c_1	$2m_f \pm 5$	0.013	0.016	0.033
c_2	$2m_f \pm 3$	0.139	0.152	0.212
c_3	$2m_f \pm 1$	0.314	0.291	0.181
c_4	$4m_f \pm 7$	0.017	0.023	0.050
c_5	$4m_f \pm 5$	0.084	0.090	0.119
c_6	$4m_f \pm 3$	0.115	0.096	0.009
c_7	$4m_f \pm 1$	0.105	0.099	0.068

Tabla 2.4. Armónicos de corriente.

i_n	I_h [A]	i_n	I_h [A]
i_{745}	0.001	i_{1495}	0.003
i_{747}	0.011	i_{1497}	0.004
i_{749}	0.022	i_{1499}	0.004
i_{751}	0.022	i_{1501}	0.004
i_{753}	0.011	i_{1503}	0.004
i_{755}	0.001	i_{1505}	0.003
i_{1493}	0.000	i_{1507}	0.000

Resultando en una distorsión armónica en corriente $THD_i = 0.456\%$, con el armónico dominante $i_{749} = 0.27\%$, cumpliendo las restricciones de los estándares nacionales (0.3%).

2.1.2. Dimensionamiento de filtro de potencia de segundo orden

El convertidor 1b es el encargado de formar el bus de CA de la MR, por lo que la salida del convertidor debe ser en tensión, por medio de un filtro de potencia pasa baja de segundo orden, compuesto por un inductor L_2 y condensador C_f cuyo objetivo es filtrar la señal fundamental de la tensión pulsada $V_{PWM_{1b}}$ de los armónicos asociados a la conmutación del convertidor BTB.

Para el diseño del filtro se opta por la simplificación del convertidor mediante su circuito equivalente que se puede observar en la Figura 2.2.

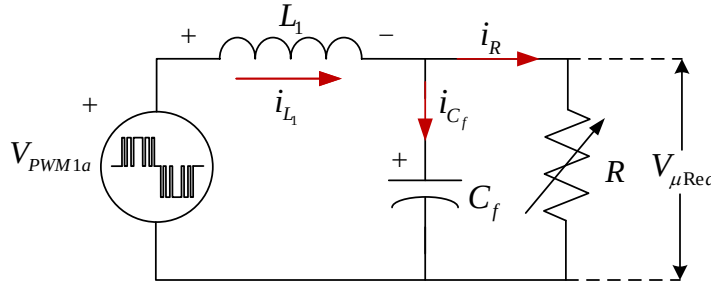


Figura 2.2. Espectro armónico de un convertidor.

Analizando el circuito anterior en el dominio de la frecuencia, se obtiene la función de transferencia de la tensión de salida del convertidor 1b con respecto a su tensión en terminales:

$$G(s) = \frac{V_{\mu Red}(s)}{V_{PWM_{1a}}(s)} = \frac{1}{s^2 + k_{Pi_{L1}}s + k_{Ii_{L1}}}. \quad (2.10)$$

Obteniendo la magnitud de la función de transferencia anterior y evaluando $s = j\omega$, se obtiene:

$$\left| G(s) \right|_{j\omega} = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 L_2 C_f)^2 + \left(\omega \frac{L_2}{R} \right)^2}}. \quad (2.11)$$

Se desea que el filtro de potencia tenga un comportamiento tipo *Butterworth* de respuesta plana, con una atenuación de -40 dB por década, donde la frecuencia de corte del filtro se encuentra a -3 dB.

$$20 \log \left| G(j\omega) \right|_{\omega_c} = -3dB. \quad (2.12)$$

Entonces:

$$\frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 L_2 C_f)^2 + \left(\omega \frac{L_2}{R} \right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}. \quad (2.13)$$

Sabiendo que la frecuencia de corte del filtro de segundo orden está dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_f}}. \quad (2.14)$$

La selección de la frecuencia de corte es muy importante en el dimensionamiento del sistema, y se toman en cuenta dos consideraciones. Por un lado se busca depurar por completo los armónicos naturales debido a la conmutación, por lo que la frecuencia de corte debe ubicarse antes del primer grupo de armónicos centrados al doble de la frecuencia de conmutación; sin embargo, no se debe perder de vista la frecuencia fundamental del sistema f_0 , ya que la frecuencia de corte no debe encontrarse cercana, porque podría atenuar parcialmente la componente fundamental. Se considera pertinente dejar una década de separación antes y después del filtro, para aprovechar de mejor manera la respuesta del mismo; un rango adecuado en este caso sería:

$$10f_0 < f_c < \frac{(2m_f - 5)f_0}{10}. \quad (2.15)$$

Buscando un efecto como se puede observa en la Figura 2.3.

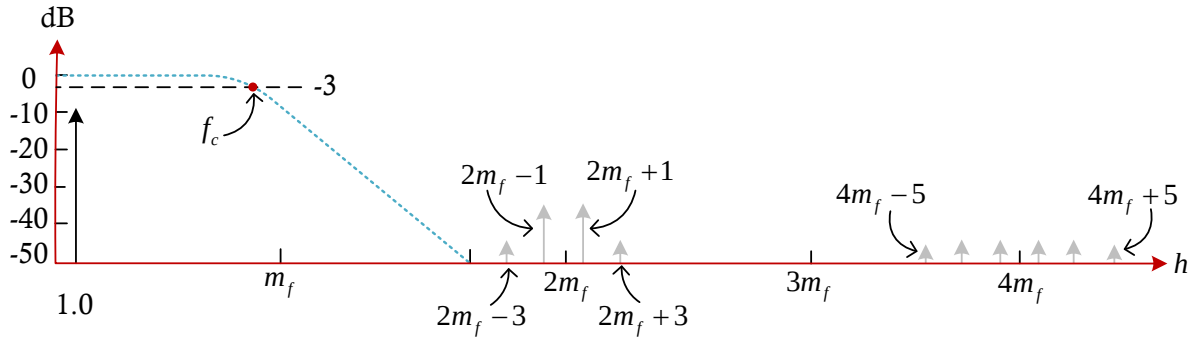


Figura 2.3. Atenuación de filtro LC.

Una vez seleccionada la frecuencia de corte, es oportuno determinar los valores de los elementos pasivos del filtro de segundo orden mediante las expresiones (2.16) y (2.17).

$$C_f = \frac{1}{\sqrt{2}R\omega_c}, \quad (2.16)$$

$$L_2 = \frac{1}{C_f\omega_c^2}, \quad (2.17)$$

donde:

$$\omega_c = 2\pi f_c. \quad (2.18)$$

Con estos valores, se puede calcular la distorsión armónica en tensión que presentará el bus de CA de la MR.

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} * 100 \%. \quad (2.19)$$

La magnitud de cada armónico de tensión antes del filtro LC está dada por:

$$V_h = \frac{C_n V_{CD}}{\sqrt{2}}. \quad (2.20)$$

El coeficiente de atenuación de cada uno de los armónicos como parte del efecto asociado al filtro de potencia está dado por:

$$A_h = \frac{1}{\sqrt{(1 - (2\pi f_0 n)^2 L_2 C_f)^2 + \left(\frac{2\pi f_0 n L_2}{R}\right)^2}}. \quad (2.21)$$

Finalmente para estimar la magnitud de los armónicos después del filtro, simplemente basta con multiplicar por el factor de atenuación de cada uno de los armónicos, es decir:

$$V_h = \frac{C_n V_{CD} A_h}{\sqrt{2}}. \quad (2.22)$$

2.1.2.1. Ejemplo numérico

Partiendo de la premisa descrita anteriormente, la resistencia equivalente de las cargas locales asociada a la demanda de potencia nominal, está dada por:

$$R = \frac{V_{\mu Red}^2}{P_1} = \frac{127^2}{1000} = 16.129 \Omega.$$

Seleccionando una frecuencia de corte $f_c = 1kHz$ se estima el condensador del filtro de segundo orden y posteriormente el inductor L_2 .

$$C_f = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 1000} = 6.977 \mu F,$$

$$L_2 = \frac{1}{C_f \omega_c^2} = \frac{1}{6.977 \cdot 10^{-6} (2 \cdot \pi \cdot 1000)^2} = 3.63 mH.$$

Tomando en cuenta que el valor estimado del condensador no corresponde a un valor comercial y el inductor será construido, se opta por utilizar un arreglo que dos condensadores en serie, obteniendo una capacitancia equivalente de $7.5 \mu F$.

Verificando que la frecuencia de corte se mantenga en el rango establecido, sin atenuar la componente fundamental y al menos con una década de separación del armónico más cercano.

$$f_C = \frac{1}{2\pi\sqrt{3.63 \cdot 10^{-3} \cdot 7.5 \cdot 10^{-6}}} = 964.535 Hz.$$

Tomando en cuenta que la tensión en el bus de CA de la MR corresponde a 127 Vrms, la señal moduladora contemplando un bus de CD regulado a 250 V es:

$$m_{1b} = \frac{\sqrt{2} \cdot 127}{250} = 0.718.$$

Tabla 2.5. Interpolación de coeficientes.

	m_{1b}	0.6	0.718	0.8
c_1	$2m_f \pm 5$	0	0.008	0.013
c_2	$2m_f \pm 3$	0.071	0.111	0.139
c_3	$2m_f \pm 1$	0.370	0.337	0.314
c_4	$4m_f \pm 7$	0	0.01	0.017
c_5	$4m_f \pm 5$	0.034	0.064	0.084
c_6	$4m_f \pm 3$	0.132	0.122	0.115
c_7	$4m_f \pm 1$	0.008	0.065	0.105

Tabla 2.6. Armónicos de tensión antes del filtro.

V_n	V_h [V]	V_n	V_h [V]
V_{745}	1.361	V_{1495}	11.244
V_{747}	19.669	V_{1497}	21.555
V_{749}	59.546	V_{1499}	11.567
V_{751}	59.546	V_{1501}	11.567
V_{753}	19.669	V_{1503}	21.555
V_{755}	1.361	V_{1505}	11.244
V_{1493}	1.779	V_{1507}	1.779

Repetiendo el proceso de interpolación puntualizado en la sección 2.1.1.1 y evaluando la magnitud de los armónicos de tensión antes del filtro.

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} * 100 = 100.89\%.$$

Tabla 2.7. Coeficiente de atenuación de los armónicos.

A_n	A_h	A_n	A_h
A_{745}	$6.336 \cdot 10^{-4}$	A_{1495}	0.001
A_{747}	0.009	A_{1497}	0.002
A_{749}	0.027	A_{1499}	0.001
A_{751}	0.027	A_{1501}	0.001
A_{753}	0.009	A_{1503}	0.002
A_{755}	0.000	A_{1505}	0.001
A_{1493}	0.000	A_{1507}	0.000

Añadiendo el efecto de atenuación del filtro asociado a cada uno de los armónicos se obtiene un $THD_V = 0.033\%$ en el bus de CA de la MR.

2.2. Dimensionamiento de condensador de enlace de CD

El condensador del enlace en CD del convertidor BTB juega un papel indispensable en la operación del convertidor formador, siendo éste el encargado de desacoplar ambas partes del convertidor, emulando una fuente de CD para la parte inversora y una carga predominantemente resistiva para la parte rectificadora; así como también, soportar los efectos transitorios debido a las variaciones de potencia durante la operación de la MR, por lo que requiere un correcto criterio de dimensionamiento para su selección.

Partiendo de la referencia [32] y retomando la expresión del modelo promedio en el capítulo 1 que describe la corriente del condensador del enlace en CD, es posible determinar el valor del condensador del bus de CD en función del rizo de tensión deseado.

$$C_{cd} \frac{dV_{cd}}{dt} = u_1 i_{L_1} + u_2 i_{L_2}. \quad (2.23)$$

Sabiendo que la corriente que fluye por los inductores de enlace está dada por:

$$i_{L_1} = \frac{2P_1}{\sqrt{2}V_{Re d}} \sin(\omega t + \phi_1), \quad (2.24)$$

$$i_{L_2} = \frac{2P_1}{\sqrt{2}V_{\mu Re d}} \sin(\omega t + \phi_2). \quad (2.25)$$

Considerando tensiones sinusoidales y resolviendo mediante análisis de circuitos eléctricos se obtiene una expresión que describe la señal de control de los CEP.

$$u_1 = \frac{1}{V_{CD}} \left[\sqrt{2}V_{Re d} \sin(\omega t) - \frac{2\omega L_1 P_1}{\sqrt{2}V_{Re d}} \cos(\omega t + \phi_1) \right], \quad (2.26)$$

$$u_2 = \frac{1}{V_{CD}} \left[\sqrt{2}V_{\mu Re d} \sin(\omega t) - \frac{2\omega L_2 P_1}{\sqrt{2}V_{Re d}} \cos(\omega t + \phi_2) \right]. \quad (2.27)$$

Sustituyendo las ecuaciones (2.24)-(2.27) en (2.23) y empleando la identidades trigonométricas, se obtiene la expresión (2.28).

$$\begin{aligned} C_{cd} \frac{dV_{CD}}{dt} = \frac{2P_1}{V_{CD}} & \left[\sin(\omega t) \sin(\omega t + \phi_1) - \frac{\omega L_1 P_1}{V_{Re d}^2} \sin(2\omega t + 2\phi_1) \right. \\ & \left. + \sin(\omega t) \sin(\omega t + \phi_2) - \frac{\omega L_2 P_1}{V_{\mu Re d}^2} \sin(2\omega t + 2\phi_2) \right]. \end{aligned} \quad (2.28)$$

Resolviendo algebraicamente, expresando en términos de potencia activa ($FP = 1$) y considerando $V_{Red} \triangleq V_{\mu Red}$, se obtiene (2.29).

$$C_{cd} \frac{dV_{CD}}{dt} = \frac{P_1^2 \omega (L_1 + L_2)}{V_{Red}^2 V_{CD}} \sin(2\omega t). \quad (2.29)$$

Resolviendo la ecuación (2.29) en estado estable con $V_{CD(0)} = V_{CD}$ se encuentra la expresión para el dimensionamiento del condensador C_{CD} .

$$V_{CD} = -\frac{P_1^2 (L_1 + L_2)}{2V_{Red}^2 V_{CD} C_{CD}} \cos(2\omega t) + V_{CD(0)}. \quad (2.30)$$

De la formulación anterior se estima el rizo de tensión en el enlace de CD, con base a la capacitancia seleccionada:

$$\Delta V_{CD} = \frac{P_1^2 (L_1 + L_2)}{C_{CD} V_{CD} V_{Red}^2}. \quad (2.31)$$

2.2.0.1. Ejemplo numérico

Si bien el convertidor BTB no aporta una potencia constante durante la operación, el rizo máximo de tensión en el enlace de CD se presenta cuando el convertidor 1 procesa la mayor cantidad de potencia. En este caso 1 kW y tomando en cuenta L_1 y L_2 para el dimensionamiento como 8 mH y 3.63 mH respectivamente.

Proponiendo un rizo de tensión inferior a 3 V equivalente al 1.2 %, el condensador mínimo para obtener el rizo deseado es:

$$C_{cd} = \frac{1000^2 (0.008 + 0.00363)}{3 \cdot 250 \cdot 127^2} = 962.24 \mu F.$$

Puesto que el límite del condensador garantiza una correcta operación del sistema, se opta por seleccionar un condensador $C_{cd} = 1100 \mu F$ en base a su disponibilidad comercial, obteniendo finalmente un rizo de tensión en CD al doble de la frecuencia de:

$$\Delta V_{CD} = \frac{1000^2 (0.008 + 0.00363)}{1100 \cdot 250 \cdot 127^2} = 2.624 V.$$

Equivalente al 1.04 % para este caso.

2.3. Dimensionamiento de sistema de almacenamiento

El sistema de almacenamiento propuesto como parte de este trabajo de investigación es abordado de manera simple, puesto que como primer parámetro de diseño se plantea que el nivel de tensión necesario en el bus de CD del convertidor BTB debe de poseer el mismo nivel de tensión del sistema de almacenaje, conformado por un arreglo de baterías en serie. La tecnología plomo-ácido se emplea en el sistema de almacenamiento, puesto que es conocida y ha sido estudiada ampliamente, y representa una opción práctica y costeable para este tipo de banco de baterías.

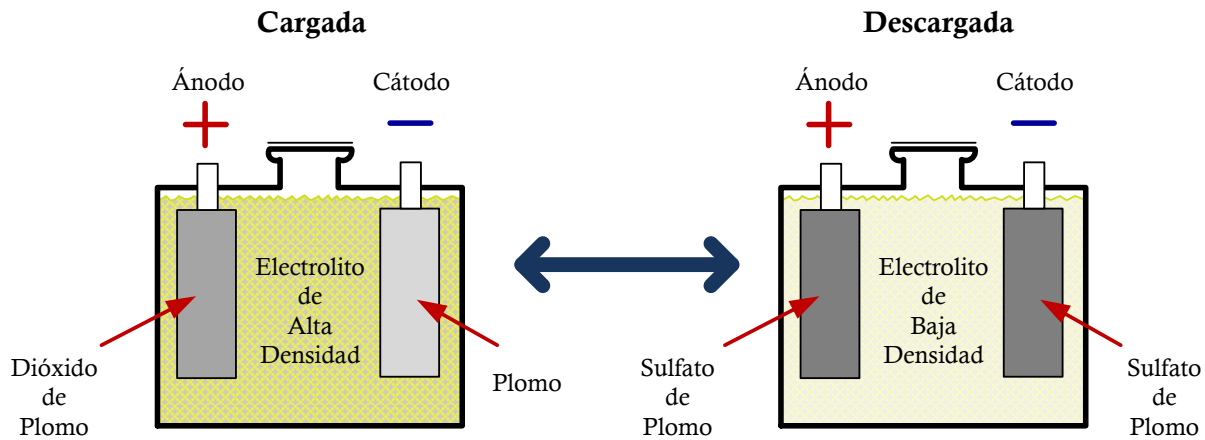


Figura 2.4. Estados de carga de la batería plomo-ácido.

Una de las consideraciones básicas para extender la vida útil de las baterías propuestas consiste en monitorear la tensión de operación del arreglo y no llevar las baterías a una descarga profunda o exponerlas a una tensión superior durante la carga por un tiempo prolongado.

Como primera aproximación para este trabajo, se propone una batería con una tensión nominal de 12 V por unidad [33]. Cabe destacar que la mayor densidad de energía almacenada de esta tecnología, se encuentra en un rango de tensión reducido por debajo de la tensión nominal de aproximadamente 1.5 V por unidad.

$$10.5 < V_{Bat} \leq 12. \quad (2.32)$$

En la Tabla 2.8 se muestra el rango de operación del sistema de almacenamiento dependiendo del número de baterías interconectadas en serie, donde se opta por utilizar un arreglo de 20 baterías, puesto que el proceso de carga se desea que se realice de manera natural con la regulación del bus de CD a través de los CEP, por lo que la tensión máxima del arreglo no debe de sobrepasar la tensión del bus de CD.

Tabla 2.8. Rango de tensión del sistema de almacenamiento.

No. de Baterías	Tensión en CD [V]	
	Mínima	Máxima
18	189	216
19	199.5	228
20	210	240
21	220.5	252
22	231	264
23	241.5	276
24	252	288

Tomando en cuenta que el tiempo de respaldo a capacidad plena (500 W) propuesto es de 30 minutos de abastecimiento con una tensión nominal de descarga de 210 V (como se observa en la Tabla 2.8 con 20 baterías en serie), la capacidad necesaria del sistema de almacenamiento es [34]:

$$500\text{W} \cdot 30 \text{ mín} \left(\frac{1\text{h}}{60 \text{ mín}} \right) = 250\text{Wh},$$

equivalente a:

$$\frac{250\text{Wh}}{210\text{V}} = 1190.47\text{mAh},$$

con una corriente máxima de descarga de:

$$i_{B\text{máx}} = \frac{500\text{W}}{210\text{V}} = 2.27\text{A}.$$

2.4. Dimensionamiento del arreglo fotovoltaico

El sistema fotovoltaico está compuesto por módulos fotovoltaicos ERDM 250 P/6 con las siguientes características:

Tabla 2.9. Parámetros del módulo fotovoltaico ERDM 250 P/6.

P_{max} [W]	V_{mp} [V]	I_{mp} [A]	V_{OC} [V]	I_{SC} [A]	R_T [°C]
250	30.99	8.06	36.69	8.61	-40 a 90

Tomando en cuenta que el sistema fotovoltaico se encuentra delimitado para aportar 500 W y la potencia pico que puede aportar cada módulo son 250 W, el arreglo planteado consiste en dos paneles conectados en serie sumando una tensión en terminales de 62 V

durante la operación nominal, lo cual representa un problema al no poder interconectarse al bus de la MR directamente por no cumplir con la restricción (2.3), por lo que se opta por agregar un transformador de baja frecuencia para interconectar el convertidor alimentador. Para el proceso de dimensionamiento del filtro inductivo se empleó la metodología descrita en la sección 2.1.1.

2.4.1. Condensador de desacoplo del sistema PV

El condensador de desacoplo C_{PV} ubicado en terminales del arreglo PV de entrada al convertidor alimentador, cumple con el objetivo de mitigar los efectos asociados a las variaciones de potencia naturales de un sistema PV. Al igual que el dimensionamiento del condensador C_{cd} , el valor de la capacitancia se selecciona en función del rizo de tensión permitido y la potencia que procesa el convertidor.

Siguiendo la metodología descrita en [35], se llega a la ecuación (2.33).

$$\Delta V_{CD} = \frac{P_2}{2\pi f C_{PV} V_{CD}}. \quad (2.33)$$

Donde se observa que el rizo de tensión en el bus de CD del inversor fotovoltaico es dependiente del valor de potencia que demandan las cargas locales.

2.4.1.1. Ejemplo numérico

Partiendo de la premisa que como restricción operativa del sistema, el convertidor 2 aporta una potencia nominal de 500 W y la tensión en terminales del arreglo fotovoltaico es de 60 V, la capacitancia resultante para obtener un rizo de tensión menor al 2.5 % es:

$$C_{PV} = \frac{500}{120 \cdot \pi \cdot 1.5 \cdot 60} = 1474 \mu F.$$

Por lo que se opta utilizar un condensador del mismo valor empleado en el arreglo del convertidor formador, es decir:

$$C_{PV} = 2200 \mu F.$$

2.4.2. Sistema parametrizado

En la Figura 2.5 se observa el circuito esquemático de la MR y en la Tabla 2.10 los parámetros seleccionados en el presente capítulo.

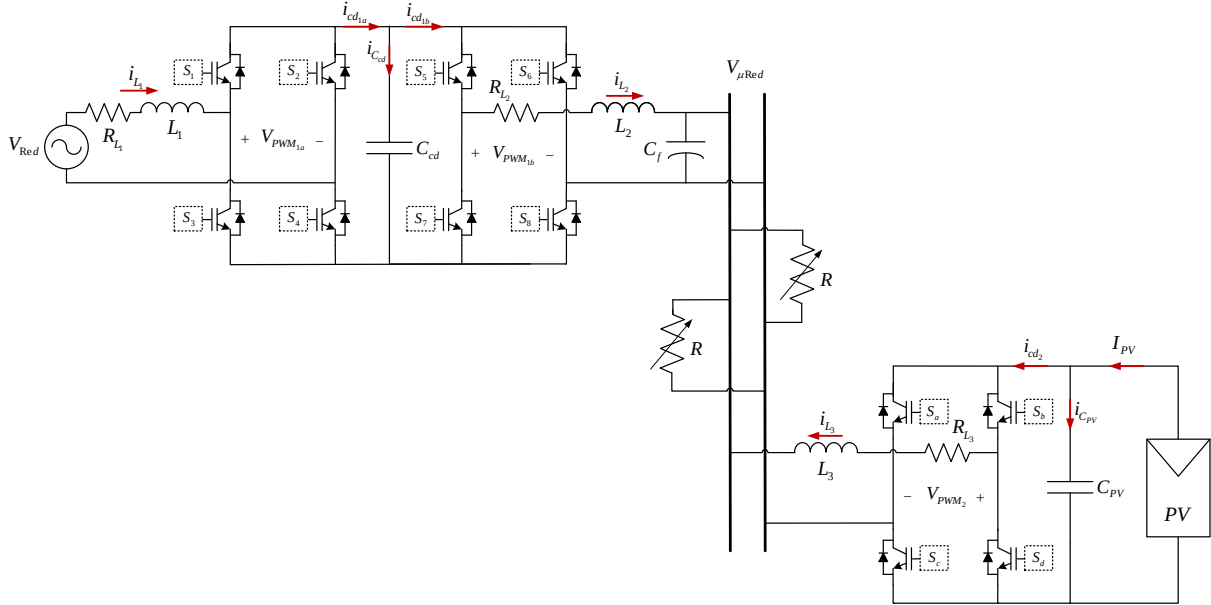


Figura 2.5. circuito esquemático.

Tabla 2.10. Parámetros de los convertidores.

Característica	Convertidor 1a	Convertidor 1b	Convertidor 2
Tipo de convertidor	Back to Back		Puente completo
Potencia	1000 W		500 W
Estructura	Monofásica		
Función	Formador de MR		Alimentador de Cargas
Condensador de CD	1100 μF		2200 μF
Frecuencia de conmutación	22.5 kHz		
Filtro de enlace	L_1	L_2, C_f	L_3
Valor del filtro	8 mH	3.64 mH, 7.5 μF	14 mH
$THD_{i,v}$	$THD_i = 0.456 \%$	$THD_v = 0.033 \%$	$THD_i = 0.753 \%$

DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL DE LOS CONVERTIDORES

Una vez dimensionado cada uno de los elementos que conforman la MR y definidos los parámetros nominales del sistema, es oportuno plantear el sistema de control. Se presenta una revisión bibliográfica previa a sintetizar los niveles de control en las MR y relacionarlos con el esquema propuesto, para posteriormente definir los objetivos de control de cada uno de los CEP que conforman el sistema. El objetivo final es llevar la MR a un punto de operación donde se puedan realizar cambios de carga y generación por parte de los elementos locales (cargas y PV), y el sistema mantenga un bus de CA estable y regulado. Es importante resaltar que la MR será controlada por un procesador digital de señales (DSP, por sus siglas en inglés) de manera autocontenida en cada uno de los CEP, lo que implica un control descentralizado del sistema por lo que es importante conocer las limitantes y ventajas que esto representa. En la Tabla 3.1 se presenta una tabla comparativa donde se muestran las consideraciones de ambos esquemas de control [4].

Tabla 3.1. Estructura de control centralizada y descentralizada.

Característica	Control centralizado	Control descentralizado
Objetivos	Una tarea clara cubierta de manera general por todos los CEP	Distribuidos en cada uno de los CEP
Personal operativo	Indispensable para tomar decisiones	No necesario
Participación en el mercado	Implementado mediante algoritmos avanzados de gestión de potencia	Implementado mediante algoritmos de gestión de complejidad media
Instalación de nuevos elementos	Requiere especificaciones técnicas personalizadas y una planeación exhaustiva	Pueden ser <i>plug and play</i>
Optimización de la energía eléctrica	Completamente optimizada	En su mayoría soluciones suboptimizadas
Requerimientos de comunicación	Altos	Modestos
Operación interconectada en un escenario crítico	Posible	Imposible

De la tabla anterior se destaca que el control descentralizado representa un esquema de control con menor capacidad de abordar problemas específicos de la MR; sin embargo, necesita menos recursos para su operación lo cual impacta directamente en el nivel de complejidad del sistema para la puesta en marcha.

3.1. Capas de control en las microrredes de CA

En la literatura se menciona que dentro de una MR existen diferentes niveles de control definidos por su jerarquía e importancia para su operación; cada nivel proporciona una señal externa como entrada para controles del nivel inferior, por lo que es indispensable disminuir el ancho de banda conforme aumente el nivel de control de la MR [36,37]. En la Figura 3.1 se pueden observar las capas de control con las que puede contar una MR, donde se observa que el hecho de agregar niveles de control representa una mayor capacidad de cubrir necesidades de la MR y el SEP; sin embargo, con ello el nivel de complejidad del sistema aumenta de manera considerable.

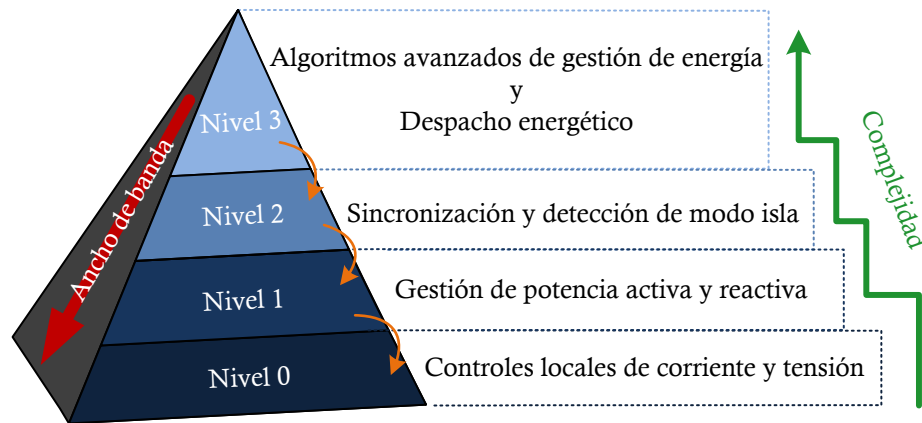


Figura 3.1. Capas de gestión y control en una MR.

- Nivel 0: En algunos casos solamente se consideran tres niveles, obviando este nivel donde se encuentran los lazos internos de control, los cuales realizan tareas de regulación en tensión y/o corriente de cada uno de los CEP de manera individual, es decir los controles locales de los inversores; así como también, algoritmos de protección contra sobrentensiones y sobrecorrientes.
- Nivel 1: Denominado también como control primario, ejecutado generalmente a través de un *Droop Control* el cual se encarga de generar las referencias de las potencias activa y reactiva y un comportamiento adecuado entre cada uno de los CEP, agregando un perfil dinámico estable y amortiguado a través de un arranque suave del sistema o emulando una impedancia de salida mayor que con la que se cuenta realmente sí se le añade un lazo de impedancia virtual.

- Nivel 2: Funge como control supervisorio, pues este nivel se encarga de garantizar que la MR se encuentre interconectada al SEP si la red cuenta con los parámetros eléctricos requeridos para no comprometer la funcionalidad del sistema, por lo que esta capa cuenta con los algoritmos tanto de sincronización con el SEP como los de detección de modo isla, para realizar así una transición controlada de ambos modos de operación.
- Nivel 3: Este nivel engloba los algoritmos de gestión de energía avanzada y despacho energético, los cuales controlan el flujo de potencia de cada uno de los CEP y la MR, dependiendo de múltiples factores (en su mayoría estocásticos) como pueden ser, el recurso energético disponible de las fuentes renovables, demanda de energía de los consumidores, costo de la energía en el instante, costo de mantenimiento, estado de elementos de almacenamiento de energía, etc. Todos estos datos deben procesarse y determinar el mejor escenario de abastecimiento con la finalidad de maximizar el recurso energético y tomar la decisión económicamente más viable en todo momento.

En este trabajo de investigación se cubre completamente el nivel base y parcialmente algunas estrategias comprendidas de los niveles uno y dos.

3.2. Objetivos de control

Los objetivos de control de cada uno de los CEP que conforman la MR son los siguientes:

- Convertidor 1a.
 - Regulación del bus de V_{CD} del convertidor formador.
 - Corrección del FP a través del control de potencia reactiva.
- Convertidor 1b.
 - Formación y regulación de la tensión $V_{\mu Red}$.
 - Imposición de frecuencia de la MR.
- Convertidor 2
 - Sincronización con la MR.
 - Inyección de potencia activa disponible en el sistema PV.

La asignación de los objetivos de control de los CEP depende directamente de la función que realizan dentro de la MR, puesto que las actividades necesarias que involucran la puesta en marcha de la MR deben de ser distribuidas entre los inversores.

3.3. Control por linealización entrada-salida

En esta sección se presenta el diseño de una estrategia de control no lineal desarrollada en el marco de referencia dq , la cual permite la operación de la MR dentro de los parámetros establecidos en el capítulo anterior.

La estrategia de control planteada consiste en la linealización del sistema no lineal por medio de la retroalimentación de estados del sistema, posibilitando obtener un modelo linealizado en un punto de operación equivalente al sistema real mediante una variable auxiliar $v_{1,2}$, permitiendo aplicar técnicas de control clásico para llevar el sistema al punto de operación deseado. Cabe destacar que la estrategia de control fue seleccionada en base a su simplicidad, puesto que es un esquema ampliamente estudiado donde se conocen las limitantes y ventajas que presenta.

3.3.1. Convertidor 1a

El esquema de control planteado para la primera mitad del convertidor formador consiste en un control compuesto por dos etapas de control: un lazo externo de tensión el cual genera una referencia de corriente que entra a un lazo de control interno de corriente, generando la señal de control con la que opera a la estrategia de modulación del convertidor 1a.

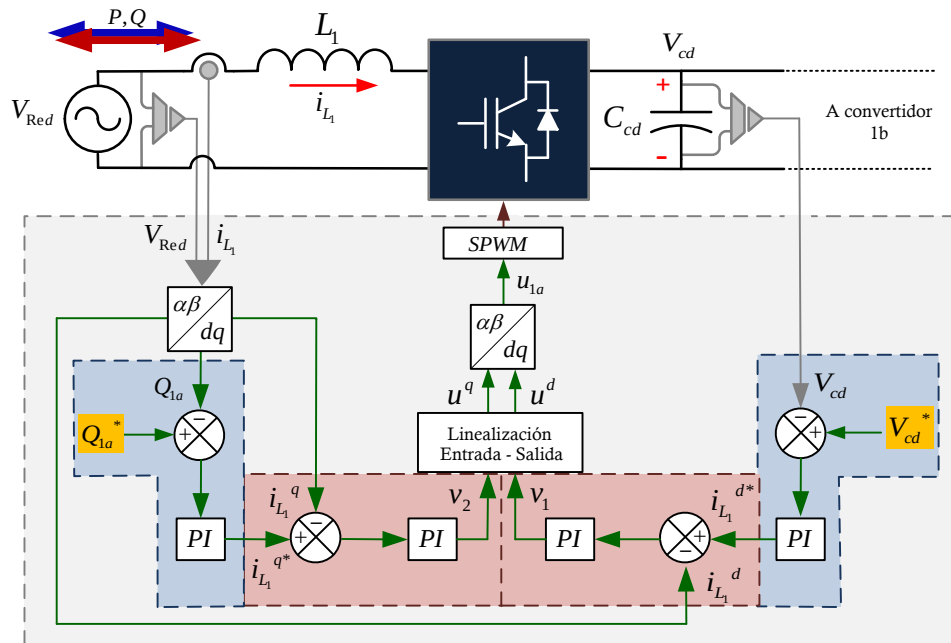


Figura 3.2. Esquema de control propuesto para el convertidor 1a.

En la Figura 3.2 las referencias corresponden a:

- Q_{1a}^* es la referencia de potencia reactiva del lado de la red eléctrica.
- V_{cd}^* es la referencia de tensión en CD del bus de CD del convertidor BTB.

Las ganancias asociadas del control propuesto para el convertidor 1a se muestran en la Tabla 3.2. El proceso de sintonización se mostrará posteriormente.

Tabla 3.2. Constantes de los lazos de control del convertidor 1a.

$k_{PV_{CD}}$	$k_{IV_{CD}}$	$k_{PQ_{1a}}$	$k_{IQ_{1a}}$	$k_{Pi_{L1}^d}$	$k_{Ii_{L1}^d}$	$k_{Pi_{L1}^q}$	$k_{Ii_{L1}^q}$
0.8146	90	0.0026	1.36	7538	5000	7538	5000

La ley de control de linealización entrada - salida está dada por (3.1), cuya obtención se basa en [28].

$$\left. \begin{aligned} u^d &= \frac{L_1}{V_{cd}} \left[\omega i_{L_1}^q - \frac{R_{L_1}}{L_1} i_{L_1}^d + \frac{V_{Red}^d}{L} - v_1 \right], \\ u^q &= \frac{L_1}{V_{cd}} \left[-\omega i_{L_1}^d - \frac{R_{L_1}}{L_1} i_{L_1}^q - v_2 \right]. \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

La ley de control es válida para toda condición $V_{cd} > 0$, por lo que antes de ejecutar el control, es necesario agregar un proceso de precarga del condensador del bus de CD.

3.3.2. Convertidor 1b

El segundo esquema de control corresponde a la segunda mitad del convertidor BTB, cuyo objetivo es formar el bus común de CA de la MR, el cual de la misma forma está compuesto por lazos en cascada como en el esquema anterior; sin embargo ahora las variables de referencia son la tensión y frecuencia de la MR.

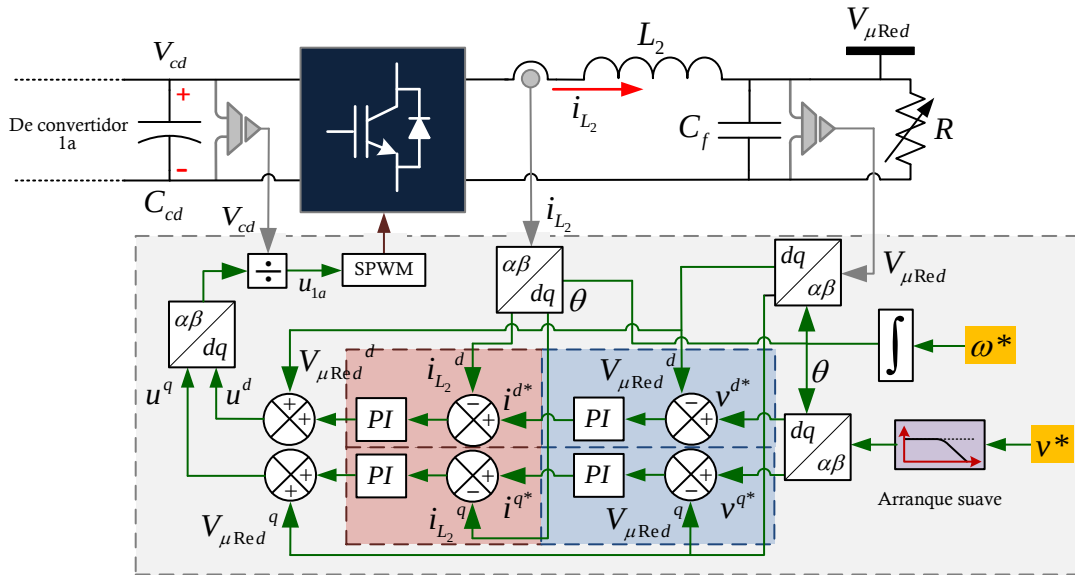


Figura 3.3. Esquema de control propuesto para el convertidor 1b.

En la Figura 3.3 las referencias corresponden a:

- ω^* es el ángulo que arroja el PLL sincronizado con el SEP.
- v^* es la referencia de tensión en CA del bus común de la MR.

Tabla 3.3. Constantes de los lazos de control del convertidor 1b.

$k_{PV_{\mu Red}^d}$	$k_{IV_{\mu Red}^d}$	$k_{PV_{\mu Red}^q}$	$k_{IV_{\mu Red}^q}$	$k_{Pi_{L2}^d}$	$k_{Ii_{L2}^d}$	$k_{Pi_{L2}^q}$	$k_{Ii_{L2}^q}$
0.12	10.5	0.12	10.5	2.5	200	2.5	200

En la Figura 3.3 se observa que la referencia de tensión de la MR se procesa por medio de un filtro pasa bajas de primer orden con la finalidad de generar un arranque suave en la formación del bus de CA. Esta es una alternativa que permite manipular fácilmente el tiempo del transitorio de arranque de una manera directa, a través de la siguiente función de transferencia.

$$G_1(s) = \frac{k \cdot \omega_T}{s + \omega_T}, \quad (3.2)$$

donde:

$$\omega_T = \frac{2\pi}{T_a}. \quad (3.3)$$

La variable T_a corresponde al tiempo deseado que se requiere que dure el transitorio de arranque en función de la tensión generada y la potencia del sistema.

3.3.3. Lazos externos

Los lazos externos de tensión y/o potencia son los encargados de generar la corriente de referencia que retroalimenta a los lazos internos de corriente, estos se sintonizan tomando en cuenta que el ancho de banda correspondiente a los lazos externos deben de encontrarse separados al menos una década antes de los lazos internos; es decir, son considerablemente más lentos, por lo que las dinámicas se encuentran desacopladas.

En este trabajo se cuenta con tres lazos externos:

- Lazo de tensión en CD, V_{CD} .
- Control de potencia reactiva, Q_1 .
- Lazo de tensión en CA, $V_{\mu Red}$.

3.3.3.1. Sintonización de lazos externos

Partiendo del esquema de control propuesto para la regulación del enlace en CD y control de potencia reactiva [28] correspondiente al convertidor 1a (Figura 3.2), se construye el diagrama de control que representa el flujo de las señales en el lazo externo de tensión, el cual se observa en la Figura 3.4. Considerando como entrada la tensión de referencia a la cual se desea esté regulada la tensión en CD, se calcula el error de la tensión sensada en el condensador C_f , y se procesa por el controlador PI del lazo externo, generando la corriente de referencia con la cual se estima la corriente pulsada asociada a la componente d del modelo. Mediante análisis de circuitos eléctricos a través de LCK es evidente que la corriente que fluye en el nodo positivo del condensador está conformada por las corrientes que fluyen por los inductores L_1 y L_2 . Sin embargo, la componente asociada a la regulación de la tensión del condensador es la componente d del convertidor 1a, por lo que los demás términos se toman como perturbaciones del sistema. La tensión de un condensador está dada por:

$$V_{C_f} = V_{C_f(0)} + \frac{1}{C_f} \int i_{C_f} dt. \quad (3.4)$$

Considerando la condición inicial como $V_{C_f(0)} = 0$ y agregando el factor $\frac{1}{sC_f}$ al diagrama de bloques, es posible obtener la función de transferencia del lazo externo de tensión en CD.

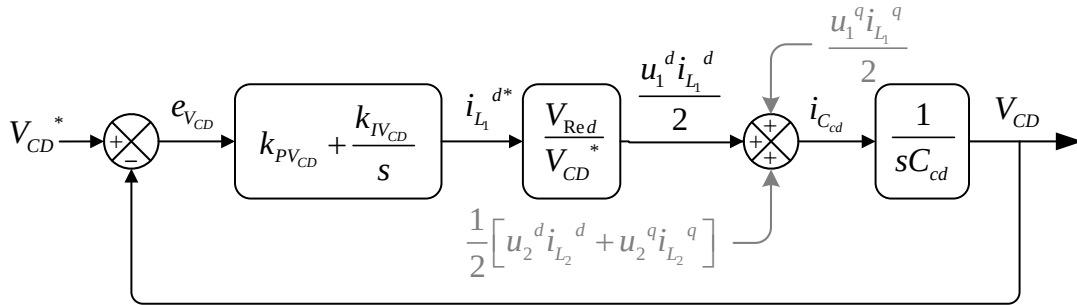


Figura 3.4. Diagrama de bloques del lazo externo de tensión de V_{CD}

Realizando operaciones de diagramas de bloques, se obtiene la siguiente función de transferencia:

$$G_2(s) = \frac{V_{\text{Red}} k_{PV_{CD}} s + V_{\text{Red}} k_{IV_{CD}}}{C_{cd} V_{CD}^* s^2 + V_{\text{Red}} k_{PV_{CD}} s + V_{\text{Red}} k_{IV_{CD}}} \quad (3.5)$$

Realizando el cambio de variable $s \rightarrow j\omega$ para aplicar el criterio de Routh-Hurwitz.

$$G_2(j\omega) = \frac{V_{\text{Red}}k_{PV_{CD}}(j\omega) + V_{\text{Red}}k_{IV_{CD}}}{C_{cd}V_{CD}^*(j\omega)^2 + V_{\text{Red}}k_{PV_{CD}}(j\omega) + V_{\text{Red}}k_{IV_{CD}}} \quad (3.6)$$

Y se obtiene la magnitud de la expresión anterior.

$$|G_2(j\omega)| = V_{\text{Red}} \sqrt{\frac{k_{PV_{CD}}^2 k_{IV_{CD}}^2 \omega^2}{C_{cd}^2 V_{CD}^2 \omega^4 - V_{\text{Red}} \omega^2 (2C_{cd} k_{IV_{CD}} V_{CD}^* - k_{PV_{CD}}^2 V_{\text{Red}}) + V_{\text{Red}}^2 k_{IV_{CD}}^2}} \quad (3.7)$$

Seleccionado una frecuencia de corte de -3[dB], es válido aproximar la expresión como:

$$V_{\text{Red}} \sqrt{\frac{k_{PV_{CD}}^2 k_{IV_{CD}}^2 \omega^2}{C_{cd}^2 V_{CD}^2 \omega^4 - V_{\text{Red}} \omega^2 (2C_{cd} k_{IV_{CD}} V_{CD}^* - k_{PV_{CD}}^2 V_{\text{Red}}) + V_{\text{Red}}^2 k_{IV_{CD}}^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3.8)$$

De (3.8) se despeja una de las ganancias del control y se propone un ancho de banda a través de ω . En este caso se opta por despejar la ganancia $k_{PV_{CD}}$, resultando en la siguiente expresión:

$$k_{PV_{CD}} = \frac{\sqrt{C_{cd}^2 V_{CD}^2 \omega^4 - 2C_{cd} V_{CD}^* V_{\text{Red}} k_{IV_{CD}} \omega^2 - V_{\text{Red}}^2 k_{IV_{CD}}^2}}{V_{\text{Red}} \omega} \quad (3.9)$$

Siguiendo la metodología anterior se obtiene ahora el diagrama de control que describe la dinámica del lazo cerrado del controlador externo de tensión en CA

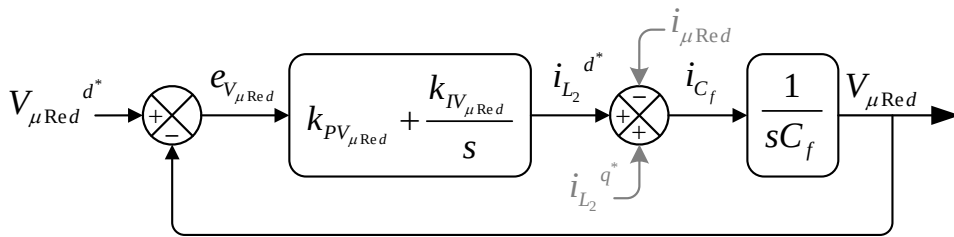


Figura 3.5. Diagrama de bloques del lazo externo de tensión de $V_{\mu Red}$

La función de transferencia correspondiente a la Figura 3.5 es:

$$G_3(s) = \frac{k_{PV_{\mu Red}} s + k_{IV_{\mu Red}}}{C_f s^2 + k_{PV_{\mu Red}} s + k_{IV_{\mu Red}}} \quad (3.10)$$

Realizado el cambio de variable y obteniendo la magnitud de la expresión.

$$\left| G_3(s) \right|_{j\omega} = \sqrt{\frac{k_{PV_{\mu\text{Red}}}^2 \omega^2 + k_{IV_{\mu\text{Red}}}^2}{C_f^2 \omega^4 - 2\omega^2 \left(C_f k_{IV_{\mu\text{Red}}} - \frac{k_{PV_{\mu\text{Red}}}^2}{2} \right) + k_{IV_{\mu\text{Red}}}^2}} \quad (3.11)$$

La expresión para realizar la sintonización del lazo de control es:

$$k_{PV_{\mu\text{Red}}} = \frac{\sqrt{C_f^2 \omega^4 - 2C_f \omega^2 k_{IV_{\mu\text{Red}}} - k_{IV_{\mu\text{Red}}}^2}}{\omega} \quad (3.12)$$

3.3.4. Lazos internos

El lazo interno es similar en los dos convertidores, puesto que en ambos esquemas los lazos externos generan la referencia de corriente que entra al segundo lazo en cascada correspondiente a los lazos de corriente, cuya dinámica es rápida con respecto a los lazos externos. La salida del controlador representa la señal moduladora de los CEP empleados en el sistema.

El procedimiento para la sintonización de los lazos internos es básicamente el mismo que en los lazos externos.

3.3.4.1. Ejemplo de sintonización

Partiendo del diagrama de bloques que representa la dinámica de los lazos internos de corriente, el cual se observa en la Figura 3.6.

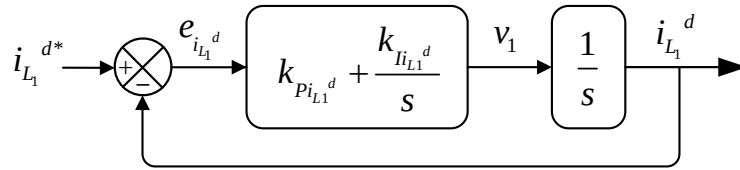


Figura 3.6. Diagrama de bloques del lazo interno de corriente de i_{L1}

La función de transferencia que describe la dinámica del lazo.

$$G_4(s) = \frac{k_{Pi_{L1}^d} s + k_{Ii_{L1}^d}}{s^2 + k_{Pi_{L1}^d} s + k_{Ii_{L1}^d}}, \quad (3.13)$$

$$\left| G_4(s) \right|_{j\omega} = \sqrt{\frac{k_{Pi_{L1}^d}^2 \omega^2 k_{Ii_{L1}^d}^2}{\omega^4 - (2k_{Ii_{L1}^d} - k_{Pi_{L1}^d}^2) \omega^2 + k_{Ii_{L1}^d}^2}}. \quad (3.14)$$

La expresión que se emplea para la sintonización de los controladores de los lazos internos es:

$$k_{P_{i_{L1}d}} = \frac{\sqrt{\omega^4 - 2k_{i_{L1}d}\omega^2 - k_{i_{L1}d}^2}}{\omega}. \quad (3.15)$$

3.3.5. Algoritmo de seguimiento de fase

El algoritmo de seguimiento de fase (PLL por sus siglas en inglés) es el control encargado de sincronizar la tensión de salida de los inversores 1b y 2 con la tensión de la red eléctrica; este algoritmo permite estimar el ángulo de fase de la red eléctrica en el PCC de la MR con el SEP, permitiendo que exista un flujo de potencia bidireccional entre éstas. En la literatura se encuentran una gran variedad de estructuras para este algoritmo [38]; en [39] se realiza una comparación de las estructuras más populares con pruebas de análisis dinámico, donde el PLL basado en un integrador generalizado de segundo orden (SOGI por sus siglas en inglés) presenta un desempeño favorable con respecto a las otras estructuras, la estructura utilizada se muestra en la Figura 3.7.

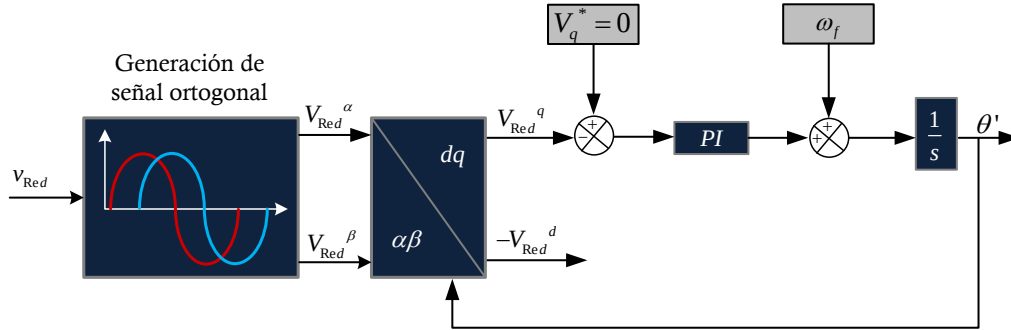


Figura 3.7. PLL basado en un integrador generalizado de segundo orden.

donde:

- v_{Red} es la salida del sensor de la tensión eléctrica.
- V_{Red}^{α} es la señal filtrada de la red eléctrica.
- V_{Red}^{β} es la señal ortogonal generada por el integrador de segundo orden.
- θ' es la referencia de tensión en CA del bus común de la MR.

Es importante destacar, que la variable v_{Red} debe ser normalizada antes de entrar al algoritmo PLL para el correcto funcionamiento.

La estructura SOGI genera la señal ortogonal por medio de un integrador generalizado de segundo orden como el que se observa en la Figura 3.8.

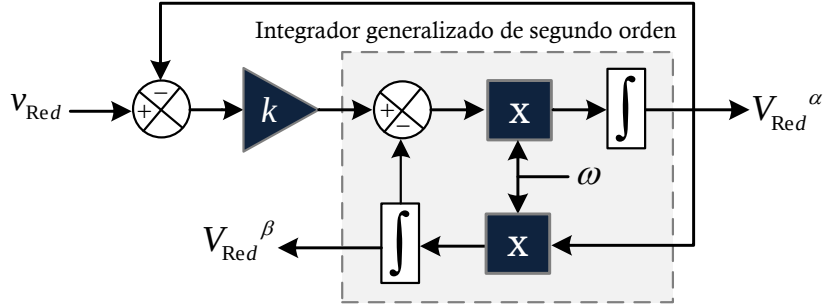


Figura 3.8. Generación de la señal ortogonal del PLL SOGI.

La primera etapa del PLL se encarga de filtrar la señal de la red eléctrica sin agregar un desfase, la segunda etapa es la encargada de agregar el desfaseamiento de 90° para generar la señal ortogonal y poder realizar la transformación al marco de referencia dq .

Las funciones de transferencia que describen los integradores de los filtros se muestran a continuación:

$$G_\alpha(s) = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2}, \quad (3.16)$$

$$G_\beta(s) = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2}, \quad (3.17)$$

donde:

- k es una ganancia que reduce el tiempo de convergencia del filtro.
- ω es la frecuencia angular del SEP.

El proceso de sintonización de la constante k se detalla en [40].

3.4. Distribución de frecuencias del sistema

Es muy importante visualizar la distribución de las dinámicas del sistema en el dominio de la frecuencia para garantizar que se encuentren desacopladas correctamente. En la Figura 3.9 se puede observar la distribución de frecuencias del sistema en un gráfico con escala logarítmica, que permite visualizar el desacoplo de los lazos de control, así como también el comportamiento del filtro de segundo orden y la ubicación de algunas frecuencias importantes del sistema.

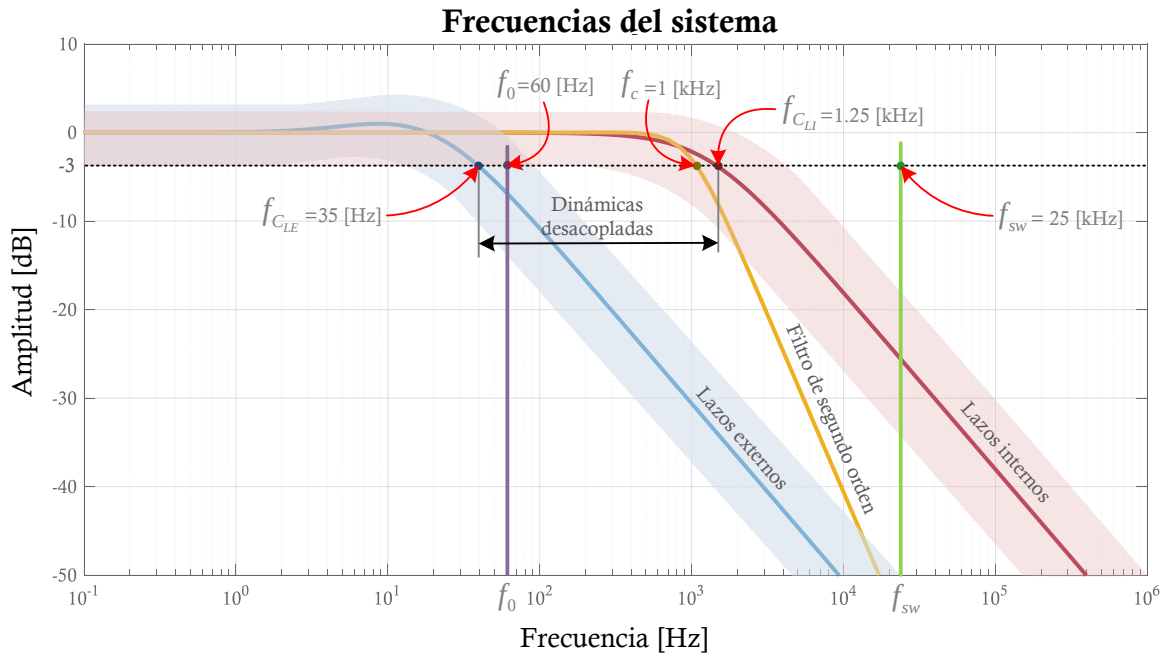


Figura 3.9. Distribución de las frecuencias del sistema.

En el gráfico de distribución de las frecuencias del sistema, se observan dos detalles importantes: por un lado el rango donde se pueden ubicar los anchos de banda de los lazos de control y su desacoplo; así como también el margen de separación con respecto a la frecuencia natural de la red eléctrica para atenuar el efecto del rizo al doble de la frecuencia en el bus de CD, y por otro lado la separación de la frecuencia de corte del filtro LC con respecto de la frecuencia de conmutación en terminales de los convertidores para realizar un correcto filtrado de los armónicos asociados a la conmutación.

RESULTADOS

En este capítulo se presentan y analizan los resultados obtenidos mediante simulación y de forma experimental. Los resultados de simulación se dividen en dos partes; primero, una aproximación del sistema a través de PSIM, donde se valida el funcionamiento de los controles propuestos en el Capítulo 3; y posteriormente una evaluación con la plataforma de simulación en tiempo real *Typhoon HIL 402*, donde se corrobora el protocolo de arranque del sistema, cambios de carga y generación de carga de la MR, y por último la operación aislada, ante una eventual desconexión de la red eléctrica.

4.1. Resultados de simulación en PSIM

Para validar el funcionamiento del sistema con el esquema de control planteado en los CEP y los parámetros de desempeño definidos durante el dimensionamiento del sistema, se realizó una simulación en el *software* de simulación PSIM como primera aproximación de la MR. El esquema de simulación se observa en la Figura 4.1 y los parámetros de simulación empleados se encuentran contenidos en la Tabla 4.1.

Se plantea el siguiente perfil de operación por intervalos de tiempo:

- $t_0 \rightarrow t_1$: Arranque suave del convertidor formador con una carga local equivalente al 50 % de la potencia nominal de la MR.
- $t_1 \rightarrow t_2$: Cambio de carga del 50 % al 100 % de la potencia nominal de la MR.
- $t_2 \rightarrow t_3$: Cambio de carga del 100 % al 50 % de la potencia nominal de la MR.
- $t_3 \rightarrow t_f$: Desconexión total de la cargas locales y arranque del convertidor alimentador, con una inversión del sentido de flujo de potencia hacia el SEP.

En la Figura 4.1 se observa el esquema de simulación.

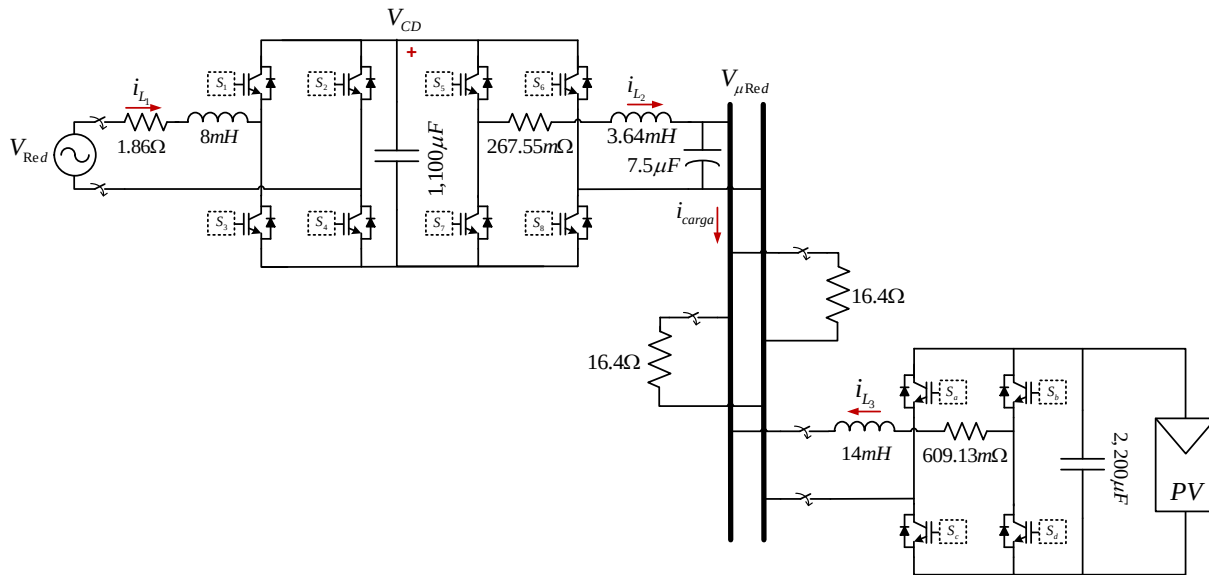


Figura 4.1. Esquema de simulación.

Tabla 4.1. Parámetros de la simulación de la etapa de potencia

Característica	Convertidor 1a	Convertidor 1b	Convertidor 2
Tipo de convertidor	Back to Back		Puente completo
Potencia	1000 W		500 W
Función	Formador de MR		Alimentador de Cargas
Condensador de CD	1100 μ F		2200 μ F
Frecuencia de conmutación	22.5 kHz		
Filtro de enlace	L_1	L_2, C_f	L_3
Valor del filtro	8 mH	3.64 mH, 7.5 μ F	14 mH

4.1.1. Control de regulación de V_{CD}

En la Figura 4.2 se presenta el funcionamiento y la respuesta dinámica que tiene el bus de CD al ser sometido al perfil anteriormente descrito, resaltado en cada intervalo de tiempo cada etapa de la operación y la potencia que procesa cada uno de los convertidores.

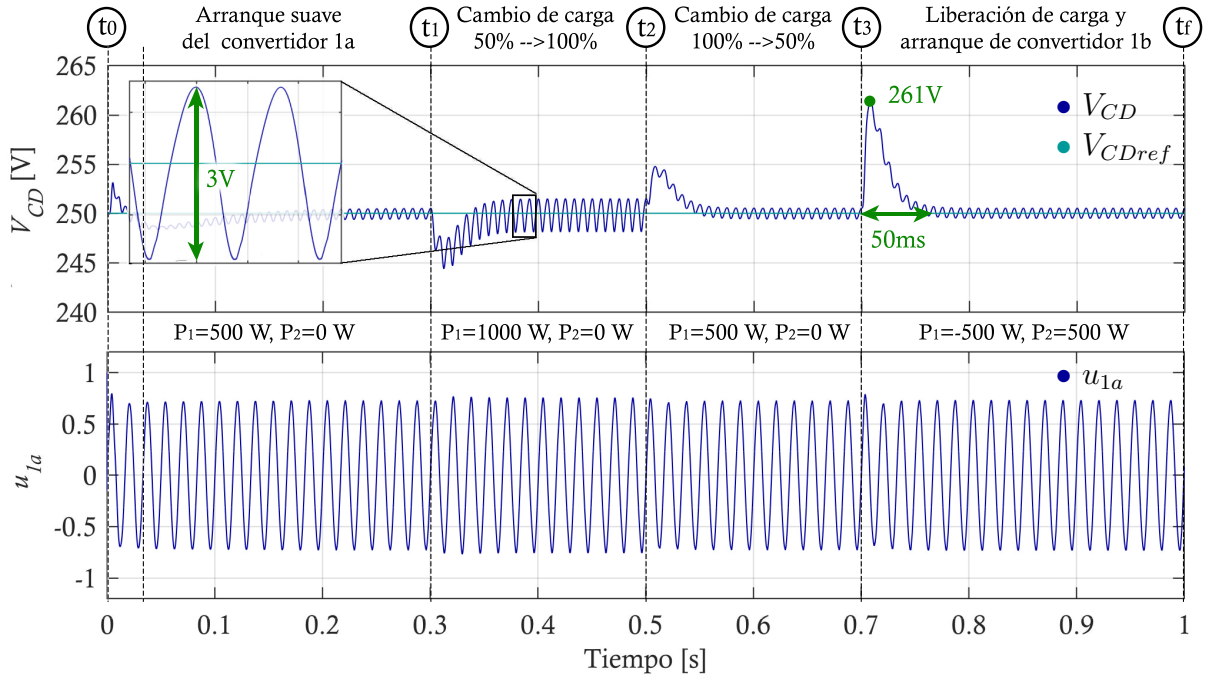


Figura 4.2. Tensión V_{CD} en el bus de CD del convertidor BTB.

Se observa que entre los instantes t_1 y t_2 el convertidor formador opera a potencia nominal, lo que permite verificar que el rizo de tensión en el condensador C_{CD} corresponde al planteado durante el dimensionamiento del convertidor en (2.31). El sobre tiro de tensión que ocurre en el instante t_3 no sobrepasa el 5 % (12.5 V) de la tensión nominal, y la duración de los transitorios no supera los 50 ms al realizar una inversión total en el sentido del flujo de potencia.

En la Figura 4.2 también se muestra la señal de control del convertidor 1a, donde se observa que en ningún momento sobrepasa la unidad, garantizando así una operación en la región de modulación lineal.

4.1.2. Control de formación y regulación de $V_{\mu Red}$

En la Figura 4.3 se muestra el proceso de formación y regulación de la tensión de la MR ante cambios de carga y generación en terminales del bus de CA.

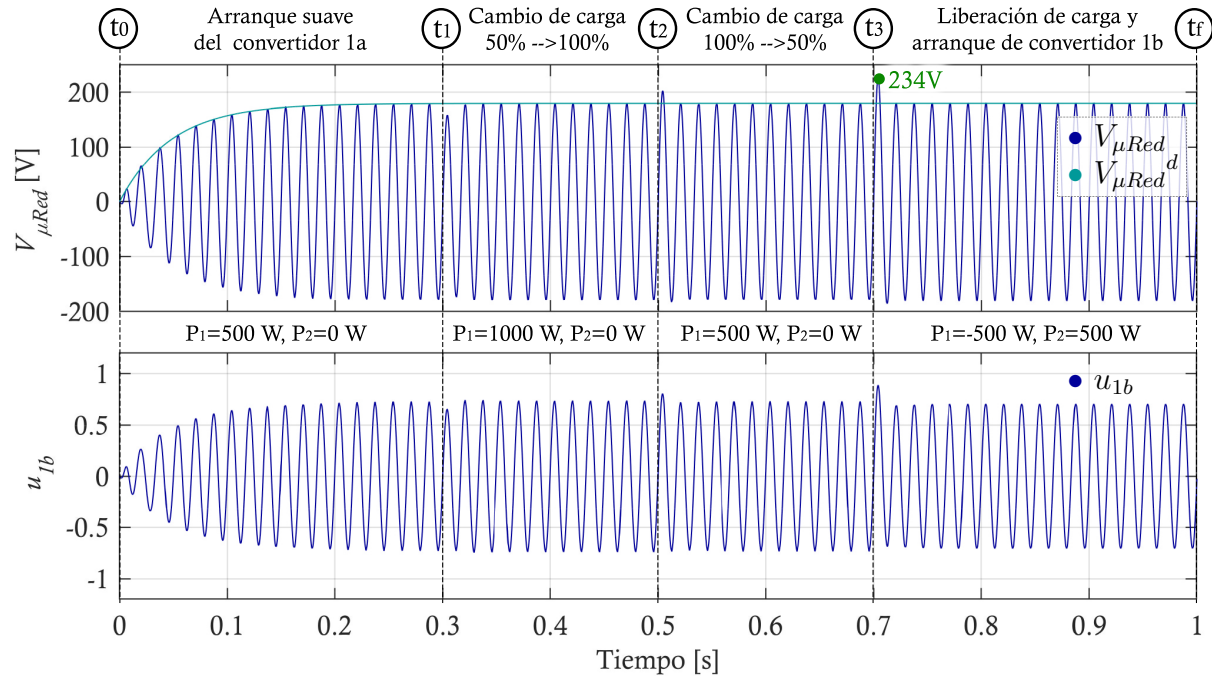


Figura 4.3. Tensión $V_{\mu Red}$ de la MR.

La referencia de la componente d presenta un comportamiento exponencial que va del instante t_0 a t_1 como etapa de arranque para la formación suave y controlada de la tensión de la MR; en dicha etapa de arranque se mantiene interconectada una carga predominantemente resistiva que demanda una potencia de 500 W a 127 Vrms con la finalidad de verificar que no existan transitorios ni en tensión ni en corriente. Por otro lado durante los instantes t_1 , t_2 y t_3 la tensión de la MR no se perturba significativamente ante los cambios de carga y generación aplicados, presentando un sobretiro máximo de 55 V (+30 %), pero con una duración inferior a medio ciclo de red.

Al igual que en la señal de control de la primera parte del convertidor formador, en la Figura 4.4 se observa un comportamiento adecuado en la señal de control asociada a la modulación del convertidor 1b.

En la Figura 4.4 se observa el efecto en la corriente de cada uno de los inductores de enlace de los convertidores ante los cambios del punto de operación de la MR.

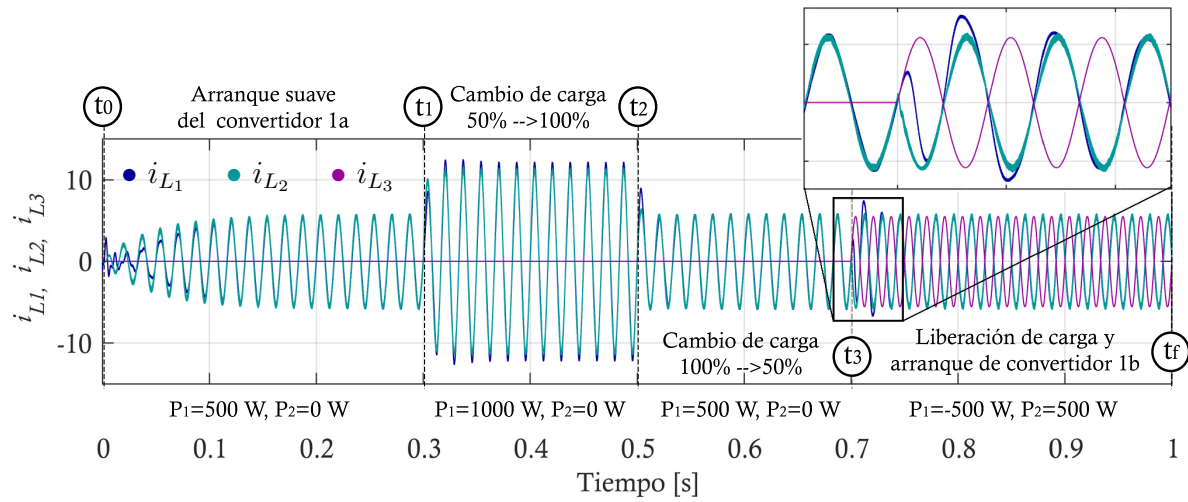


Figura 4.4. Corrientes en los inductores.

Se aprecia que prácticamente en todo momento las corrientes del convertidor formador (i_{L1} e i_{L2}) se mantienen idénticas, puesto que al mantener un bus de CD regulado se garantiza una libre transferencia de potencia entre el SEP y la MR a través de los convertidores 1a y 1b. La corriente que fluye por el inductor L_3 es nula hasta el instante t_3 , donde comienza la generación PV ($P_2=500$ W) e instantáneamente se desconectan las cargas locales, provocando un cambio de sentido en el flujo de potencia (del SEP a la MR ahora de la MR al SEP), como se observa en el acercamiento de la Figura 4.4.

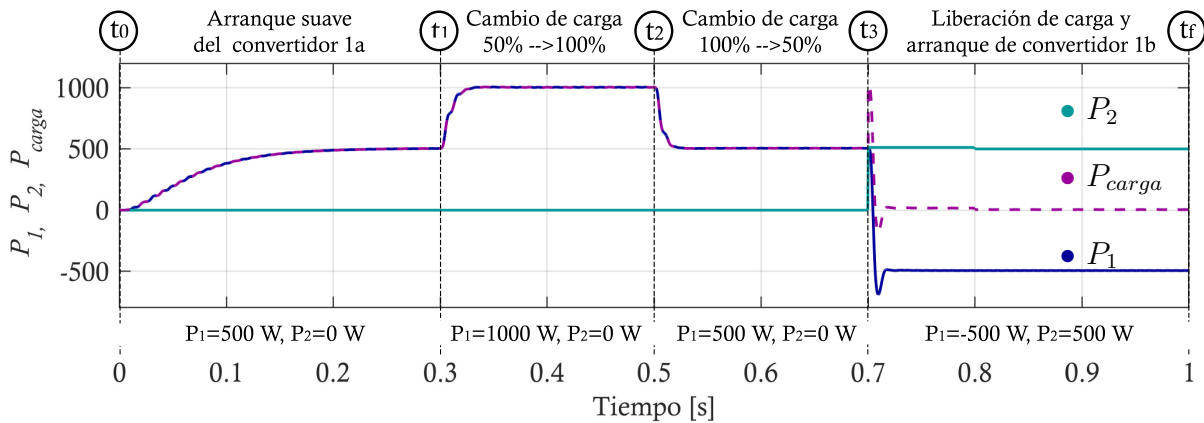


Figura 4.5. Potencia activa de los convertidores y la carga.

En la Figura 4.5 se observan las potencias que aportan los CEP que conforman la MR, así como también la potencia que demandan las cargas locales en el escenario de simulación propuesto.

4.2. Resultados de simulación en tiempo real con *hardware in the loop*

Una vez validado el funcionamiento de los controladores, se desarrolla la programación del sistema en una plataforma de simulación en tiempo real que permita evaluar condiciones de operación diferentes, mediante cambios de la condición de operación en línea ejecutados por el usuario de manera aleatoria. La plataforma que se utilizó es *Typhoon HIL* modelo 402, la cual es una herramienta de prototipado rápido cuyas características técnicas se muestran en la Tabla 4.1.

Tabla 4.2. Parámetros *Typhoon HIL 402*.

Variable	Magnitud
Procesador	4 núcleos
Puertos entrada/salida	16 entradas analógicas 16 salidas analógicas 32 entradas digitales 32 salidas digitales
Resolución	16 bits
Rango de tensión e/s analógicas	± 10 V
Rango de tensión e/s digitales	Entrada: 0.8 - 2 V Salida: 0.2 - 5 V
Frecuencia de muestreo	1 MSPS

El *software HIL Control Center* ofrece la posibilidad de realizar simulaciones en tiempo real sin la conexión del *hardware*. En este caso se trabajó con *hardware in the loop* [41] conectando el módulo HIL402 a la tarjeta DSP TMDSCNCD28335 de *Texas Instruments* a través de la interfaz HIL-DSP 100, que permite emular el comportamiento del sistema real mediante modelos matemáticos equivalentes de los convertidores a través de Typhoon controlados de forma externa por el DSP.

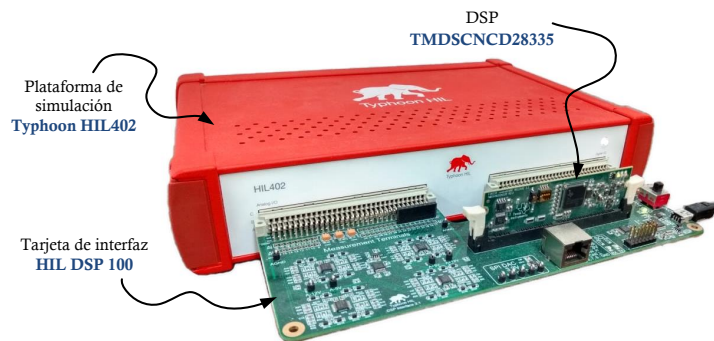


Figura 4.6. Plataforma de simulación en tiempo real.

4.2.1. Secuencia de arranque de la MR

Con la herramienta de simulación se valida el protocolo de arranque del sistema que se muestra en la Figura 4.7.

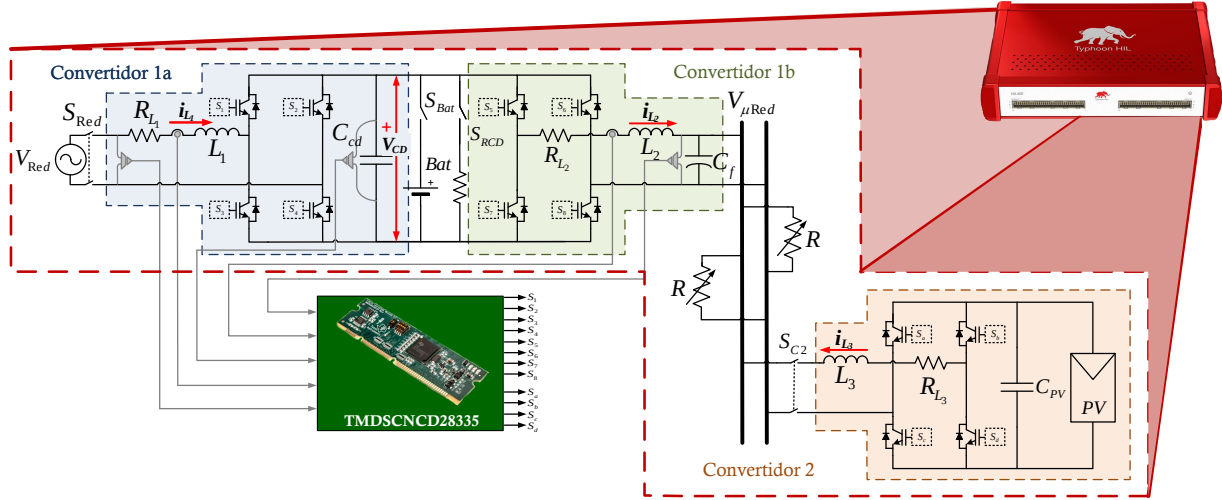


Figura 4.7. Esquema de simulación en Thyphoon HIL.

El protocolo de arranque consiste en una energización controlada de cada uno de los convertidores de la MR, cuya secuencia es la siguiente:

1. Sincronización con la red eléctrica por medio de un PLL.
2. Conexión de convertidor 1a con la red eléctrica.
3. Conexión de resistencia de carga en el bus de CD.
4. Arranque de control de regulación de bus de CD.
5. Conexión de convertidor 1b y arranque de control de formación de bus de la MR.
6. Variación de cargas locales de la MR.
7. Conexión de convertidor alimentador.

Es importante destacar que los pasos 6 y 7 pueden ser intercambiados, ya que ambos requieren un bus de CA completamente formado y regulado; además, la resistencia de amortiguamiento conectada en el bus de CD, se puede desconectar a partir del paso número 5.

A continuación se detalla cada una de las etapas del arranque.

1. Sincronización con la red eléctrica por medio de un PLL.

En este punto se inicia la ejecución del algoritmo de seguimiento de fase con tensión de la red eléctrica, el cual requiere al menos 3 ciclos de red para garantizar la sincronización con el SEP como se observa en la Figura 4.8. En este punto aun no se encuentra interconectada la MR al SEP.

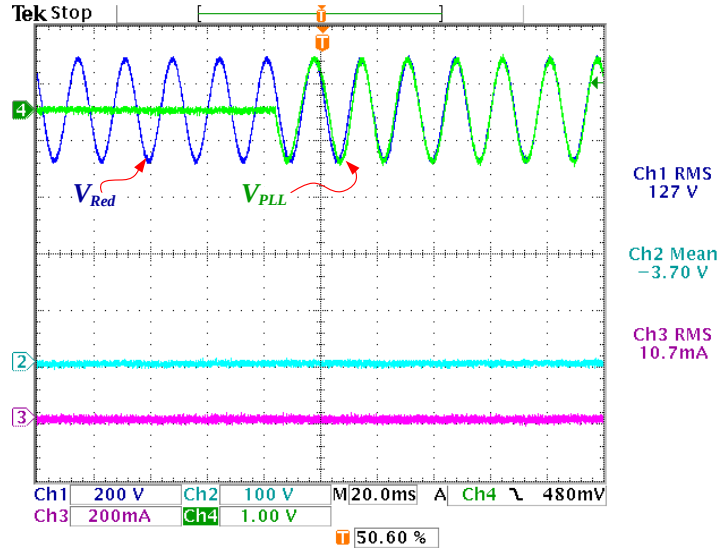


Figura 4.8. Sincronización con el SEP.

2. Conexión de convertidor 1a con la red eléctrica.

Una vez sincronizado el sistema, es posible realizar la conexión con la red eléctrica por medio del interruptor S_{Red} . En la Figura 4.9 se observa que la tensión del bus de CD se incrementa hasta el valor pico de la red eléctrica de manera natural; así como también, un transitorio de corriente debido a la condición inicial de carga del condensador.

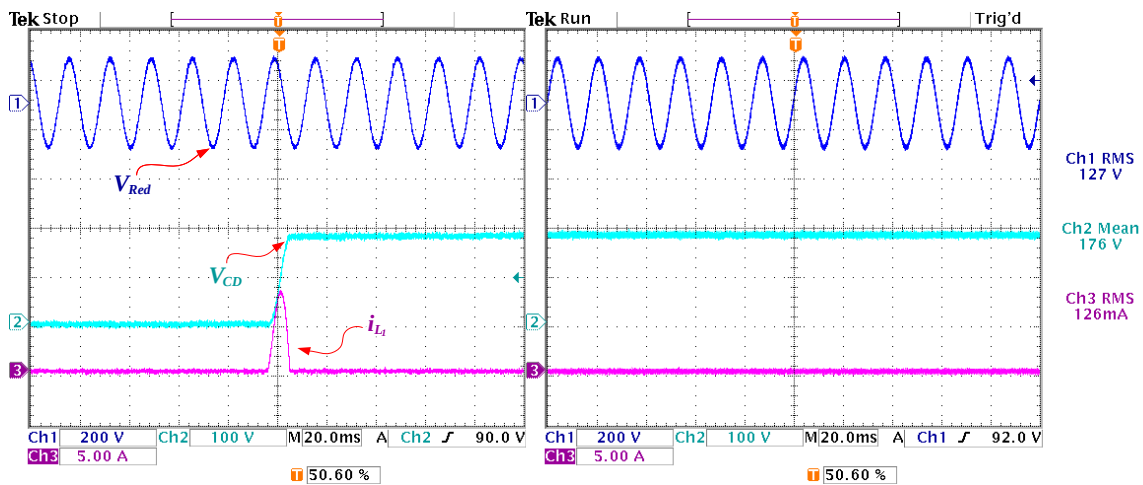


Figura 4.9. Conexión del convertidor 1a.

3. Conexión de resistencia de carga en el bus de CD.

Para verificar el funcionamiento del control de regulación del bus de CD, resulta conveniente conectar una carga en el bus de CD a través del interruptor S_{RCD} agregando amortiguamiento al sistema previo al arranque del control. Como la operación hasta el momento es en lazo abierto, el incremento de la corriente por la carga, aumenta la caída de tensión en el inductor de enlace, provocando que la tensión en el bus de CD disminuya hasta 167 V aproximadamente.

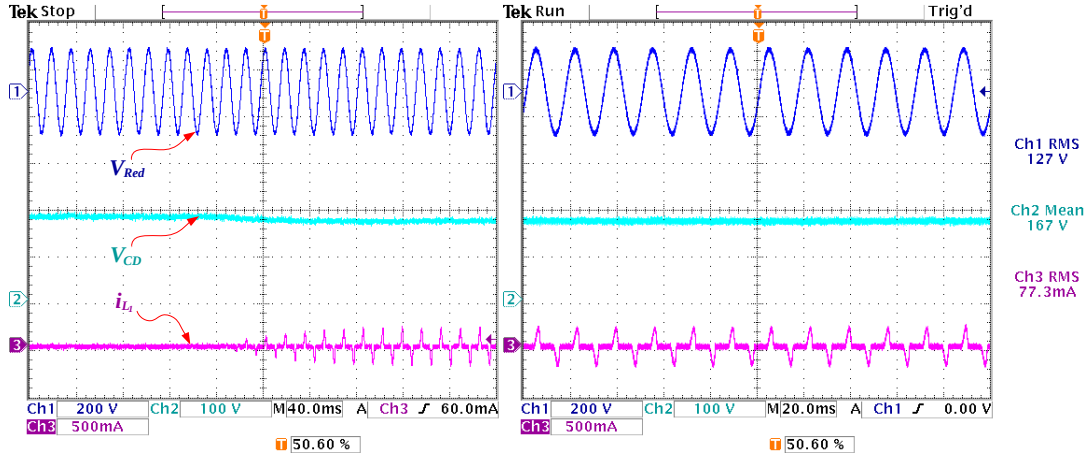
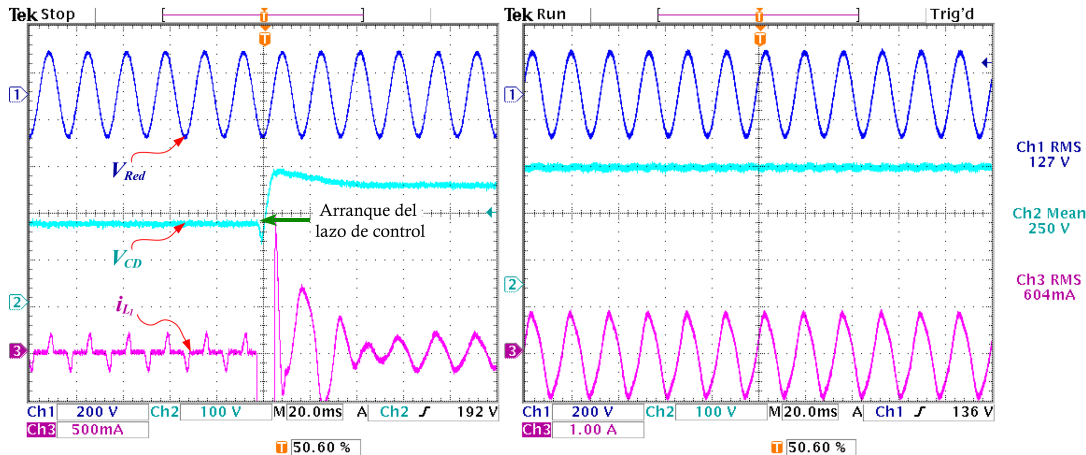


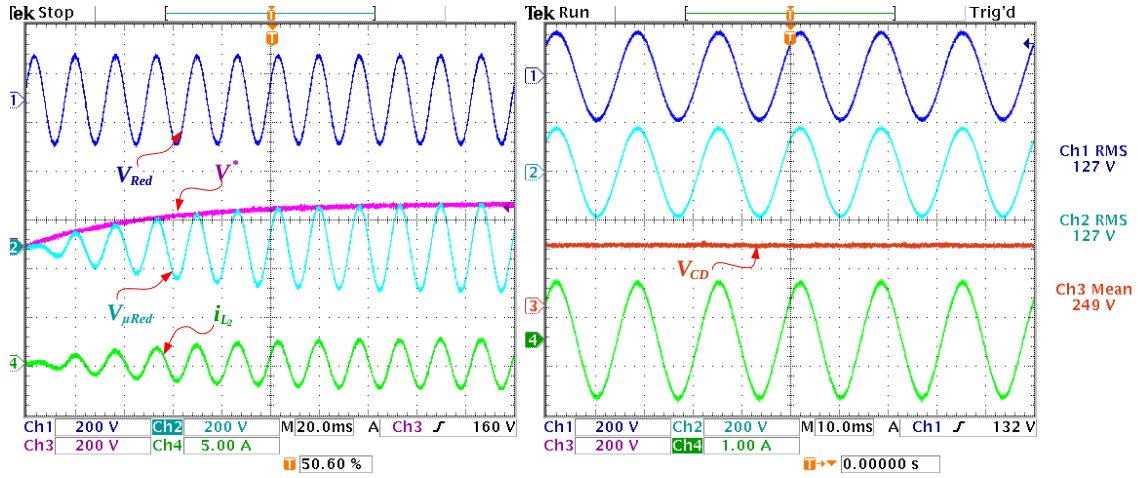
Figura 4.10. Conexión de carga en CD.

4. Arranque de control de regulación de bus de CD.

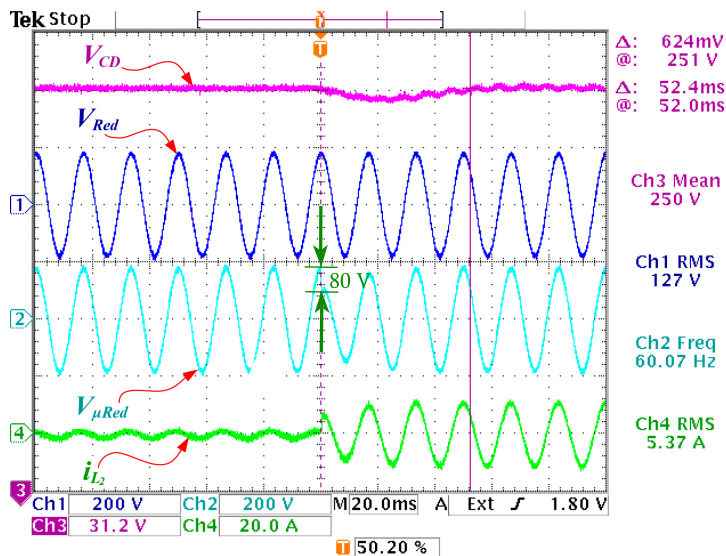
Una vez conectada una carga en CD, entra en operación el lazo de control del convertidor 1a, el cual llevará la tensión del condensador hasta 250 V. El tiempo de estabilización del control depende directamente de la referencia de tensión; en esta prueba no se cuenta con una referencia de tensión suave, la cual mejoraría considerablemente el transitorio de corriente al iniciar el control.

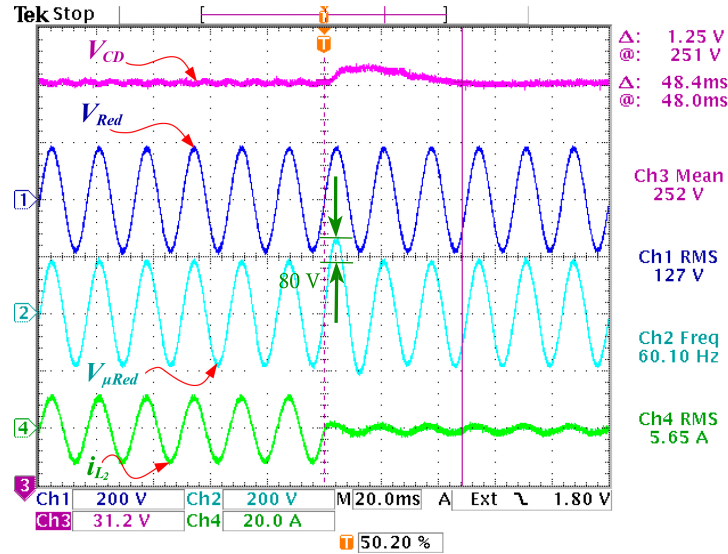
Figura 4.11. Regulación de V_{CD} .

5. Conexión de convertidor 1b y arranque de control de formación de bus de la MR. Después de garantizar un bus de CD regulado y la sincronización con el SEP, se inicia el proceso de formación de la tensión de la MR, mediante un arranque suave que permite una transición controlada, limitando corriente y tensión durante el transitorio de formación como se observa en la Figura 4.12. Cabe destacar que el arranque puede realizarse con o sin carga en la MR.


 Figura 4.12. Formación de $V_{\mu Red}$.

6. Variación de cargas locales de la MR. Una vez cerrados ambos lazos del sistema de control del convertidor formador, se pueden realizar cambios en las cargas locales de la MR para verificar que se cumplen los objetivos de control en cualquier condición de operación. Para ejemplificar se muestran en las Figuras 4.13 y 4.14 cambios de carga que van del 10 % al 90 %, y de manera complementaria del 90 % al 10 % de la potencia nominal.


 Figura 4.13. Cambio de carga 10 % $\rightarrow$ 90 %.

Figura 4.14. Cambio de carga 90 % $\rightarrow$ 10 %.

La variación de las cargas locales provoca un transitorio en las tensiones V_{CD} y $V_{\mu Red}$, el cual no supera un tiempo de 60 ms para llegar a un estado estacionario.

7. Conexión de convertidor alimentador.

La conexión del convertidor alimentador para el abastecimiento de las cargas locales de la MR o inyección de potencia activa a la red eléctrica, puede ejecutarse una vez que la tensión de la MR se encuentra dentro de los parámetros nominales de operación.

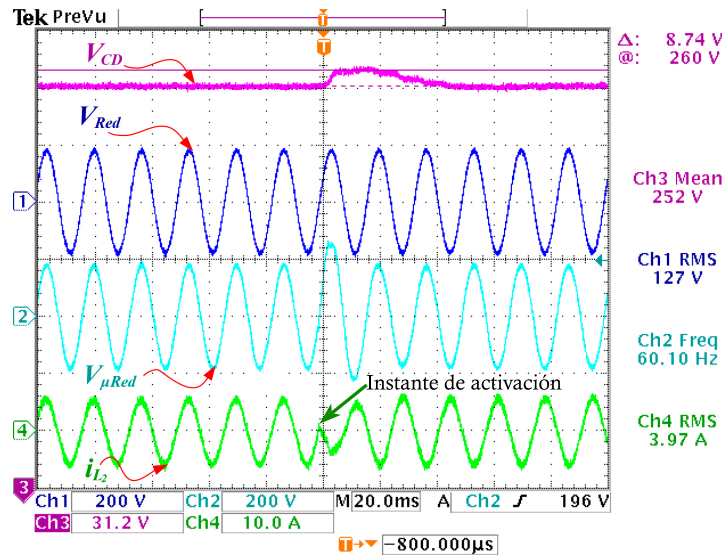


Figura 4.15. Activación del convertidor alimentador.

En la Figura 4.15 se observa un ejemplo de la inclusión del convertidor alimentador, donde, en el mismo instante de arranque del inversor fotovoltaico, se liberan completamente las cargas locales de la MR (equivalentes a 500 W de demanda), provocando una inversión de sentido del flujo de potencia entre la MR y SEP.

4.2.2. Operación de la MR en modo aislado

Ahora se muestra la evaluación de la operación de la MR aislada de la red eléctrica, donde el convertidor 1a se desconecta de la red eléctrica ante una eventualidad no deseada, perdiendo la posibilidad de continuar con la regulación del bus de CD y entrando como respaldo un banco de baterías interconectado en paralelo al bus de CD como se observa en la Figura 4.16.

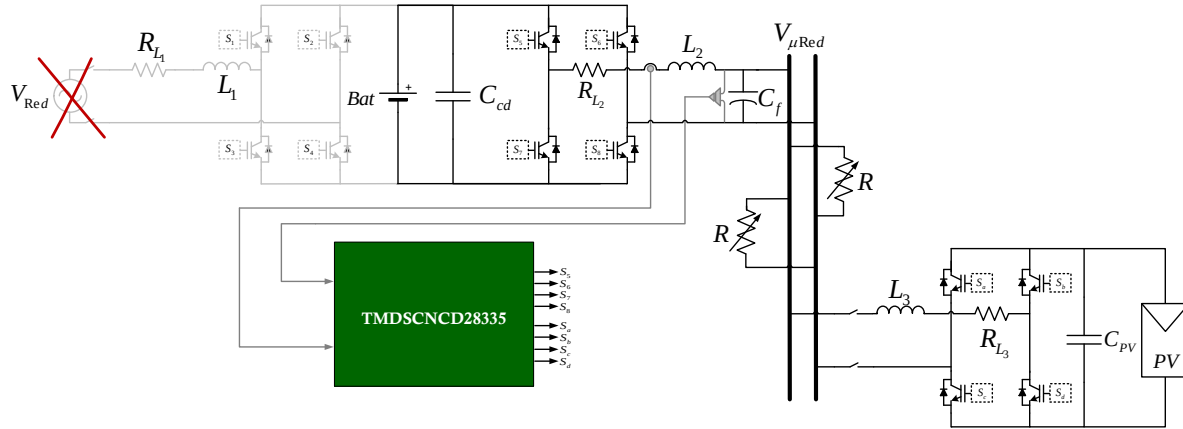


Figura 4.16. Esquema de operación en modo aislado.

En la Figura 4.17, se puede apreciar el instante en que el sistema comienza a operar en modo aislado del SEP, por lo que la tensión en el bus de CD cae a 242 V (tensión en terminales del sistema de almacenamiento) regulando el nivel de tensión de forma natural por las baterías.

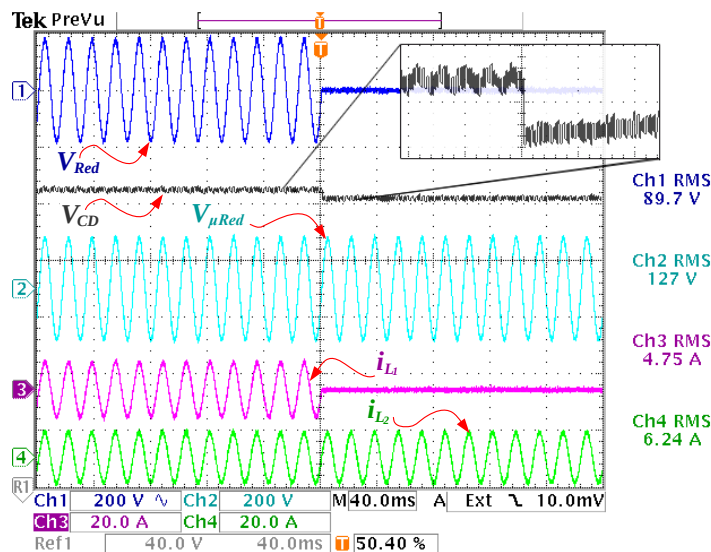


Figura 4.17. Desconexión de la red eléctrica.

Cabe destacar que en este modo de operación el convertidor formador ya no tiene la capacidad de operar de manera bidireccional; por lo que, si el recurso energético disponible del sistema fotovoltaico supera la demanda de las cargas locales, el excedente no podrá ser inyectado a la red eléctrica.

4.2.3. Cambios de carga controlados e inversión del flujo de potencia activa

Para evaluar la respuesta del sistema de control, se agregó un circuito auxiliar que permite generar cambios de carga o inyección de potencia activa en una condición deseada; en este caso el peor escenario es resultado de un cambio de carga (conexión o liberación) durante la cresta o el valle de la tensión de la MR (Figuras 4.18 - 4.21). Esto con la finalidad de garantizar que el sistema sea robusto ante condiciones críticas y establecer como parámetro de desempeño los tiempos de estabilización y la magnitud de los sobretiros en tensión.

Con el fin de mostrar las señales de interés (tensión del bus de CD, tensión de la MR, y las corrientes en los inductores) la captura de los transitorios se obtiene mediante una señal auxiliar que arroja un pulso cuando se realiza el cambio de operación programado en la condición crítica, leyéndola por medio de un puerto externo del instrumento de medición.

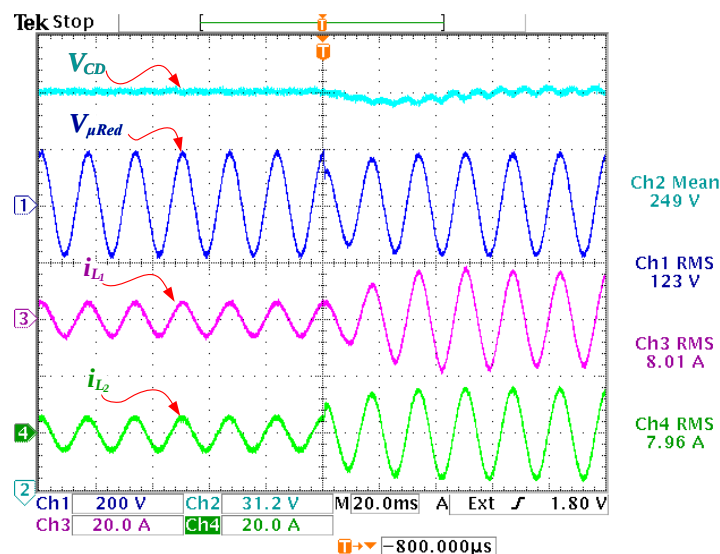


Figura 4.18. Cambio de carga 50 % $\rightarrow$ 100 % en la cresta.

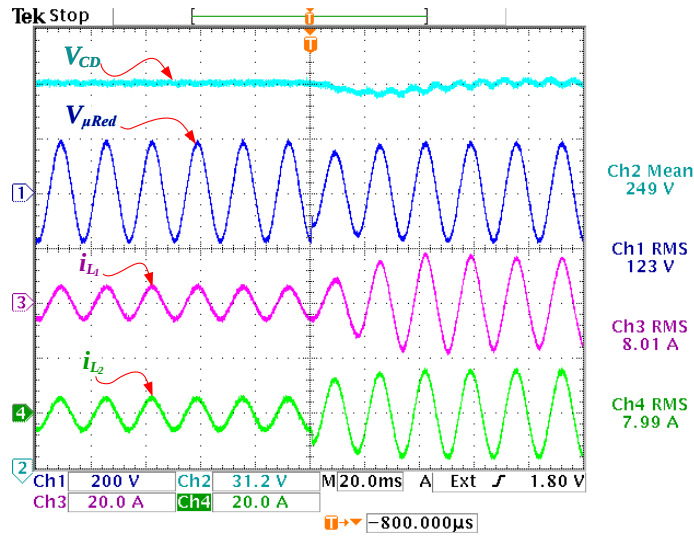


Figura 4.19. Cambio de carga 50 % → 100 % en el valle.

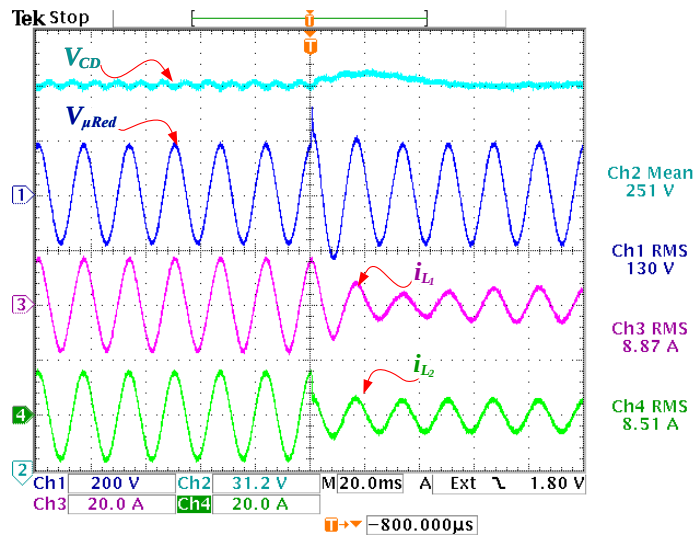


Figura 4.20. Cambio de carga 100 % → 50 % en la cresta.

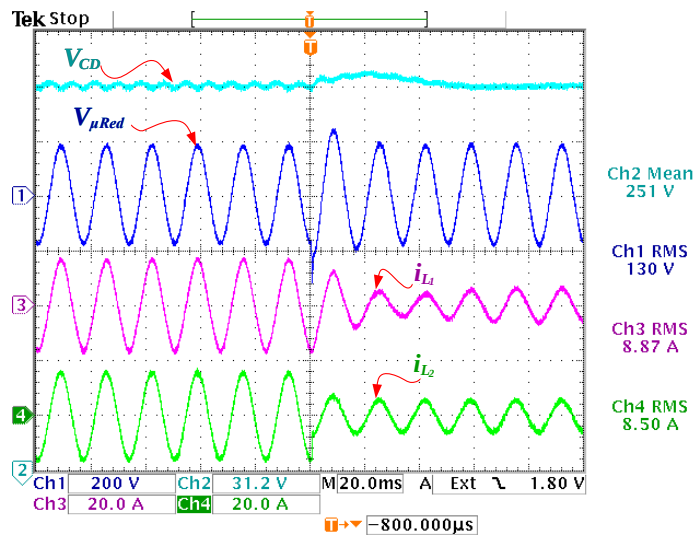
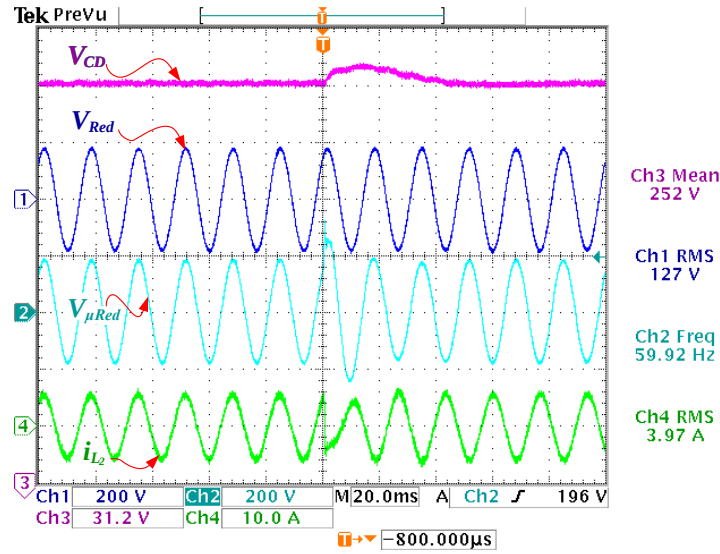
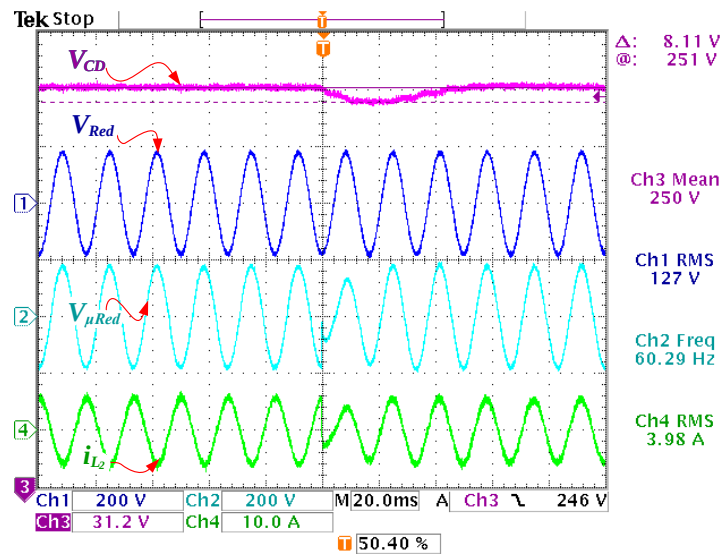


Figura 4.21. Cambio de carga 100 % → 50 % en el valle.

A continuación en la Figura 4.22 se muestra el estado transitorio del sistema, cuando el inversor alimentador es interconectado con la MR en el punto más crítico de la operación, inyectando la potencia máxima disponible, provocando una inversión en el sentido de flujo de potencia activa del convertidor formador.



(a) Cresta.



(b) Valle.

Figura 4.22. Cambio de carga 100 % → 50 %.

El la Tabla 4.3 se concentran los parámetros de desempeño de los casos anteriores.

Tabla 4.3. Parámetros de desempeño.

Señal		Sobretiro [V]		%	Tiempo [ms]
V_{CD}	50 % $\rightarrow$ 100 %	Valle	6.2	2.48	60
		Cresta	6.2	2.48	60
	100 % $\rightarrow$ 50 %	Valle	9	3.6	60
		Cresta	9	3.6	60
	-500 W $\rightarrow$ 500 W		8	28	40
	500 W $\rightarrow$ -500 W		12	24	40
$V_{\mu Red}$	50 % $\rightarrow$ 100 %	Valle	-80	44.44	1.2
		Cresta	-80	44.44	1.2
	100 % $\rightarrow$ 50 %	Valle	120	66.66	1.2
		Cresta	120	66.66	1.2
	-500 W $\rightarrow$ 500 W		-160	88.88	1.2
	500 W $\rightarrow$ -500 W		130	72.22	1.2

Claramente se puede observar que los escenarios que presentan sobretiros más grandes, son en los cuales se involucra la liberación de la energía almacenada en el condensador del filtro de enlace de manera súbita, provocando una sobretensión que excede el 60 % del valor pico de la tensión de la MR; sin embargo, tomando como referencia la curva de tolerancia de equipo electrónico CBEMA, esta respuesta se encuentra dentro de los límites permitidos.

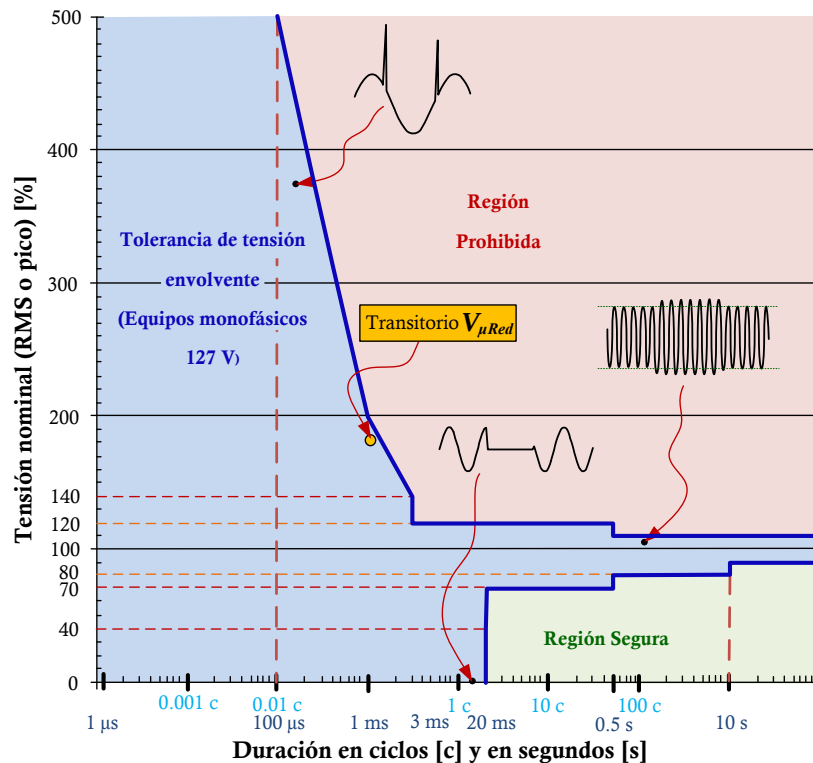


Figura 4.23. Curva CBEMA.

4.3. Resultados experimentales

Como parte de los resultados obtenidos en este trabajo de investigación, se puso en operación la plataforma experimental de la Figura 4.24 en una configuración en paralelo como se muestra en el esquema de la Figura 4.25; para complementar los resultados obtenidos mediante simulación, validando algunos escenarios de operación analizados.

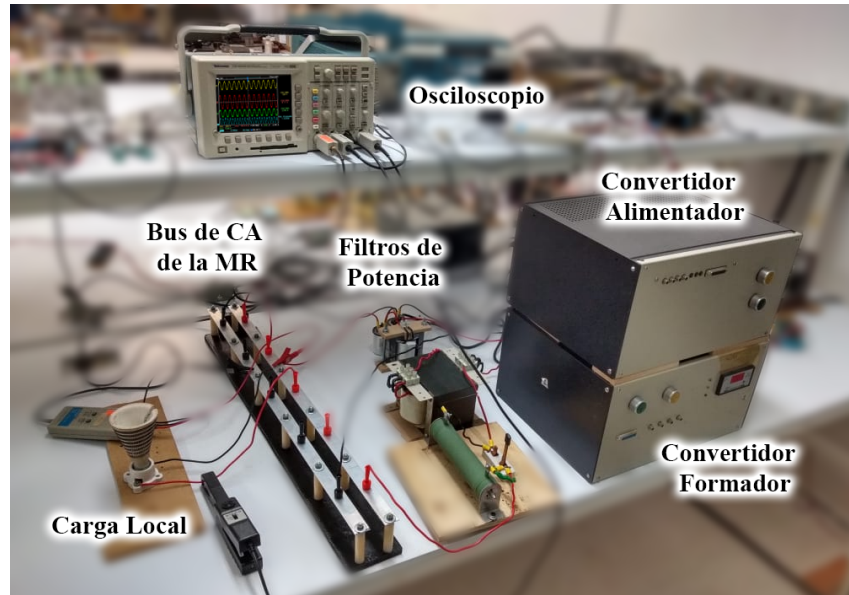


Figura 4.24. Plataforma experimental.

La plataforma está compuesta por dos CEP, filtros de potencia, cargas resistivas, equipo de medición y un bus con conexión *plug and play* para cada uno de los elementos que conforman la MR. La operación se realizó en lazo abierto.

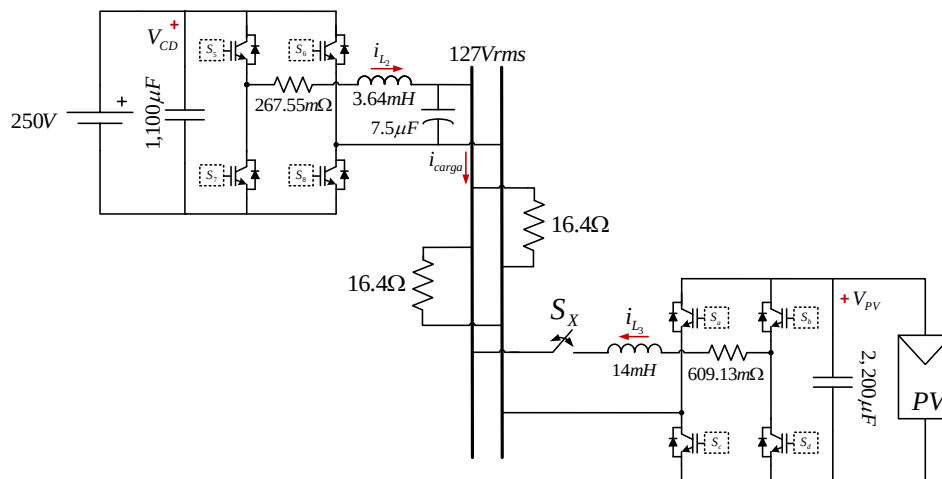


Figura 4.25. Esquema de prueba: Inversores en paralelo.

La primera prueba consiste en plantear una señal moduladora al convertidor 1b y generar la tensión de CA en el bus de la MR abasteciendo por si solo una carga que demanda la potencia nominal del sistema. Una vez garantizada la sincronización del inversor alimentador con la tensión formada, se interconecta el convertidor alimentador a través del interruptor S_X para colaborar en el abastecimiento de las cargas locales.

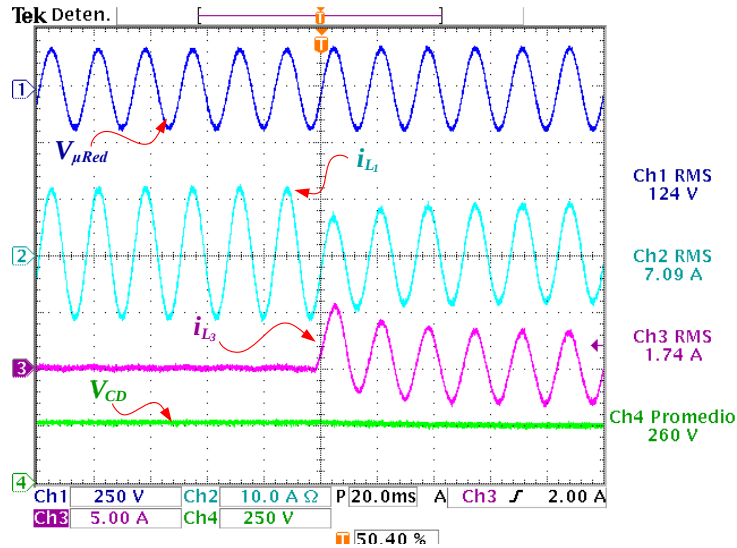


Figura 4.26. Transitorio de conexión en paralelo.

En la Figura 4.26 se observa el transitorio de generación asociado al convertidor formador, donde se destaca que la acción no genera sobretiros en las tensiones de CD y CA del sistema a pesar de que la operación es en lazo abierto. En la Figura 4.27 se muestra la operación al alcanzar el estado estable del sistema a potencia nominal.

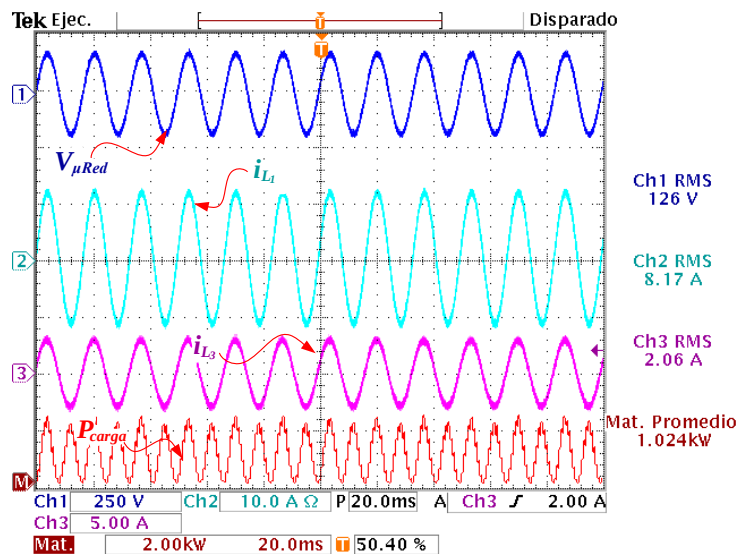


Figura 4.27. Operación a potencia nominal.

Al encontrar una dinámica adecuada de los CEP en terminos de regulación de tensión y THD, y un buen desempeño por parte de los filtros de potencia durante los transitorios de generación, se plantea sustituir el prototipo de inversor alimentador por un convertidor comercial de la marca *Enphase* modelo m215, el cual es un inversor fotovoltaico con una capacidad de 250 W, cuyas características se muestran en el manual de operación [42].



Figura 4.28. *Enphase* m215.

Antes de interconectar el inversor comercial a la plataforma experimental, se realizó un proceso de caracterización del convertidor ante variaciones de tensión y frecuencia, ya que el fabricante no brinda esa información, los resultados de la caracterización del inversor se encuentran en el Anexo 2.

En la Figura 4.29 se muestran las formas de onda asociadas a la operación del inversor comercial interconectado al bus de CA de la MR

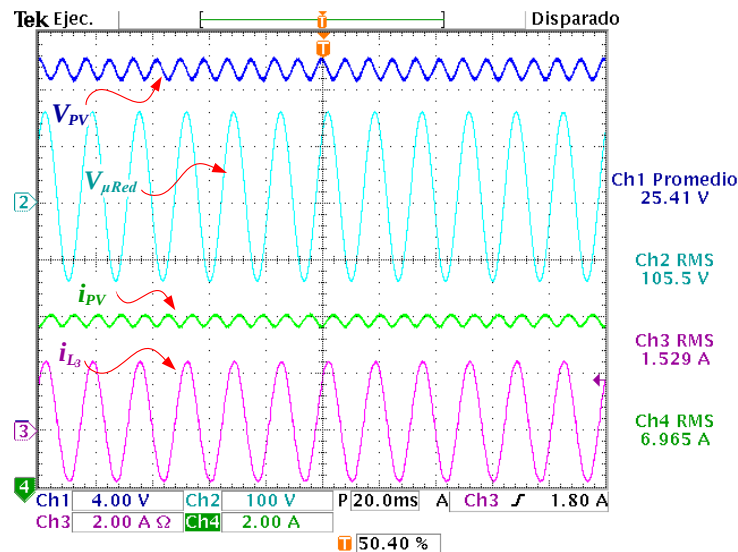


Figura 4.29. Operación del inversor PV comercial.

Cabe aclarar, que la tensión de la MR se modificó en esta prueba, puesto que para hacer posible la conexión del inversor comercial, resulta necesario interconectarlo a través de un

transformador elevador en configuración fase partida, emulando una distribución trifásica ya que para la operación del inversor PV comercial así lo requiere.

En la Figura 4.30 se muestra el transitorio de arranque del inversor PV comercial en la MR con una carga de 16Ω equivalente a 625 W de demanda.

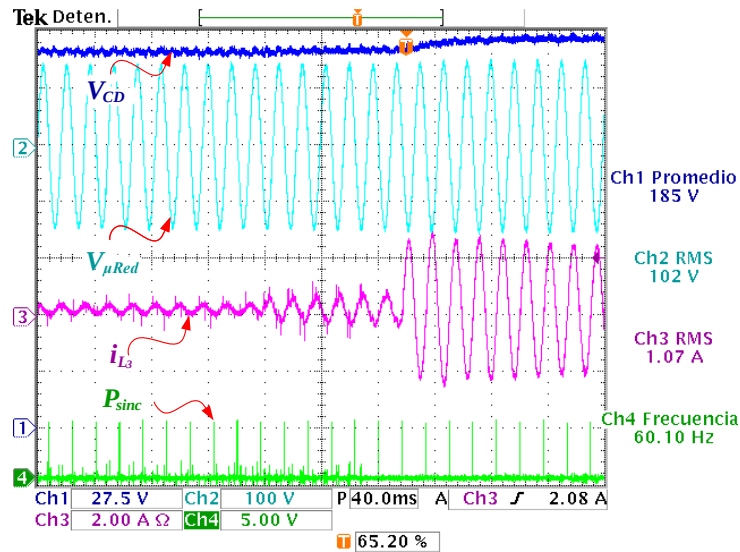


Figura 4.30. Arranque de inversor PV comercial.

Una vez operando el inversor PV en conjunto con el convertidor formador, se realizan cambios de carga ejecutados de manera manual, con la finalidad de comprobar que el inversor comercial no sale de operación.

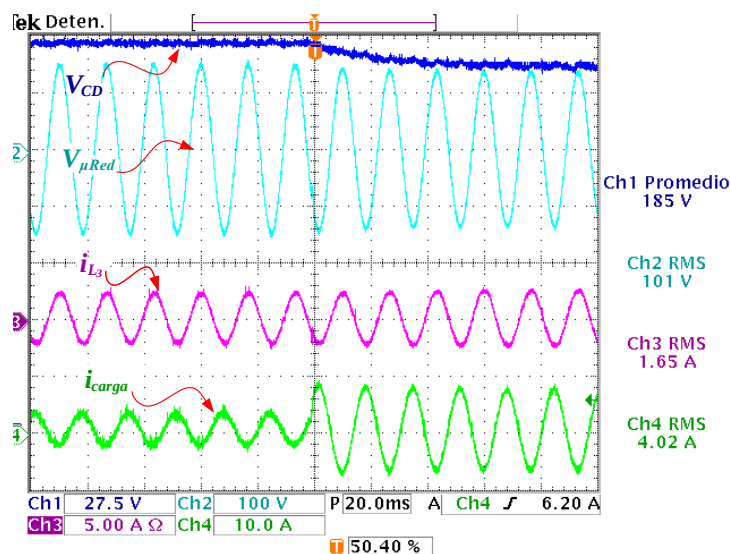


Figura 4.31. Cambios de carga con el inversor PV comercial conectado.

Un aspecto importante a considerar en la plataforma experimental es la distorsión armónica en tensión que se presenta el bus de CA de la MR de manera experimental. Éste parámetro de desempeño depende directamente de los filtros de enlace de los CEP; principalmente el filtro de segundo orden del convertidor formador.

En la Figura 4.32 se observa la tensión pulsada $V_{PWM_{1b}}$ donde se destacan los primeros dos grupos de armónicos ubicados al doble y cuádruple de la frecuencia de conmutación, las magnitudes de los armónicos se muestran en la Tabla 4.4.

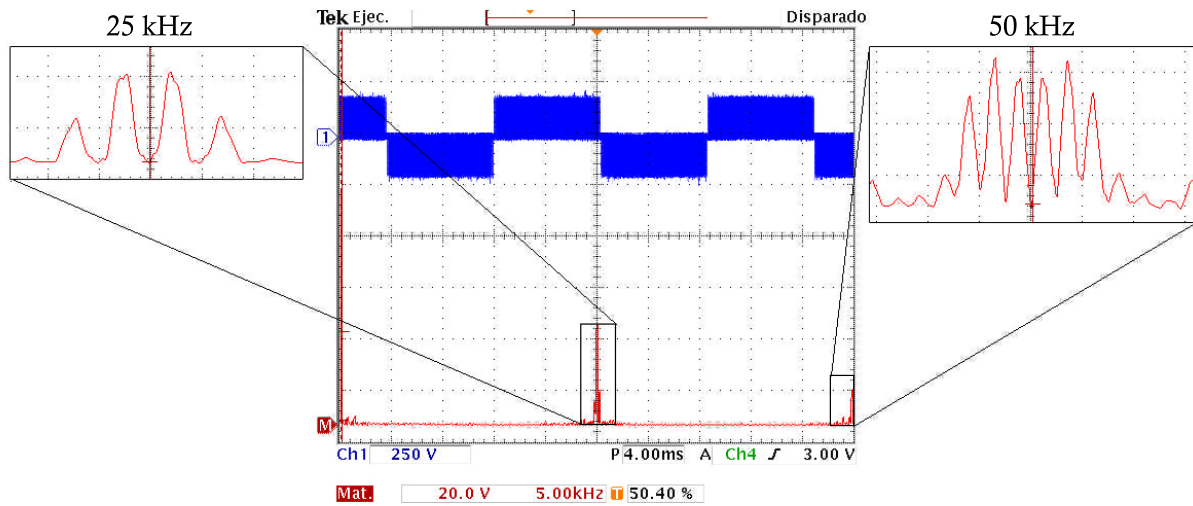


Figura 4.32. Contenido armónico de la tensión $V_{PWM_{1b}}$.

Tabla 4.4. Armónicos de tensión.

Frecuencia	Magnitud
60 Hz	96 V
24.78 kHz	18 V
24.9 kHz	38.8 V
25.02 kHz	38.4 V
25.14 kHz	18.2 V
49.62 kHz	11 V
49.74 kHz	14.6 V
49.86 kHz	12.4 V
49.98 kHz	13.2 V
50.10 kHz	14.6 V
50.22 kHz	11 V

Con los valores anteriores, la distorsión armónica en tensión que presenta la tensión en terminales del convertidor calculada corresponde a 71.34 %.

Una vez estimadas las componentes armónicas de tensión de la tensión PWM, se replica el mismo ejercicio, pero esta vez con la tensión del SEP en el PCC con la finalidad de tener un punto de comparación con la tensión de la MR. En la Figura 4.33 se observa el proceso de medición y en la Tabla 4.5 la magnitud de los armónicos del SEP. La $THD_{Red} = 2.45\%$

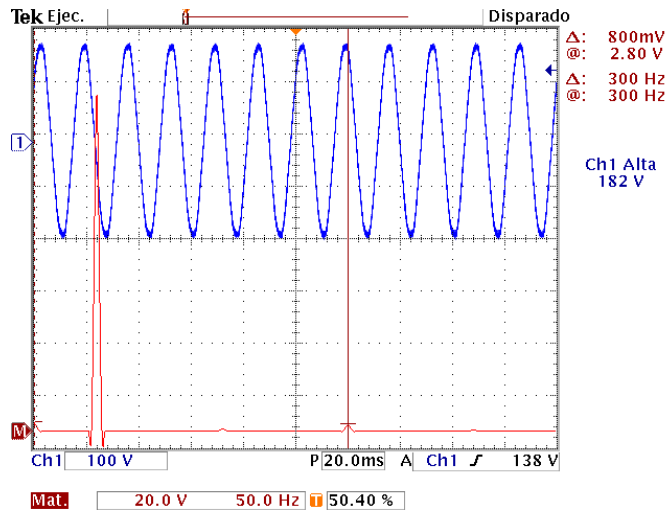


Figura 4.33. Tensión del SEP.

Tabla 4.5. Armónicos de tensión del SEP.

Frecuencia	Magnitud
60 Hz	128 V
180 Hz	1.2 V
300 Hz	2.8 V
420 Hz	0.7 V
660 Hz	0.3 V

En la Figura 4.34 se muestra la tensión de la MR donde se intenta estimar la magnitud de los armónicos. Cabe destacar que durante la captura se encontraba interconectado al bus de CA el convertidor alimentador; sin embargo, no fue posible medir los armónicos con el osciloscopio puesto que la sonda de tensión no cuenta con la respuesta dinámica adecuada para visualizar señales de baja amplitud a una alta frecuencia.

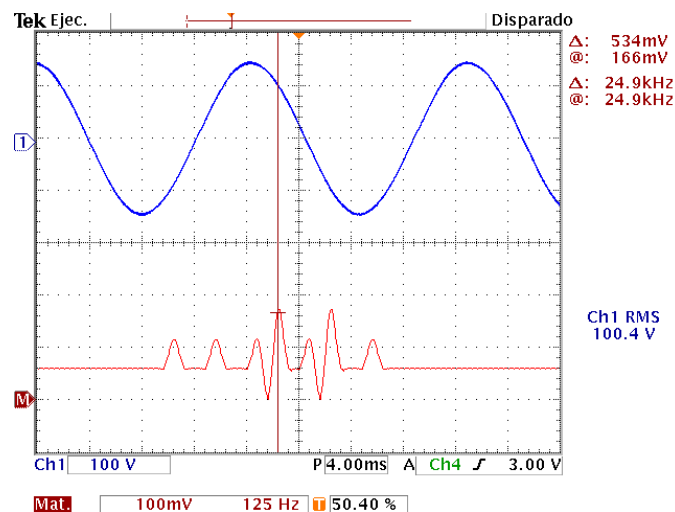


Figura 4.34. Tensión de la MR.

Se concluye que la THD_V en la MR no pudo ser estimada con el equipo de medición ya que la señal en el dominio de la frecuencia mostrada en la captura, no permanecía estable y no se aprecia la simetría esperada del patrón armónico.

Las pruebas experimentales ayudaron a complementar los resultados de simulación y validar la idea de utilizar la MR como plataforma de apoyo para caracterizar CEP, encontrando en ella un bus de CA con bajo contenido armónico y capacidad de modificar amplitud y frecuencia a discreción, emulando condiciones que difícilmente pueden ser predecidas en la red eléctrica.

CONCLUSIONES

En este trabajo de tesis se realizó el estudio de un esquema de generación y distribución de energía eléctrica como alternativa de solución a las problemáticas actuales como lo son el impacto ambiental y la creciente demanda eléctrica. Ya que surge la necesidad de maximizar la generación de energía eléctrica a través de DER en pequeña y mediana escala, siendo las MR parte fundamental de la evolución del SEP, generando un incremento en la necesidad de investigar los retos operativos que conlleva la puesta en marcha de una MR.

Las principales conclusiones del trabajo son:

- (a) La designación de las tareas que llevan a cabo cada uno de los CEP que conforman la MR, deben de ser seleccionadas en base a la estructura propuesta del sistema. La asignación de éstas impacta directamente en el dimensionamiento y orden de los filtros de potencia que los enlace a otros elementos de la MR.
- (b) La capacidad para abarcar más objetivos de control en la MR, se relaciona directamente con las capas de gestión y control que deben de ser contempladas en el sistema. El nivel de complejidad se incrementa conforme se busca un nivel de gestión más completo y la velocidad de respuesta de cada capa se ve reducida con respecto al nivel superior.
- (c) El control autónomo en cada uno de los CEP representa una solución descentralizada del sistema, lo que significa una capacidad acotada con respecto a una configuración controlada a través de un sistema central; sin embargo, logra cumplir el alcance de los objetivos planteados en este trabajo de investigación con pocos requerimientos de comunicación facilitando en gran medida la implementación experimental.
- (d) El modelo promedio representa de manera adecuada la dinámica del sistema real; sin embargo, no en todos los casos resulta funcionalmente compatible con la estructura de control propuesta. En este caso se extendió el modelo al marco de referencia dq con la finalidad de resolver las limitantes conocidas del modelo promedio, como lo es mapear el problema de seguimiento como uno de regulación. Sin embargo; cabe destacar, que existen otros esquemas de control no lineal, que abordarían los objetivos de control sin

la necesidad de cambiar el marco de referencia, resolviendo el problema en el dominio del tiempo directamente.

- (e) El convertidor formador es un elemento indispensable para el funcionamiento de cualquier MR. En la estructura propuesta, aparte de generar y regular el bus de CA, funge como gestor de potencia activa y reactiva entre la MR y el SEP; a través, de la regulación de la tensión en el enlace de CD del convertidor BTB.

Aportaciones de la tesis

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

- Una amplia clasificación de las MR, en base a diferentes rubros como: el servicio que ofrecen, la tensión eléctrica, la conectividad con el SEP, el tamaño y la topología.
- Un esquema sencillo con un número reducido de CEP que permite la integración de DER para el abastecimiento de cargas eléctricas locales, con la posibilidad de operar en modo isla, mediante la inclusión de un sistema de almacenamiento.
- Una metodología de dimensionamiento de los filtros de enlace que permite operar el sistema a potencia nominal contemplando las variaciones del SEP y la deducción y simplificación de una expresión para el dimensionamiento de los filtros de enlace del convertidor BTB, cuando no se cuenta con un filtro del mismo orden en ambos extremos del convertidor.
- Un esquema de control que cubre completamente el nivel base de control y los objetivos de control establecidos como alcance de este trabajo de investigación, como es la formación de un bus de CA estable y regulado ante cambios de carga y generación en la MR. Así como también, un esquema de protección individual en cada CEP contra niveles de sobretension y sobrecorriente mediante los registros de un sistema DSP (Apéndice B).
- La validación del sistema y algoritmos de control en la plataforma de simulación en tiempo real *Typhoon HIL 402* con HIL.

Sugerencias de trabajo futuro

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

- Dimensionar e integrar por completo el sistema de almacenamiento de energía propuesto.
- Añadir convertidores de soporte que permitan ejecutar funciones autónomas e intercambiar tareas dentro de la MR.
- Planteamiento de un esquema de control central, donde a través de un protocolo de comunicación *wireless* se monitoreen y gestionen las acciones de los CEP en base a las necesidades de la MR.
- Agregar una capa de gestión avanzada de potencia activa y reactiva a cada uno de los CEP, para validar algoritmos de despacho energético.
- Implementar un esquema de control no lineal (pasividad) y comparar los parámetros de desempeño con respecto al control clásico.
- Realizar una metodología que permita evaluar estabilidad de la MR.
- Realizar un análisis detallado de dimensionamiento que permita estimar las pérdidas eléctricas y obtener parámetros de eficiencia del sistema.

Publicaciones generadas

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 , Puebla.

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 , Puebla.

DISEÑO MAGNÉTICO DEL INDUCTOR DE ENLACE L_2

Con el fin de obtener un inductor con una resistencia serie asociada considerablemente baja, se decidió fabricar un inductor especial de enlace con núcleo de ferrita para el filtro de segundo orden. El proceso de diseño del inductor esta basado en [43].

Los parámetros y coeficientes necesarios para el diseño del inductor se muestran a continuación:

Tabla A.1. Parámetros y coeficientes de diseño.

Variable	Magnitud	Variable	Magnitud
Inductancia L	3.3 mH	Factor de utilización K_u	0.4
Corriente nominal I_L	7.855 A	Factor de incremento de temperatura K_J	590
Frecuencia de operación F	60 Hz	Factor de geometría X	1.14
Densidad de flujo B_M	0.35 T	Factor de enfriamiento X	-0.125
Factor de forma K_F	4.44	Vueltas por cm^2 V_{cm}	-0.125

En la Figura A.1 se muestran las dimensiones del núcleo magnético seleccionado para la fabricación del inductor.

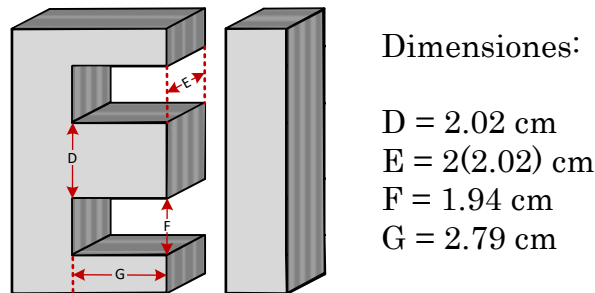


Figura A.1. Dimensiones Ferrita: E 80/38/20.

Con este núcleo se puede aprovechar un área de ventana de 5.413 cm^2 y una sección transversal de 8.161 cm^2 , con éstas dimensiones se logra cumplir la condición obligatoria de producto de áreas.

A continuación, en la Figura A.2 se muestra una fotografía del producto final acompañado de la Tabla 3, la cual contiene los parámetros finales de diseño del inductor.

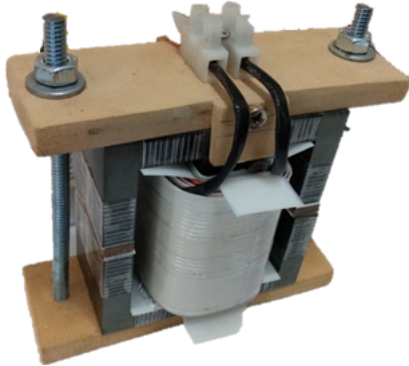


Figura A.2. Inductor fabricado

Tabla A.2. Parámetros finales.

Parámetro	Magnitud
Número de vueltas	123
Calibre del conductor	13 AWG
Entrehierro real	0.35 cm
Inductancia final	3.38 mH
Resistencia serie	267.51 m Ω
Densidad de flujo máxima	0.36 T

CÓDIGO DE PROTECCIONES CONTRA NIVELES DE SOBRETENSIÓN Y SOBRECORRIENTE

Antes de programar el sistema de control y llevar la plataforma experimental a potencia nominal, es indispensable proteger los convertidores ante eventos de falla. Una manera directa y oportuna, es la programación de un umbral de operación donde se contemplan efectos transitorios del arranque o sobretiros naturales ante cambios de carga o entrada de generación PV ya conocidos y caracterizados.

A continuación se muestra el código programado en el DSP TMS320F28379D:

```

1 //Variables para la proteccion
3 float FallaOvercurrent = 0;
  float Restore = 0;
5 float ILimit = 22.55; //Umbral de corriente
7 // Proteccion contra sobrecorriente
9     Ik = -1 * ((float)Ip * 4.885197851e-4); //Valores unitarios de corriente
    if ( Ik>(ILimit*0.022172949) || Ik<-(ILimit*0.022172949)) // Condicion de falla (
        ILimit -> Configurable online)
11     {
        GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO14 = 1;
13         FallaOvercurrent = 1; // Enclavamiento de la condicion de falla
    }
15
    if (FallaOvercurrent == 1)
17     {
        EPwm1Regs.AQSFRC.bit.RLDCSF = 3; // Carga inmediatamente la condicion de
            falla ignorando el registro Shadow
19         EPwm2Regs.AQSFRC.bit.RLDCSF = 3;
        EPwm1Regs.AQCSFRC.all = 6; // Condicion de falla : ePwm1A y ePwm1B en
            Alto

```

```

21      EPwm2Regs.AQCSFRC.all = 6;          // Condicion de falla : ePwm2A y ePwm2B en Alto
      EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = 0;      // Desactiva la logica negada
23      EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = 0;
      GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO14 = 1; // Activacion de Bandera
25  }

27  if (Restore==1)
  {
29      FallaOvercurrent = 0;
      GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO14 = 0; // Desactivacion de Bandera
31      EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = 1;    // Activacion de la logica negada
      EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = 1;
33      EPwm1Regs.AQCSFRC.all = 0;          // Condicion normal de operacion: Modulacion
      normal
      EPwm2Regs.AQCSFRC.all = 0;
35      Restore=0;                          // Desenclavamiento de condicion de falla
  }

```

En el código se utilizan los registros disponibles del DSP, garantizando una acción inmediata al detectar un nivel anormal en la operación como se muestra en la Figura B.1.

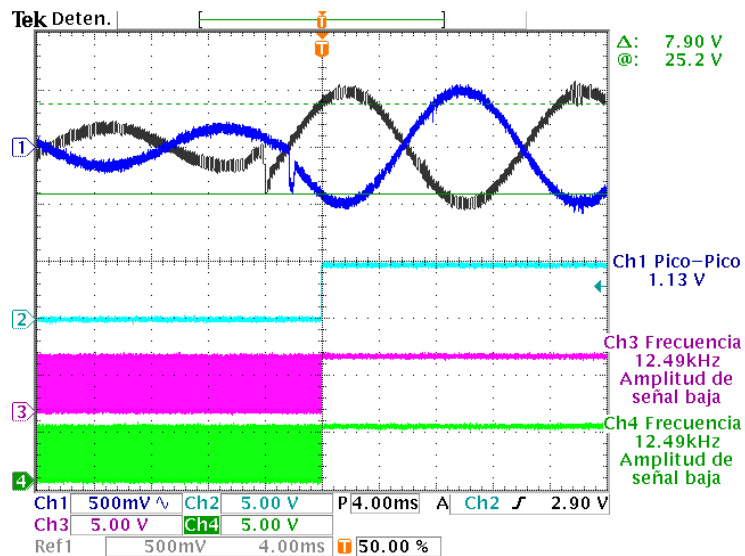


Figura B.1. Detección de sobrecorriente.

En el canal 1 se observa la evolución de la corriente de manera negativa, en el canal de referencia se guarda el trazo de elevación de la corriente pero creciente de manera positiva, en el canal 2 la bandera de detección de nivel anormal de corriente (FallaOvercurrent), y en los canales 3 y 4 la señal de conmutación de los interruptores superior e inferior respectivamente.

En la Figura B.2 se muestra a detalle el instante donde todas las señales de conmutación de los interruptores de potencia se ponen en alto al detectar el nivel anormal de corriente y/o tensión.

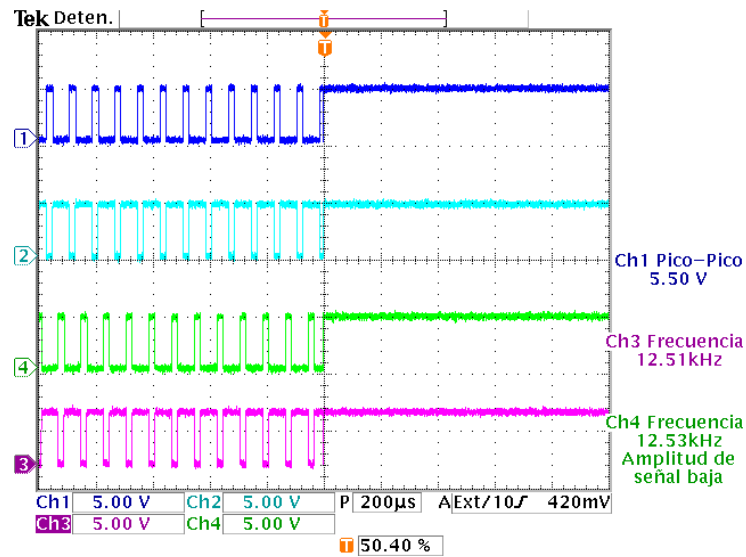


Figura B.2. Señales de conmutación ante la detección de falla.

Cabe destacar que el *driver* de los circuitos impulsores funciona con lógica negada, por lo que la señal en alto significa la apertura del interruptor de potencia, llevando al convertidor a un estado de cero no activo, limitando la operación hasta que el usuario restablezca a la condición de operación segura mediante el cambio de estado de la variable (Restore), como se muestra a continuación:

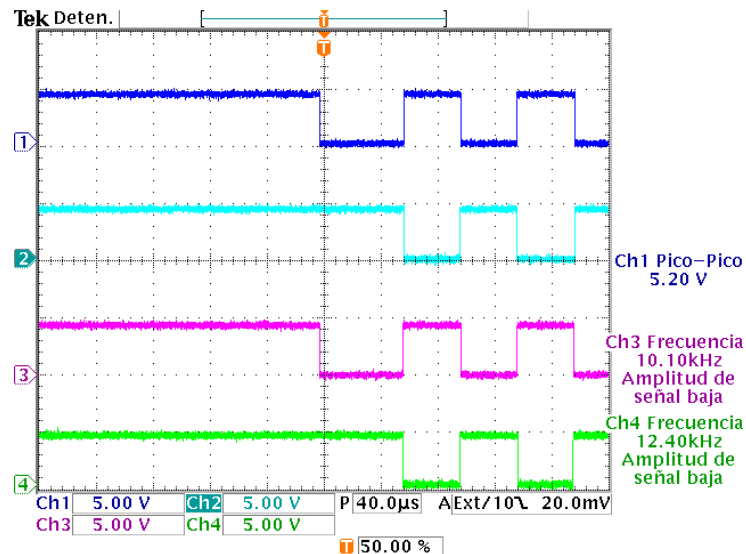


Figura B.3. Reestablecimiento de las señales de conmutación.

CARACTERIZACIÓN DE INVERSOR COMERCIAL

En este anexo se muestran los detalles de la caracterización del inversor comercial *Enphase M215*, para la integración a la MR como convertidor alimentador. La caracterización se llevó a cabo con el apoyo de una fuente de CA programable, donde a través de ella se generaron las condiciones deseadas, emulando escenarios a los que podría estar sometido el inversor PV comercial si éste se interconecta en paralelo al bus de la MR. El esquema de prueba se observa en la Figura C.1.

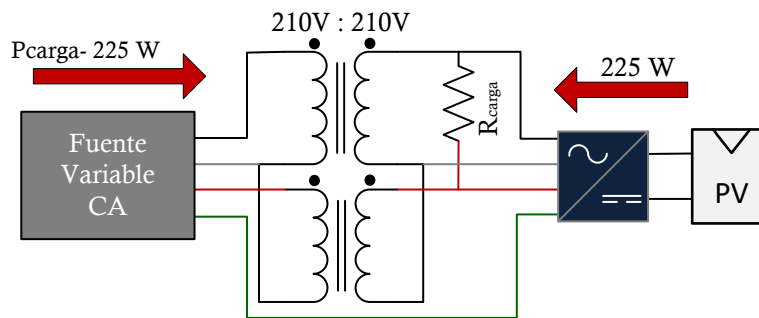


Figura C.1. Esquema de prueba.

La resistencia de carga es un elemento necesario, ya que esta garantiza que en ningún momento la fuente programable absorbe potencia.

Tabla C.1. Requerimientos de la tensión de entrada en CD.

Característica		Valor
Tensión de entrada	Intervalo de funcionamiento	16 – 48 V
	Rango de operación del MPPT	27 – 39 V
	Valor inicial mín./máx.	22 V
Corriente máxima de cortocircuito		15 A

Tabla C.2. Requerimientos de la red de conexión.

Característica		Valor	
Tensión de salida	Valor Nominal	210 VAC	
	Rango de operación mín./máx.	183 VAC	229 VAC
Corriente nominal de salida		0.9 A	
Potencia de salida pico		225 W	
Frecuencia	Valor Nominal	60 Hz	
	Rango de operación mín./máx.	57 Hz	61 Hz
	Rango de campo extendido		62.5 Hz
Factor de Potencia		>0.95	

En las Tablas C.1 y C.2 se muestran las características de tensión en CD de entrada y los requerimientos necesarios en la red a la que se interconecta el inversor comercial respectivamente.

Por medio de los cursores del osciloscopio se mide el tiempo que tarda el inversor comercial en desconectarse ante diferentes escenarios de operación.

En todas las capturas de pantalla los trazos correspondientes son:

- Ch1: Tensión en terminales el modulo PV.
- Ch2: Tensión fijada por la fuente programable.
- Ch3: Corriente que aporta el inversor comercial.
- Ch4: Corriente que aporta la fuente programable.

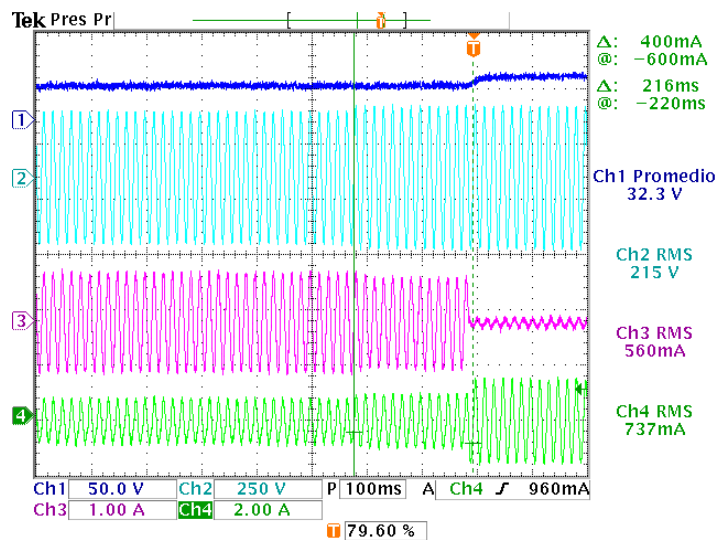


Figura C.2. Elevación de la tensión de red.

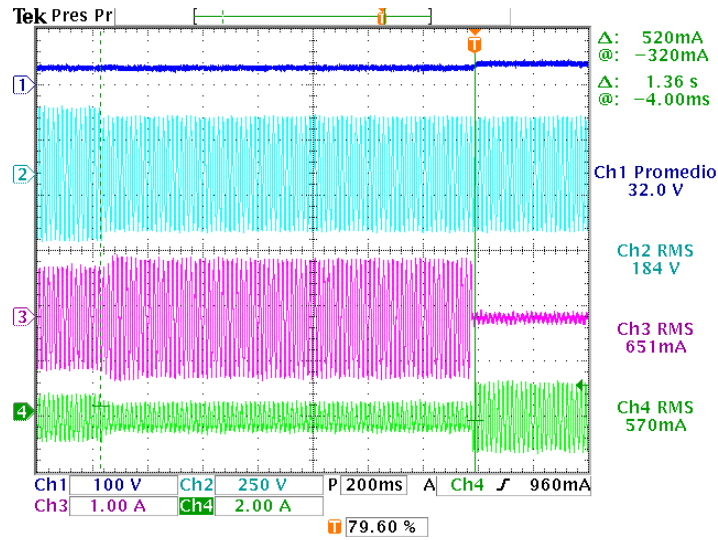


Figura C.3. Disminución de la tensión de red.

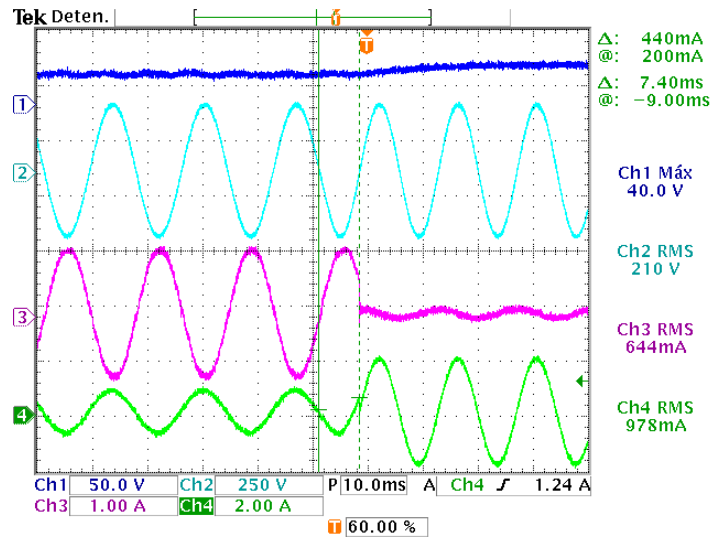


Figura C.4. Elevación de la frecuencia de red.

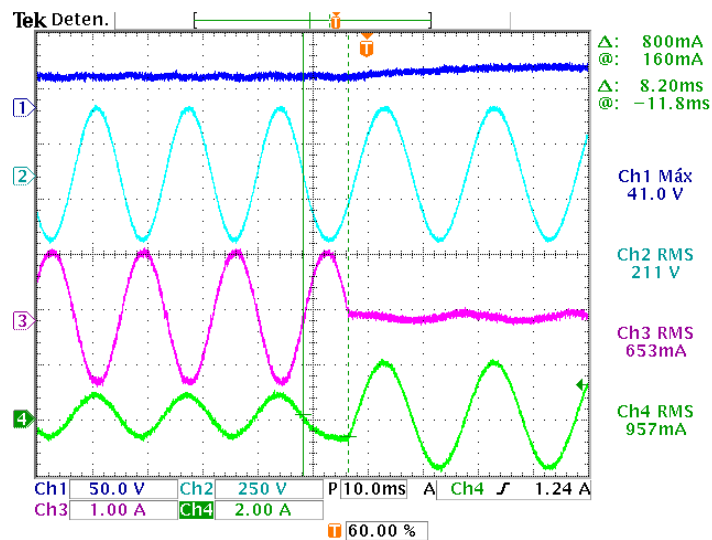


Figura C.5. Disminución de la frecuencia de red.

En la Tabla C.3 se observa de manera condensada la información obtenida como parte de la caracterización del inversor comercial. Se realizaron pruebas donde se variaba la tensión y la frecuencia estaba en un rango crítico; así como también el experimento dual, es decir cambios de frecuencia en un rango de tensión no adecuado modificando considerablemente los resultados obtenidos.

Tabla C.3. Parámetros de desempeño.

Variable	Magnitud
Tiempo de conexión (1ra vez)	2 min
Tensión de CA	210 V
Resistencia de Carga	Aprox 157 Ω
Corriente de la fuente L1	590 mA
Corriente de la fuente L1 + I.Fot	1.226 A
Tensión máxima de operación	226 V
Tiempo de desconexión (1)	1.36 s
Tensión mínima de operación	184 V
Tiempo de desconexión (2)	216 ms
Frecuencia máxima de operación	60.55 Hz
Tiempo de desconexión (3)	7.4 ms
Frecuencia mínima de operación	59.3 Hz
Tiempo de desconexión (4)	8.2 ms
Tiempo de reconexión ante cualquier condición anómala	5 min
59.3 Hz, 210V $\rightarrow$ 59.3 Hz, 182V	1.36 s
59.3 Hz, 210V $\rightarrow$ 59.3 Hz, 227V	198 ms
60.55 Hz, 210V $\rightarrow$ 60.55 Hz, 180V	1.3 s
60.55 Hz, 210V $\rightarrow$ 60.55 Hz, 227V	194 ms
60 Hz, 182V $\rightarrow$ 50 Hz, 182V	8.2 ms
60 Hz, 182V $\rightarrow$ 70 Hz, 182V	7.4 ms
60 Hz, 225V $\rightarrow$ 50 Hz, 225V	8.2 ms
60 Hz, 225V $\rightarrow$ 70 Hz, 225V	7.4 ms

PCB DE ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES

Para la implementación experimental de la MR, se utiliza como elemento de programación la plataforma digital desarrollo LAUNCHXL-F28379D de *Texas Instruments*, con las siguientes características:

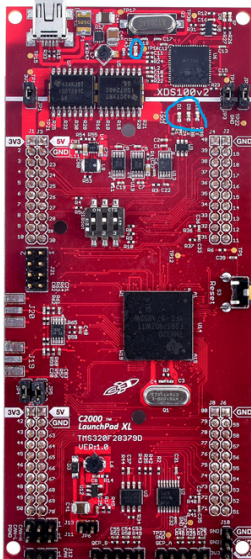


Tabla D.1. Características generales de TMS320F28379D.

Parámetro	Magnitud
Procesador	C2000 Delfino TMS320F28377D
Tensión de alimentación	5 V
Lógica de Entradas/Salidas	3 V
Frecuencia de reloj	200 MHz
Entradas Analógicas	24
Resolución ADC	12 bits
Entradas/Salidas Digitales	164
Módulos EPWM	12 - 6 externos
Arquitectura	32 bits
Aritmética	Punto flotante

Figura D.1. LauncPad

Se realizó el diseño de una etapa de acondicionamiento con la finalidad de llevar la lógica de salida de los módulos EPWM a 5V, puesto que los *drivers* de los convertidores así lo requieren, a demás de adecuar las señales de sensores para que estas se encuentren escaladas y saturadas a la tensión tolerada de las entradas analógicas (0 - 3 V).

En la Figura D.2 se muestra el PCB de acondicionamiento y la distribución de las etapas en conjunto con en DSP. El diseño del PCB se realizó en base a la distribución de pines de la tarjeta de desarrollo y tiene la capacidad de operar 3 inversores monofásicos de puente completo o un inversor trifásico.

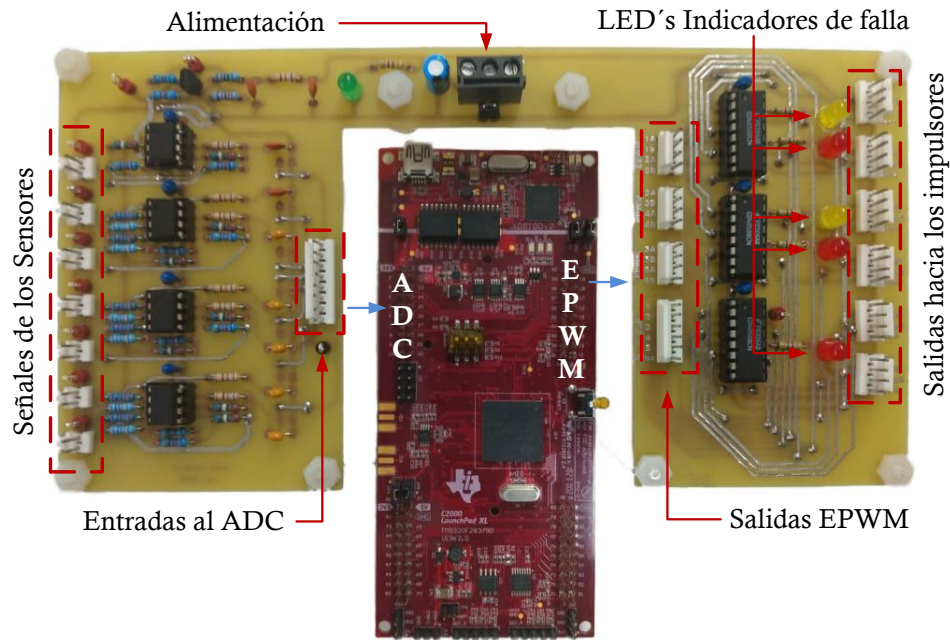


Figura D.2. PCB de acondicionamiento y DSP.

Cabe mencionar que se agregaron LEDs indicadores que se encienden cuando se activan las protecciones de tensión y corriente programadas, para identificar de manera visual cual variable presenta un sobretiro.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] S. Parhizi, H. Lotfi, A. Khodaei, and S. Bahramirad, “State of the art in research on microgrids: A review,” *IEEE Access*, vol. 3, pp. 890–925, 2015.
- [2] SENER, “Prospectiva de energías renovables,” *www.gob.mx*, 2017.
- [3] J. Driesen and F. Katiraei, “Design for distributed energy resources,” *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 6, pp. 30–40, May 2008.
- [4] N. Hatziargyriou, *Microgrids: architectures and control*. John Wiley & Sons, 2014.
- [5] Secretaría de Energía, *Bases del Mercado Eléctrico*. DIARIO OFICIAL, cuarta sección, 2015.
- [6] “IEEE standard for the specification of microgrid controllers,” *IEEE Std 2030.7-2017*, pp. 1–43, April 2018.
- [7] M. Institute, “Community microgrid models,” *IEEE Std 2030.7-2017*, 2015.
- [8] Yajuan Guan, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, “A simple autonomous current-sharing control strategy for fast dynamic response of parallel inverters in islanded microgrids,” in *2014 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)*, pp. 182–188, May 2014.
- [9] D. Wu, F. Tang, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, G. Chen, and L. Sun, “Autonomous active and reactive power distribution strategy in islanded microgrids,” in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, pp. 2126–2131, March 2014.
- [10] A. C. Luna, N. L. Diaz, M. Graells, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, “Cooperative management for a cluster of residential prosumers,” in *2016 IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE)*, pp. 593–594, Jan 2016.
- [11] E. Rodriguez-Diaz, E. J. Palacios-Garcia, M. Savaghebi, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, “Development and integration of a hems with an advanced smart metering infrastructure,” in *2016 IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE)*, pp. 544–545, Jan 2016.

- [12] A. C. Luna, N. L. Diaz, M. Graells, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, “Modular energy management system applicable to residential microgrids,” in *2016 IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE)*, pp. 542–543, Jan 2016.
- [13] J. Stamp, “The spiders project-smart power infrastructure demonstration for energy reliability and security at us military facilities,” in *2012 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies (ISGT)*, pp. 1–1, IEEE, 2012.
- [14] P. Sreedharan, J. Farbes, E. Cutter, C.-K. Woo, and J. Wang, “Microgrid and renewable generation integration: University of California, San Diego,” *Applied Energy*, vol. 169, pp. 709–720, 2016.
- [15] F. Zhang, C. Meng, Y. Yang, C. Sun, C. Ji, Y. Chen, W. Wei, H. Qiu, and G. Yang, “Advantages and challenges of dc microgrid for commercial building a case study from xiamen university dc microgrid,” in *2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, pp. 355–358, June 2015.
- [16] F. Nejabatkhah and Y. W. Li, “Overview of power management strategies of hybrid ac/dc microgrid,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 7072–7089, Dec 2015.
- [17] F. Martin-Martínez, A. Sánchez-Miralles, and M. Rivier, “A literature review of microgrids: A functional layer based classification,” *Renewable and sustainable energy reviews*, vol. 62, pp. 1133–1153, 2016.
- [18] M. Brenna, R. S. Faranda, and E. Tironi, “Non-conventional distribution network schemes analysis with distributed generation,” in *Techniques and equipments for quality and reliability of electrical power (TEQREP)*, pp. 1–8, 2004.
- [19] I. Instituto Nacional de Electricidad y Energías Limpias, “Cemie-redes,” in *Microrredes eléctricas*, pp. 1–8, 2018.
- [20] International Electrotechnical Commission, “Microgrids - guidelines for planning and design,” in *IEC 62898-1*.
- [21] International Electrotechnical Commission, “Microgrids - guidelines for operation and control,” in *IEC 62898-2*.
- [22] International Electrotechnical Commission, “Microgrids - technical requirements - protection requirements in microgrids,” in *IEC 62898-3-1*.

- [23] F. Katiraei, R. Iravani, N. Hatziaargyriou, and A. Dimeas, “Microgrids management,” *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 6, pp. 54–65, May 2008.
- [24] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez, “Control of power converters in ac microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 4734–4749, Nov 2012.
- [25] M. Hernández, V. Cárdenas, J. Almaguer, J. Alcalá, and F. Pazos, “Convertidor btb monofásico de tres puertos con control bidireccional de potencia activa y compensación de potencia reactiva,” XVI Congreso Latinoamericano de Control Automático, 2014.
- [26] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. John Wiley & Sons, 2017.
- [27] 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, IEEE, 2004.
- [28] M. A. Hernández, “Análisis y desarrollo de un convertidor ca/cd/ca de tres puertos para el control del flujo de potencia, Tesis de maestría,” 2015.
- [29] “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.
- [30] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power electronics: converters, applications, and design*. John wiley & sons, 2003.
- [31] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*, vol. 18. John Wiley & Sons, 2003.
- [32] E. R. Hernández, *Análisis de una celda regenerativa monofásica para el control del flujo bidireccional de potencia*. Tesis de Maestría, 2010.
- [33] VRLA, “Baterías,” *BATTERIES Panasonic*, August 2005.
- [34] PowerSonic, “Baterías,” *BATTERIES Power Sonic*, August 2011.
- [35] A. Aganza, “Desarrollo de un convertidor matricial monofásico con enlace en alta frecuencia para sistemas fotovoltaicos en microgeneración eléctrica, Tesis de maestría,” 2012.

- [36] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. De Vicuña, and M. Castilla, “Hierarchical control of droop-controlled ac and dc microgrids—a general approach toward standardization,” *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 158–172, 2010.
- [37] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, M. Castilla, and L. G. de Vicuña, “Control strategy for flexible microgrid based on parallel line-interactive ups systems,” *IEEE Transactions on industrial Electronics*, vol. 56, no. 3, pp. 726–736, 2008.
- [38] M. Karimi-Ghartema, “Pll structures for three-phase applications,” 2014.
- [39] D. S. Martinez-Padron, V. Cárdenas, R. Álvarez Salas, A. Tobias, and A. Rivera, “Evaluation of dspace based pll algorithms for grid-connected single-phase converters,” in *Congreso Nacional de Control Automatico*, 2019.
- [40] 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, IEEE, 2006.
- [41] Powersimtech, “3 phase inverter design with rapid control prototyping using psim and typhoon-hil,” in *Application note*, Typhoon-HIL., June 2017.
- [42] Enphase., “Manual de instalación y funcionamiento,” in *Microinversores Enphase M250 y M215*, Enphase Energy Inc., 2016.
- [43] C. W. T. McLyman, *Transformer and inductor design handbook*. CRC press, 2016.
- [44] Y. Guan, J. M. Guerrero, M. Savaghebi, J. C. Vasquez, and W. Feng, “A novel harmonic current sharing control strategy for parallel-connected inverters,” in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1602–1607, Oct 2017.
- [45] H. Han, Y. Liu, Y. Sun, M. Su, and J. M. Guerrero, “An improved droop control strategy for reactive power sharing in islanded microgrid,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 3133–3141, June 2015.
- [46] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, M. Castilla, and L. G. de Vicuña, “Control strategy for flexible microgrid based on parallel line-interactive ups systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 726–736, March 2009.
- [47] N. Lidula and A. Rajapakse, “Microgrids research: A review of experimental microgrids and test systems,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 15, no. 1, pp. 186–202, 2011.