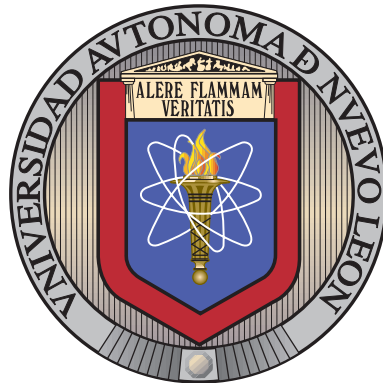


UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

SUBDIRECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO



MODELADO Y CONTROL DE MICRO-REDES  
ELÉCTRICAS DE CA A BASE DE GENERACIÓN  
FOTOVOLTAICA Y ALMACENAMIENTO DE  
ENERGÍA

POR

ING. JESÚS MANUEL VALDEZ SÁNCHEZ

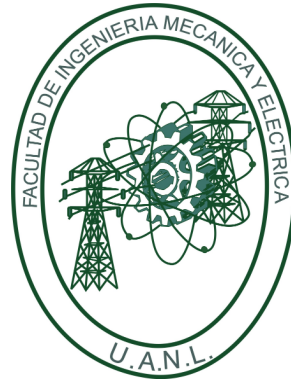
COMO REQUISITO PARCIAL PARA OBTENER EL GRADO DE  
MAESTRO EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA ELÉCTRICA

JULIO 2024

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

SUBDIRECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO



MODELADO Y CONTROL DE MICRO-REDES  
ELÉCTRICAS DE CA A BASE DE GENERACIÓN  
FOTOVOLTAICA Y ALMACENAMIENTO DE  
ENERGÍA

POR

ING. JESÚS MANUEL VALDEZ SÁNCHEZ

COMO REQUISITO PARCIAL PARA OBTENER EL GRADO DE  
MAESTRO EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA ELÉCTRICA

JULIO 2024



**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN**  
**Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica**  
**Posgrado**

Los miembros del Comité de Evaluación de Tesis recomendamos que la Tesis “Modelado y control de micro-redes eléctricas de CA a base de generación fotovoltaica y almacenamiento de energía”, realizada por el/la estudiante Jesús Manuel Valdez Sánchez, con número de matrícula 2129694,, sea aceptada para su defensa como requisito parcial para obtener el grado de Maestría en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica..

**El Comité de Evaluación de Tesis**

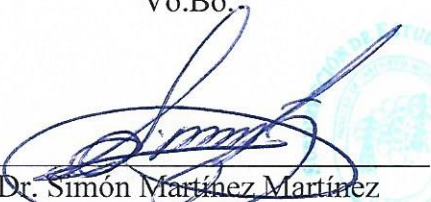
Dr. Miguel Francisco Escalante Gutiérrez  
Director

Dr. Arturo Conde Enríquez  
Revisor

Dr. Alberto Cavazos González  
Revisor

Dr. Luis Alonso Trujillo Guajardo  
Revisor

Vo.Bo.

  
\_\_\_\_\_  
Dr. Simón Martínez Martínez  
Subdirector de Estudios de Posgrado

Institución 190001

Programa 557520

Acta Núm. 4411

Ciudad Universitaria, a 24 de julio de 2024.

---

Ciudad Universitaria, Pedro de Alba s/n, C.P. 66455, A.P. 076 Suc. "F"  
San Nicolás de los Garza, Nuevo León, México. Tels.: 81 8332 0903  
Conm.: 81 8329 4020. Fax: 81 8332 0904.

*A mi padre, quien me enseñó la importancia de la honestidad y el valor del trabajo.*

*A mi madre, por su amor incondicional y su capacidad infinita para escucharme,  
aconsejarme y apoyarme en cada momento.*

*A Yemile, mi amada, por estar a mi lado durante todo mi proceso de maestría. En  
mis momentos de frustración, su apoyo y motivación constante me dieron la fuerza  
necesaria para seguir adelante.*

*Y a Jesús Damián, mi nueva fuente de inspiración.*

# RESUMEN

---

ING. JESÚS MANUEL VALDEZ SÁNCHEZ.

Candidato para obtener el grado de Maestro en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica.

Universidad Autónoma de Nuevo León.

Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica.

Título del estudio: MODELADO Y CONTROL DE MICRO-REDES ELÉCTRICAS DE CA A BASE DE GENERACIÓN FOTOVOLTAICA Y ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA.

Firma del asesor: \_\_\_\_\_  
Dr. Miguel Francisco Escalante Gutiérrez

La presente tesis aborda el problema del modelado y la operación eficiente de una microrred de corriente alterna que incorpora generación fotovoltaica y almacenamiento de energía. El objetivo principal es desarrollar una solución que optimice la integración y el control de estos componentes en diversos escenarios operativos, tanto interconectados como en isla.

En primer lugar, se realiza un estudio sobre los tipos, arquitecturas y modos de operación de microrredes, proporcionando el fundamento necesario para el desarrollo del modelo propuesto. La microrred modelada se somete a simulaciones en diferentes escenarios operativos para evaluar su desempeño.

La metodología incluye la integración de cada subsistema modelado (generación, almacenamiento y carga) a un bus principal conectado a una fuente de voltaje ideal que simula la red eléctrica. Se modelan celdas fotovoltaicas utilizando los modelos de 1 y 2 diodos, implementando algoritmos para calcular parámetros no especificados en las fichas técnicas. Además, se modela un seguidor del punto de máxima potencia (MPPT) mejorando así la eficiencia de la generación fotovoltaica.

Para conectar el sistema fotovoltaico y de almacenamiento al bus principal, se modelan inversores, analizando su control tanto en modo seguidor como formador de red. Se realiza un análisis de la respuesta a la frecuencia del filtro de salida del inversor para sintonizar el controlador PI, respaldado por simulaciones que validan la robustez del inversor en diversos escenarios.

En escenarios con múltiples inversores, se propone un modelo simplificado del inversor seguidor de red que reduce la carga computacional sin sacrificar la dinámica del sistema. También se estudia el control central de la microrred, integrando los subsistemas de inversores y evaluando la calidad y estabilidad de la energía suministrada. Se prueban distintos algoritmos de control para la operación interconectada y en isla.

Los resultados finales, obtenidos a través de simulaciones de una microrred industrial, identifican incumplimientos de algunos estándares y regulaciones en México. Se exploran soluciones como la compensación reactiva y armónica a través de los inversores de la microrred. Además, se proponen direcciones futuras para la investigación, destacando la estrategia del inversor fotovoltaico como filtro de armónicas activo, lo cual podría contribuir significativamente a la eficiencia y sostenibilidad de las microrredes.

# ÍNDICE GENERAL

---

<b>Resumen</b>	<b>VI</b>
<b>Lista de términos</b>	<b>XXVII</b>
<b>Agradecimientos</b>	<b>XXX</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Planteamiento del problema . . . . .	2
1.2. Revisión bibliográfica . . . . .	3
1.3. Motivación . . . . .	7
1.4. Objetivos . . . . .	9
1.4.1. Objetivo general . . . . .	9
1.4.2. Objetivos específicos . . . . .	9
1.5. Hipótesis . . . . .	9
1.6. Metodología . . . . .	10
1.7. Estructura de la tesis . . . . .	11
1.8. Conclusiones preliminares . . . . .	12

---

<b>2. Microrredes</b>	<b>14</b>
2.1. Introducción . . . . .	14
2.2. Definición de Microrred . . . . .	15
2.3. Tipos de microrredes . . . . .	16
2.3.1. Microrredes de AC . . . . .	17
2.3.2. Microrredes de DC . . . . .	18
2.4. Microrred a modelar . . . . .	19
2.5. Conclusiones preliminares . . . . .	23
<b>3. Modelado del módulo Fotovoltaico y el MPPT</b>	<b>24</b>
3.1. Modelado de la celda . . . . .	24
3.1.1. Modelado básico de la celda fotovoltaica . . . . .	26
3.1.2. Modelo de 1 diodo . . . . .	29
3.1.3. Modelo de 2 diodos . . . . .	39
3.2. Seguidor del punto de máxima potencia . . . . .	50
3.2.1. Modelado del MPPT . . . . .	50
3.2.2. Clasificación de las diferentes técnicas del MPPT . . . . .	55
3.2.3. MPPT a utilizar . . . . .	59
3.3. Conclusiones preliminares . . . . .	66
<b>4. Modelado y control de inversores</b>	<b>67</b>
4.1. Inversores . . . . .	68

---

4.1.1. Inversor seguidor de red . . . . .	69
4.1.2. Modelo simplificado del inversor seguidor de red (propuesto) . . . . .	83
4.1.3. Inversor formador de red . . . . .	92
4.1.4. Inversor formador-seguidor de red (Inversor híbrido) . . . . .	104
4.1.5. Inversor trifásico fotovoltaico . . . . .	113
4.2. Conclusiones preliminares . . . . .	118
<b>5. Control energético de la microrred</b>	<b>119</b>
5.1. Controlador de la microrred . . . . .	121
5.1.1. Control de la calidad de la energía . . . . .	123
5.2. Propuesta de controlador de la microrred . . . . .	125
5.2.1. Modo de operación 1 . . . . .	126
5.2.2. Modo de operación 2 . . . . .	137
5.2.3. Modo de operación 3 . . . . .	140
5.3. Conclusiones preliminares . . . . .	147
<b>6. Estudio de la calidad de la energía en la microrred</b>	<b>148</b>
6.1. Operación en modo de centro de carga . . . . .	153
6.2. Operación en modo 1 . . . . .	155
6.3. Operación en modo 2 . . . . .	164
6.4. Operación en modo 3 . . . . .	170
6.5. Conclusiones preliminares . . . . .	179



---

<b>7. Conclusiones y Recomendaciones</b>	<b>180</b>
7.1. Aportaciones . . . . .	182
7.2. Recomendaciones para trabajos futuros . . . . .	183
<b>A. Sintonización de los controladores de los inversores</b>	<b>184</b>
A.1. Sintonización del controlador del Inversor seguidor de red . . . . .	185
A.2. Sintonización del controlador del Inversor formador- seguidor de red	195
A.2.1. Modo formador de red . . . . .	197
A.2.2. Modo seguidor de red . . . . .	204
<b>B. Algoritmos</b>	<b>210</b>
B.1. Modelo de 1 diodo de la celda FV . . . . .	211
B.2. Algoritmo para obtener $R_s$ y $R_p$ . . . . .	213
B.3. Modelo de 2 diodos de la celda FV . . . . .	218
B.4. Algoritmo para obtener $A_1$ y $A_2$ . . . . .	220
B.5. Algoritmo de operación en modo abasto aislado . . . . .	225
B.6. Regulación de reactivos . . . . .	226
B.7. Detección de interrupciones en el suministro . . . . .	228
B.8. Disparo de carga . . . . .	231
<b>C. Microrred modelada en PLECS</b>	<b>233</b>
<b>D. Archivos de PLECS</b>	<b>241</b>

# ÍNDICE DE FIGURAS

---

2.1. Ejemplo de topología de microrred de AC. . . . .	18
2.2. Ejemplo de topología de microrred de DC . . . . .	19
2.3. Diagrama de la carga conectada en la microrred. . . . .	20
2.4. Corrientes de la carga conectada en la microrred. . . . .	22
2.5. Espectro armónico de la corriente de carga. . . . .	23
3.1. Curva típica I-V y P-V. . . . .	25
3.2. Modelo Básico de un módulo fotovoltaico. . . . .	26
3.3. Circuito equivalente de modelo de 1 diodo del módulo fotovoltaico. . .	30
3.4. Algoritmo para encontrar el valor de $R_s$ y $R_p$ . . . . .	33
3.5. Proceso iterativo para calculo de $R_s$ y $R_p$ . . . . .	35
3.6. Curva que corresponde con los valores de $R_s$ y $R_p$ estimados. . . . .	35
3.7. Comparación de los valores de $R_s$ y $R_p$ obtenidos con el algoritmo y los valores proporcionados por el fabricante. . . . .	36
3.8. Implementación del módulo fotovoltaico con el modelo de 1 diodo. . .	37
3.9. Diagrama a bloques para evaluar los resultados del modelo de 1 diodo.	37

3.10. Comparación de la curva I-V con los valores obtenidos con el algoritmo y los valores proporcionados por el fabricante. . . . .	38
3.11. Comparación y error de parámetros electricos de la celda con el modelo de 1 diodo. . . . .	39
3.12. Circuito equivalente de modelo de 2 diodos del MFV. . . . .	40
3.13. Diagrama de flujo del algoritmo para encontrar el valor de $A_1$ y $A_2$ . . .	44
3.14. Proceso iterativo para cálculo de $A_1$ y $A_2$ (modelo 2 diodos). . . . .	44
3.15. Curvas que corresponden con los valores de $A_1$ y $A_2$ estimados. . . .	45
3.16. Diagrama de la implementación del MFV con el modelo de 2 diodos. . .	45
3.17. Diagrama a bloques para evaluar los resultados del modelo de 2 diodos. .	46
3.18. Comparación de la curva I-V y P-V con los valores obtenidos con el algoritmo y los valores proporcionados por el fabricante. . . . .	47
3.19. Comparación y error de parámetros electricos de la celda con el modelo de 2 diodos. . . . .	48
3.20. Curva de potencia y la derivada de potencia con respecto a $V_{pv}$ . . . .	51
3.21. Intersección entre el $P_{max}$ , $I_{MPP}$ , $V_{MPP}$ y las curvas de las derivadas. .	54
3.22. Diagrama de flujo del algoritmo P&O. . . . .	58
3.23. Diagrama de bloques del MPPT. . . . .	60
3.24. Respuesta de voltaje y corriente del arreglo fotovoltaico con el MPPT propuesto. . . . .	63
3.25. $\Delta_P/\Delta_V$ durante la simulación del MPPT. . . . .	64
3.26. Curva P-V durante el seguimiento del punto de máxima potencia. . . .	65

---

4.1. Inversores presentes en la microrred a modelar. . . . .	68
4.2. Representación de inversor monofásico y trifásico conectados a una red de AC. . . . .	69
4.3. Equivalente de un inversor seguidor de red. . . . .	70
4.4. Diagrama de inversor seguidor de red trifásico. . . . .	71
4.5. Rizo de corriente a la salida del inductor. . . . .	72
4.6. Circuito equivalente del inversor seguidor de red con filtro RL en el dominio de la frecuencia. . . . .	73
4.7. Circuito equivalente simplificado del inversor seguidor de red con filtro RL en el dominio de la frecuencia. . . . .	74
4.8. Diagrama de control del inversor seguidor de red. . . . .	74
4.9. Diagrama de Bode del filtro RL con el controlador PI. . . . .	78
4.10. Diagrama de Bode de lazo cerrado del sistema RL. . . . .	79
4.11. Respuesta al escalón del lazo cerrado del circuito equivalente RL. . . . .	80
4.12. Corriente de referencia vs corriente a la salida inversor trifásico simulación 5A rms. . . . .	81
4.13. Transitorio de corriente durante cambio de operación. . . . .	82
4.14. Modelo propuesto de inversor seguidor de red monofásico. . . . .	84
4.15. Comparación y error de corriente entre el inversor monofásico y el modelo propuesto. . . . .	86
4.16. Comparación del transitorio de corriente durante cambio de operación. . . . .	86

---

4.17. Modelo simplificado propuesto de inversor seguidor de red trifásico. . .	89
4.18. Comparación y error de corriente entre el inversor trifásico y el modelo propuesto. . . . .	90
4.19. Comparación del transitorio de corriente durante cambio de operación para el inversor trifásico. . . . .	90
4.20. Equivalente ideal de un inversor formador de red. . . . .	92
4.21. Diagrama de inversor trifásico formador de red. . . . .	93
4.22. Circuito equivalente de filtro LCL en el dominio de la frecuencia. . . .	94
4.23. Circuito equivalente del filtro LC del inversor híbrido operando en modo formador de red. . . . .	95
4.24. Diagrama de control del inversor híbrido en modo formador de red. . .	96
4.25. Diagrama de bode de lazo abierto del filtro LC con controlador PI. . .	98
4.26. Diagrama de bode de lazo cerrado con controlador PI para filtro LC. . .	99
4.27. Respuesta al escalón con controlador PI para un filtro LC en lazo- cerrado. . . . .	100
4.28. Voltaje de referencia vs voltaje a la salida del inversor con cambio de carga. . . . .	102
4.29. Transitorio de tensión durante cambio de carga. . . . .	103
4.30. Voltaje y corriente de la carga durante la operación del inversor formador. . . . .	104
4.31. Equivalente de un inversor formador-seguidor de red. . . . .	105
4.32. Diagrama de control del inversor formador-seguidor de red en modo seguidor de red. . . . .	106

---

4.33. Diagrama de bode del lazo del filtro LCL con control en atraso. . . . .	108
4.34. Diagrama de bode de lazo cerrado con controlador PI para filtro LCL.	109
4.35. Respuesta al escalón con controlador PI para un filtro LCL. . . . .	109
4.36. Corriente de ref. vs corriente a la salida inductor trifásico seguidor de red con filtro LCL durante la simulación. . . . .	111
4.37. Transitorio de corriente durante el cambio de referencia del inductor híbrido en modo seguidor de red. . . . .	112
4.38. Diagrama de bloques del sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica. . . . .	114
4.39. Bloque de generación de corrientes de referencia. . . . .	114
4.40. Curva I-V de modulo trina solar de 500W. . . . .	115
4.41. Voltaje y corriente del arreglo fotovoltaico de 10 módulos de 500W en serie. . . . .	116
4.42. Corriente medida a la salida del inductor fotovoltaico. . . . .	117
4.43. Transitorio de corriente durante el cambio del irradiancia. . . . .	118
5.1. Diagrama de bloques de una microrred con un controlador central. . .	122
5.2. Microrred operando con inversores seguidores de red. . . . .	127
5.3. Simulación de inversores seguidores de red interconectados en la microrred a modelar. . . . .	128
5.4. Potencia activa, reactiva y aparente en la microrred con generación mayor a la carga. . . . .	129
5.5. Bloque para el cálculo de componentes simétricas instantáneas. . . . .	131

---

5.6. Diagrama de bloques utilizado para la compensación de reactivos y armónicos. . . . .	132
5.7. Bloque de separación de corrientes armónicas y reactivas. . . . .	132
5.8. Corrientes de compensación separadas en reactivas y armónicas. . . .	133
5.9. Diagrama de bloques del módulo de detección de interrupción. . . . .	134
5.10. Voltaje de la red, y voltajes RMS utilizados como entrada al algoritmo de detección de interrupción. . . . .	135
5.11. Diagrama de flujo del algoritmo para detección de voltaje por debajo del umbral mínimo por fase. . . . .	135
5.12. Señales de disparo del interruptor de interconexión y los voltajes durante una interrupción en el suministro con cambio de modo de operación. . . . .	137
5.13. Diagrama de flujo del algoritmo para el equilibrio energético de la microrred. . . . .	138
5.14. Simulación de operación en modo abasto aislado sin inyección de energía excedente a la red. . . . .	139
5.15. Voltajes durante el cambio de operación de seguidor a formador de red.	141
5.16. Corrientes y potencias durante la transición de modo interconectado a modo aislado. . . . .	142
5.17. Potencias en la microrred y potencia medida en las baterías durante simulación con déficit energético. . . . .	143
5.18. Potencias en la microrred y potencia medida en las baterías durante simulación con energía excedente. . . . .	144
5.19. Diagrama de flujo del algoritmo para disparo de carga. . . . .	145

---

5.20. Potencias de los inversores y la red durante el disparo de cargas. . . .	146
5.21. Corriente suministrada por los inversores operando en modo isla. . . .	147
6.1. Diagrama de la red industrial con compensación de factor de potencia.	154
6.2. Perfil del factor de potencia y THDi con y sin compensación reactiva.	155
6.3. Microrred industrial compuesta de generación fotovoltaica y compensación reactiva. . . . .	156
6.4. Potencias y corrientes durante la simulación del Modo 1. . . . .	157
6.5. Perfil del FP y THDi durante la simulación del Modo 1. . . . .	158
6.6. Evaluación del THDi de la simulación del Modo 1. . . . .	160
6.7. Potencias y corrientes en la microrred durante la simulación en Modo 1 con compensación propuesta. . . . .	161
6.8. Perfil del FP y THDi medido en el punto de interconexión de la microrred durante la simulación en Modo 1 con compensación propuesta.	162
6.9. Evaluación del THDi registrado en la simulación del Modo 1 con compensación reactiva y armónica activa. . . . .	163
6.10. Diagrama de la microrred modelada para la simulación en modo abasto aislado. . . . .	164
6.11. Potencias y corrientes durante la simulación de operación del Modo 2.	165
6.12. Perfil del FP y THDi durante la simulación del Modo 2. . . . .	166
6.13. Evaluación del THDi de la simulación del Modo 2. . . . .	167
6.14. Potencias con compensación activa en modo 2 (abasto aislado). . . .	169



---

6.15. Corrientes de los inversores y espectro armónico visto en el punto de interconexión durante la simulación del Modo 2. . . . .	170
6.16. Diagrama de red durante la operación en modo 3. . . . .	171
6.17. Potencias y corrientes medidas durante la simulación del modo 3. . .	172
6.18. Voltaje y espectro de frecuencias medido en las terminales de la carga de la microrred durante el modo 3. . . . .	172
6.19. Diagrama de la microrred durante la operación en modo aislado con compensación reactiva y armónica. . . . .	174
6.20. Diagrama del filtro pasa bajas trifásico. . . . .	174
6.21. Diagrama de bode del filtro pasa bajas. . . . .	175
6.22. Potencias y corrientes de la microrred operando en modo aislado con la integración del filtro pasa bajas. . . . .	176
6.23. Comparación de factor de potencia durante la simulación en modo isla con filtro pasa bajas. . . . .	177
6.24. Voltajes durante operación en modo isla con filtro pasa bajas. . . . .	177
6.25. Comparación del THDv y voltaje Rms de la microrred operando en modo aislado con la integración del filtro pasa bajas. . . . .	178
A.1. Circuito equivalente de la salida del inversor seguidor de red con filtro RL. . . . .	185
A.2. Diagrama de bode de lazo abierto del filtro RL . . . . .	188
A.3. Diagrama de bode de lazo abierto del filtro RL con ganancia $G_c$ . . .	189
A.4. Respuesta al escalón para diferentes valores de $Q$ . . . . .	190

---

A.5. Diagrama de bode de un control en atraso. . . . .	191
A.6. Diagrama de bode del filtro RL con la parte integral. . . . .	192
A.7. Diagrama de bode de lazo cerrado del sistema RL. . . . .	193
A.8. Respuesta al escalón del lazo cerrado RL. . . . .	194
A.9. Circuito equivalente de la salida modo formador de red con filtro LC. . . . .	197
A.10. Diagrama de bode del lazo del filtro LC. . . . .	199
A.11. Diagrama de bode del lazo con control en atraso del filtro LC. . . . .	200
A.12. Diagrama de bode del lazo del filtro LC con control en atraso. . . . .	201
A.13. Diagrama de bode de lazo cerrado con controlador PI para filtro LC. . . . .	202
A.14. Respuesta al escalón con controlador PI para un filtro LC. . . . .	203
A.15. Diagrama de bode del lazo del filtro LCL. . . . .	205
A.16. Diagrama de bode del lazo con control en atraso del filtro LCL. . . . .	206
A.17. Diagrama de bode del lazo del filtro LCL con control en atraso. . . . .	207
A.18. Diagrama de bode de lazo cerrado con controlador PI para filtro LCL. . . . .	208
A.19. Respuesta al escalón con controlador PI para un filtro LCL. . . . .	209
B.1. Diagrama en PLECS del módulo FV con el modelo de 1 diodo. . . . .	211
B.2. Parámetros para el modelo de 1 diodo. . . . .	211
B.3. Circuito equivalente del modelo de 1 diodo en PLECS. . . . .	212
B.4. Diagrama en PLECS del módulo FV con el modelo de 2 diodos. . . . .	218
B.5. Parámetros para el modelo de 2 diodos. . . . .	218

B.6. Circuito equivalente del modelo de 2 diodos en PLECS. . . . .	218
B.7. Diagrama en PLECs para la compensación de armónicos y reactivos por parte de los inversores. . . . .	226
B.8. Diagrama en PLECs para separa la componente armónica de la reactiva.	226
B.9. Diagrama en PLECs para el cálculo de la corriente de compensación.	227
B.10. Diagrama en PLECs del algoritmo de cambio de operación. . . . .	228
B.11. Diagrama en PLECs del algoritmo de disparo de carga. . . . .	231
C.1. Diagrama en PLECs del inversor trifásico. . . . .	235
C.2. Diagrama en PLECs del inversor fotovoltaico trifásico. . . . .	235
C.3. Diagrama en PLECs del MPPT propuesto. . . . .	236
C.4. Diagrama en PLECs del bloque del MPPT. . . . .	236
C.5. Diagrama en PLECs del filtro RL trifásico. . . . .	237
C.6. Diagrama de control en PLECs utilizado para el inversor conectado al sistema fotovoltaico. . . . .	237
C.7. Diagrama en PLECs del inversor trifásico conectado a las de baterías.	238
C.8. Diagrama en PLECs del filtro LCL trifásico. . . . .	238
C.9. Diagrama de control en PLECs utilizado para el inversor conectado al banco de baterías. . . . .	239
D.1. Carpeta con los archivos de simulación utilizados en la tesis. . . . .	242
D.2. Carpeta con los archivos de simulación utilizados en el capítulo 2. . .	242
D.3. Carpeta con los archivos de simulación utilizados en el capítulo 3. . .	243

---

D.4. Carpeta con los archivos de simulación utilizados en el capítulo 4. . .	243
D.5. Carpeta con los archivos de simulación utilizados en el capítulo 5. . .	243
D.6. Carpeta con los archivos de simulación utilizados en el capítulo 6. . .	244

# ÍNDICE DE TABLAS

---

2.1. Clasificación de la GD y ESS según el tipo de corriente. . . . .	17
2.2. Parámetros de la carga trifásica balanceada total conectada en la microrred. . . . .	21
3.1. Tipos de modelos de la celda fotovoltaica. . . . .	28
3.2. Especificaciones técnicas de módulos fotovoltaicos utilizados para realizar pruebas al algoritmo de 1 diodo. . . . .	34
3.3. Recorrido por la curva P-V de un sistema fotovoltaico. . . . .	52
3.4. Clasificación de los métodos de seguimiento del punto de máxima potencia [1]. . . . .	56
3.5. Valores de los parámetros eléctricos del módulo con el que se simuló el MPPT. . . . .	61
4.1. Parámetros de diseño del inversor seguidor de red. . . . .	76
4.2. Valores objetivos para la sintonización del controlador del inversor seguidor de red. . . . .	77
4.3. Valores obtenidos de la sintonización del inversor seguidor de red. . .	78

---

4.4. Valores de los parametros de la respuesta al escalón del filtro RL en modo seguidor de red. . . . .	80
4.5. Comparación de la respuesta transitoria del modelo propuesto con el modelo completo. . . . .	87
4.6. Parámetros de la simulación. . . . .	88
4.7. Comparación entre la duración de simulación (modelo monofásico). . .	88
4.8. Comparación de la respuesta transitoria del modelo propuesto con el modelo completo trifásico. . . . .	91
4.9. Comparación entre la duración de simulación (modelo trifásico). . . .	91
4.10. Parámetros de diseño del inversor trifásico conectado al banco de baterías . . . . .	97
4.11. Valores obtenidos de la sintonización del inversor híbrido en modo formador de red. . . . .	98
4.12. Valores de los parametros de la respuesta al escalón del filtro LCL en modo formador de red. . . . .	100
4.13. Valores obtenidos de la sintonización del inversor híbrido en modo seguidor de red. . . . .	108
4.14. Valores de los parametros de la respuesta al escalón del filtro LCL en modo seguidor de red. . . . .	110
6.1. Equipos de compensación de reactivos y mitigación de armónicos. . .	150
6.2. Valores de los parámetros de la carga conectada a la microrred. . . .	152
6.3. Valores de los parámetros del módulo fotovoltaico modelado. . . . .	152
6.4. Características de los inversores de la microrred. . . . .	153

---

6.5. Valores de los parámetros del banco de capacitores. . . . .	154
6.6. Evaluación de tensión para la simulación del Modo 1. . . . .	158
6.7. Evaluación de THD de voltaje para la simulación del Modo 1. . . . .	159
6.8. Evaluación del factor de potencia para la simulación del Modo 1. . . . .	159
6.9. Evaluación del %DATD para la simulación del Modo 1. . . . .	160
6.10. Evaluación del factor de potencia para la simulación con compensación reactiva y armónica del Modo 1. . . . .	162
6.11. Evaluación del %DATD registrado en la simulación del Modo 1 con compensación reactiva y armónica activa. . . . .	163
6.12. Evaluación del factor de potencia para la simulación de operación interconectada en modo abasto aislado. . . . .	167
6.13. Evaluación del %DATD para la simulación del Modo 2. . . . .	168
6.14. Evaluación del factor de potencia para la simulación con compensación en modo abasto aislado. . . . .	169
6.15. Evaluación de la distorsión armónica en el voltaje. . . . .	173
6.16. Características del filtro pasa bajas. . . . .	174
A.1. Parámetros de diseño del inversor seguidor de red. . . . .	186
A.2. Valores de los parametros de la respuesta al escalón del filtro RL en modo seguidor de red . . . . .	195
A.3. Parámetros de diseño del inversor trifásico conectado al banco de baterías . . . . .	196

---

A.4. Valores de los parametros de la respuesta al escalón del filtro LCL en modo formador de red. . . . .	203
A.5. Valores de los parametros de la respuesta al escalón del filtro LCL en modo formador de red. . . . .	209
B.1. Entradas y salidas del algoritmo del modelo de 1 diodo. . . . .	212
B.2. Entradas y salidas del algoritmo del modelo de 2 diodos. . . . .	220
B.3. Entradas y salidas del algoritmo de operación en modo abasto aislado	225
B.4. Entradas y salidas del algoritmo de generación de corrientes de referencia mediante componentes simétricas instantáneas . . . . .	228
B.5. Entradas y salidas del algoritmo para la detección de interrupciones en el suministro y cambio de operación . . . . .	230
B.6. Entradas y salidas del algoritmo para el disparo de carga . . . . .	232



# LISTA DE TÉRMINOS

---

---

<b>Abreviatura</b>	<b>Término</b>
<b>DER</b>	Distributed energy resources (Recursos energéticos distribuidos)
<b>ESS</b>	Energy storage system (Sistema de almacenamiento de energía)
<b>DC</b>	Direct current (Corriente directa)
<b>AC</b>	Alternating current (Corriente alterna)
<b>MPP</b>	Maximum power point (Punto de máxima potencia)
<b>MPPT</b>	Maximum power point tracker (Seguidor del punto de máxima potencia)
<b>PWM</b>	Pulse width modulation (Modulación por ancho de pulso)
<b>P&amp;O</b>	Disturb and observe (Perturba y observa)
<b>BT</b>	Baja Tensión
<b>MT</b>	Media Tensión
<b>GD</b>	Generación distribuida
<b>PCC</b>	Punto de conexión común
<b>IGBT</b>	Insulated-gate bipolar transistor (Transistor bipolar de puerta aislada)
<b>LVAC</b>	Low voltage alternating current grid (Red de corriente alterna de baja tensión)
<b>LVDC</b>	Low voltage direct current grid (Red de corriente continua de baja tensión)
<b>THD</b>	Total harmonic distortion (Distorsión armónica total)
<b>THDi</b>	Current total harmonic distortion (Distorsión armónica total de corriente)
<b>THDv</b>	Voltage total harmonic distortion (Distorsión armónica total de voltaje)
<b>STC</b>	Standard test conditions (Condiciones de prueba estándar)
<b>FV</b>	Fotovoltaica
<b>MFV</b>	Módulo fotovoltaico
<b>INC</b>	Incremental Conductance (Conductancia incremental)
<b>HC</b>	Hill climbing
<b>PID</b>	Proporcional-Integral-Derivativo

---

---

<b>Abreviatura</b>	<b>Término</b>
<b>PI</b>	Proporcional-Integral
<b>PLL</b>	Phase-locked loop (Bucle de fase bloqueada)
<b>RMS</b>	Root mean square (Valor eficaz)
<b>RNT</b>	Red nacional de transmisión
<b>RGD</b>	Red general de distribución
<b>MGCC</b>	Microgrid Central Controller (Controlador central de microrred)
<b>FP</b>	Factor de potencia
<b>CFE</b>	Comisión federal de electricidad
<b>DATD</b>	Distorsión armónica total de demanda
<b>SEA</b>	Sistemas eléctricos aislados

---

# AGRADECIMIENTOS

---

Quiero comenzar expresando mi profundo agradecimiento a mis padres y a mi esposa por estar siempre a mi lado, brindándome su apoyo constante en cada etapa de este camino.

A mi asesor de tesis, Dr. Miguel Francisco Escalante, le estoy enormemente agradecido por el tiempo dedicado y la paciencia que demostró durante todo el proceso. Sus enseñanzas han enriquecido mi experiencia académica, y cada conversación con él ha sido invaluable para mi desarrollo profesional y personal.

Quiero reconocer también a todos mis maestros, quienes con su dedicación y sabiduría han contribuido significativamente a mi formación.

Agradezco al M.C. Luis Enrique Camargo por motivarme y apoyarme para perseguir esta oportunidad de crecimiento académico.

No puedo dejar de mencionar mi gratitud al CONACYT por la beca que me ha permitido continuar con mis estudios. También agradezco a la Universidad Autónoma de Nuevo León (UANL) y a la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica (FIME) por facilitarme el acceso a sus instalaciones y recursos académicos durante este tiempo.

## CAPÍTULO 1

# INTRODUCCIÓN

---

Los sistemas eléctricos de potencia se están transformando para hacer frente a retos impuestos por la escasez de combustibles fósiles y los problemas de contaminación del medioambiente que de ellos se derivan. Entre las soluciones propuestas, se contempla el aprovechamiento de fuentes de energía renovable tales como la eólica y la fotovoltaica. Estas fuentes de energía suponen un menor impacto al medio ambiente, siendo consideradas como energías menos contaminantes. Por otra parte, la incorporación de estas fuentes de energía ha propiciado la evolución de los sistemas eléctricos de potencia. Una de estas evoluciones es el concepto de redes eléctricas inteligentes (smart grids) las cuales incorporan cierta inteligencia para monitorear, predecir y controlar el comportamiento de los consumidores de energía y la operación de la red eléctrica. Esta evolución trae nuevos retos, como lo es la alta penetración de recursos de generación distribuida (DER). Así, surge el concepto de microrredes (microgrids), como una respuesta a la integración de DERs en el sistema eléctrico [2]. Una microrred se compone de DERs y cargas locales, y puede operar interconectada con la red eléctrica o en forma aislada (modo de isla). Los DERs dentro de la microrred pueden ser de distinta naturaleza, por ejemplo, de tipo fotovoltaico, eólico, generadores síncronos accionados por motores de combustión interna o turbinas de gas, bancos de baterías, celdas de combustible, entre otros. Algunos de estos recursos, deben de ser conectados a la red a través

de convertidores estáticos de potencia. Además, el conjunto de los DERs deberá de ser controlado de tal forma que el sistema eléctrico cumpla con los índices de desempeño, estáticos y dinámicos, que aseguren la operación eficiente, segura y confiable del sistema.

Así, la complejidad del sistema requiere de metodologías de estudio y análisis que permitan enfocarse en aspectos específicos del sistema. Los métodos de estudio basados en modelos analíticos o circuitos equivalentes de los diferentes componentes del sistema son a menudo la forma más confiable de estudiar o de diseñar dichos sistemas. Por ello, se deben desarrollar modelos que capturan las propiedades más importantes para un estudio determinado, permitiendo la comprensión de complejos fenómenos a través de una simplificación del sistema, buscando preservar las variables y parámetros importantes para un objetivo de estudio determinado.

## 1.1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

En la actualidad las microrredes, especialmente aquellas basadas en generadores fotovoltaicos y almacenamiento en baterías representan una alternativa atractiva en la matriz energética, respondiendo a la demanda de sostenibilidad y eficiencia en la generación y distribución de energía. Sin embargo, la complejidad de estos sistemas plantean desafíos en términos de modelado y evaluación de su comportamiento bajo diferentes condiciones operativas.

A pesar de los avances en el modelado de componentes individuales, como generadores fotovoltaicos, baterías e inversores, la diversidad de enfoques y la ausencia de una metodología para la combinación de estos modelos impiden la creación de un sistema que permita estudiar y evaluar de manera efectiva el comportamiento de la microrred en escenarios operativos diversos.

Esta investigación se propone contribuir al modelado integral de una microrred mediante la selección y la integración de modelos existentes de los componentes clave.

Con ello se busca proporcionar un marco que permita una simulación detallada y precisa de la microrred en situaciones operativas prácticas.

La simulación de escenarios operativos específicos, como cambios de carga, conexiones de carga no lineales, operaciones tipo isla y operaciones interconectadas, constituye el núcleo del enfoque de la metodología que se presentará. La comprensión detallada de cómo la microrred responde a estos desafíos facilitará el diseño de estrategias de control robustas y eficientes, contribuyendo así a la mejora de la operación general de las microrredes en entornos dinámicos y cambiantes.

## 1.2 REVISIÓN BIBLIOGRÁFICA

En esta sección se presenta la revisión bibliográfica que aborda distintas metodologías empleadas en el modelado de elementos de microrredes. Se abordan los desafíos asociados con el modelado y control de los elementos de una microrred. La literatura destaca la necesidad de modelos integrales que abarquen generadores fotovoltaicos, baterías e inversores, siendo estos los elementos principales que se abordan en este trabajo.

### **Definición de microrred**

El concepto de microrred fué inicialmente introducido en "Microgrid distributed power generation" [3] en 2001, como un conjunto de microfuentes, sistemas de almacenamiento y cargas que se presenta a la red como una entidad única que puede responder a señales de un control central. A partir de entonces, el concepto se ha desarrollado y adaptado para abordar la integración confiable de Fuentes de Energía Distribuida (DER), incluyendo Sistemas de Almacenamiento de Energía (ESS) y cargas controlables.

Las definiciones fundamentales que sientan las bases para comprender las microrredes se encuentran en trabajos como el del Departamento de Energía de los

Estados Unidos (DOE) [4]. En este, se describe que la microrred actúa como una entidad única controlable con respecto a la red, capaz de operar tanto de modo interconectado como en isla. Otra definición relevante proviene de R.H. Lasseter [5], quien sugiere que, para las empresas de servicios públicos, la microrred puede considerarse como una célula controlada del sistema de potencia. Finalmente, la conceptualización de Nikos Hatziargyriou y otros [2] delimita la operación de la microrred a baja y media tensión. Cada definición destaca aspectos clave, como la capacidad de operar de manera interconectada o en isla, el papel de las cargas y fuentes de energía distribuida, y la importancia del control local.

Las características distintivas de las microrredes se detallan en [6], resaltando su singularidad, diversidad, capacidad de control, interactividad e independencia. Estas características proporcionan un marco sólido para entender la complejidad de las microrredes, destacando su papel en la mejora de la eficiencia y sostenibilidad del sistema energético.

La relevancia del modelado de microrredes, especialmente en aquellas basadas en corriente alterna se discute en [7]. Los modelos consideran la regulación de voltaje y frecuencia, el equilibrio de generación y demanda, y la calidad de energía. Por otra parte, las microrredes de corriente continua han ganado popularidad y la implementación de una red de distribución de baja tensión en corriente continua se discute en [8], destacando sus beneficios en eficiencia, calidad de energía y capacidad de integrar fuentes de energía renovable. Sin embargo, se reconocen desafíos, como la necesidad de una línea de distribución de CD dedicada y las dificultades en la protección del sistema de CD.

Por otra parte, el estudio comparativo entre microrredes de corriente alterna y corriente continua se aborda en [9], se proporciona información sobre la eficiencia de ambos sistemas. Se destaca la mayor eficiencia del sistema de distribución en corriente continua en condiciones de carga constante.

## **Modelado de la celda fotovoltaica**



En esta sección se abordan los enfoques utilizados para modelar el comportamiento de la celda fotovoltaica en diversas condiciones operativas. Se exploran varios modelos, destacando el Modelo de un solo diodo y el Modelo de dos diodos.

El modelo de un diodo se basa en el uso de un solo diodo para representar la corriente de la celda solar. Se destaca por su simplicidad y eficacia, proporcionando información crucial como corriente de cortocircuito y tensión de circuito abierto. Aunque es una elección común debido a su equilibrio entre simplicidad y precisión como se menciona en [10], se reconoce que el Modelo de dos diodos ofrece una representación más precisa de las características de la celda.

El modelo de dos diodos es una extensión del Modelo de un solo diodo, utiliza dos diodos para representar la corriente de la celda solar. A pesar de su complejidad adicional, es preferido para describir la respuesta de la celda a la iluminación de baja intensidad según [11]. Se destaca la importancia de este modelo en la literatura para proporcionar una representación más realista de las celdas fotovoltaicas. Aunque se basa en suposiciones que pueden no ser siempre válidas, se considera útil para evaluar el rendimiento de las celdas, especialmente con parámetros fácilmente obtenibles como se describe en [12].

Dentro de cada modelo de módulo fotovoltaico, se exploran distintas metodologías para calcular los valores de los parámetros, como la resistencia en paralelo ( $R_{sh}$  o  $R_p$ ), la resistencia en serie ( $R_s$ ) y el factor de idealidad del diodo ( $a$ ). La literatura revisada destaca la relevancia de obtener estos parámetros sin la necesidad de mediciones directas, utilizando información de hojas de datos del producto.

Así, se mencionan diversos enfoques para el modelado, incluyendo métodos numéricos como el método de Newton-Raphson y la bisección [13]. Además, se destaca un método que utiliza Simulink y Matlab para crear un modelo flexible de panel solar [14]. Este enfoque emplea técnicas iterativas simples para resolver

ecuaciones simultáneas no lineales y determinar los parámetros del circuito equivalente.

La literatura disponible aborda la importancia de la precisión al comparar modelos de un solo diodo y dos diodos. Se destaca que, a medida que la irradiación disminuye, el Modelo de dos diodos proporciona resultados más precisos, especialmente cerca del voltaje de circuito abierto como se menciona en [11]. En [15] se presenta un nuevo modelo simplificado de dos diodos que busca reducir la carga computacional y el tiempo de cálculo, manteniendo una precisión comparable a modelos más complejos.

### **Modelado del MPPT**

La revisión bibliográfica sobre el Seguidor del Punto de Máxima Potencia (MPPT) en sistemas fotovoltaicos destaca la importancia de implementar algoritmos eficientes para mejorar la eficiencia y vida útil de los módulos fotovoltaicos.

Al pasar los años se han desarrollado una diversidad de metodologías para obtener el punto de máxima potencia, es por esto que en

De los métodos convencionales destaca el método P&O (perturba y observa) como uno de los enfoques más utilizados y preferidos debido a su sencillez y a que el algoritmo no cambia si se conectan más módulos fotovoltaicos. Este método se basa en la medición de la corriente y voltaje del panel fotovoltaico, calcula la potencia real y realiza perturbaciones para encontrar el MPP (punto de máxima potencia). La determinación del MPP se alcanza cuando la derivada de la potencia con respecto al voltaje ( $dp/dv$ ) es igual a cero.

### **Modelado del inversor**

En esta sección, se aborda la literatura enfocada en el modelado y control de los inversores, componentes críticos en la operación de la microrred al fungir como

la interfaz entre las fuentes de generación y almacenamiento, y la red de corriente alterna (AC). El modelado de este elemento es una tarea multidisciplinar, la cual está bien documentada en diversas fuentes. En este sentido, se deben abordar aspectos tanto de la electrónica de potencia como del control del mismo. Se emplearon fuentes clave, destacando "Power Electronics" de M.H. Rashid [16], el cual ofrece una cobertura detallada de los principios y aplicaciones esenciales de la electrónica de potencia, incluyendo el diseño de inversores.

El control del inversor es fundamental para su buen funcionamiento. Para la sintonización de los controladores, se recurrió a "Fundamentals of Power Electronics" de D. Maksimović y R. W. Erickson (2001) [17]. Este recurso se consultó específicamente para obtener estrategias de sintonización de controladores, utilizando el análisis de diagramas de Bode para su diseño.

Además, se consultó "Power Quality Enhancement Using Custom Power Devices" de G. Ledwich (2002) [18] para diseñar los algoritmos relacionados con la generación de corrientes de compensación de referencia. Estas corrientes son esenciales para realizar la compensación de reactivos y la mitigación de armónicos. El libro aborda diversos métodos, como la generación de corrientes de referencia mediante la teoría P-Q, así como la generación de corrientes de compensación mediante el método de componentes simétricas instantáneas.

Estas fuentes bibliográficas proporcionan una comprensión integral del modelado y control de inversores, contribuyendo significativamente al entendimiento y aplicación de conceptos clave relacionados con inversores en el ámbito de la generación distribuida y las microrredes.

### 1.3 MOTIVACIÓN

La creciente popularidad de las microrredes, especialmente aquellas impulsadas por generación fotovoltaica y almacenamiento en baterías, están transformado

al sector energético. La viabilidad de operar estas microrredes en modo de abastecimiento aislado ha captado la atención del sector industrial, generando inversiones significativas en la implementación de sistemas energéticos más sostenibles y autónomos.

La motivación detrás de este trabajo de tesis radica en la necesidad de comprender y modelar de manera integral las microrredes, considerando la generación fotovoltaica y el almacenamiento en baterías. La adopción masiva de estas tecnologías demanda un conocimiento profundo de sus interacciones, así como de las estrategias de control y coordinación necesarias para asegurar su desempeño eficiente y confiable.

La microrred es un componente clave en la transición hacia sistemas energéticos más sostenibles. La posibilidad de operar en modo aislado destaca su importancia en situaciones donde la red principal puede enfrentar interrupciones o limitaciones. En este contexto, la tesis busca explorar y optimizar los modelos que describen la dinámica de las microrredes, considerando la variabilidad de la generación fotovoltaica y la gestión eficiente del almacenamiento en baterías.

La capacidad de simular escenarios operativos se convierte en un aspecto crucial para anticipar posibles desafíos y optimizar el diseño y operación de las microrredes. La tesis se propone como un instrumento para proporcionar herramientas de modelado que permitan la toma de decisiones, al simular y evaluar diversos escenarios, asegurando así una implementación robusta y eficaz de las microrredes.

## 1.4 OBJETIVOS

### 1.4.1 OBJETIVO GENERAL

Desarrollar un modelo y esquema de control de una microrred formada por generación fotovoltaica y almacenamiento de energía en baterías que permita estudiar el comportamiento del sistema ante diferentes escenarios operativos.

### 1.4.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Modelar los elementos de una microrred de CA formada por generadores fotovoltaicos y baterías como medio de almacenamiento de energía.
- Proponer un esquema de control central que monitoree y administre la microrred.
- Simular 4 escenarios operativos; cambio de carga, conexión de carga no lineal, operación tipo isla y operación interconectada.

## 1.5 HIPÓTESIS

El estudio, diseño y operación de una microrred requieren un control central que garantice su funcionamiento estable y eficiente. Para lograrlo, es fundamental emplear modelos analíticos o circuitos equivalentes de los componentes del sistema, permitiendo una representación simplificada. Esto es esencial para simular escenarios operativos, evaluar nuevas propuestas y abordar problemáticas, asegurando así la robustez de la microrred.

## 1.6 METODOLOGÍA

Para alcanzar el objetivo de la tesis, se aplicó la siguiente metodología:

### 1. Estudio Bibliográfico:

- Revisión de la literatura relacionada con el modelado de los principales elementos de una microrred de CA, con énfasis en sistemas que integran generadores fotovoltaicos y almacenamiento en baterías.

### 2. Definición del Sistema Base:

- Establecimiento de la estructura de la microrred, incluyendo la topología de conexión de los componentes.
- Definición de parámetros eléctricos clave, como potencias nominales, tensiones de operación, tipo de carga (resistiva, inductiva, capacitiva), y características de la carga crítica.
- Identificación de modos de operación, considerando escenarios de conexión a la red principal y operación aislada.

### 3. Modelado de Elementos del Sistema:

- Desarrollo de modelos para los generadores fotovoltaicos, MPPT e inversores.
- Integración de modelos en herramientas de simulación para evaluar la respuesta dinámica del sistema ante diferentes condiciones operativas.

### 4. Validación de Modelos:

- Comparación de resultados simulados con datos experimentales, cuando estén disponibles..

### 5. Propuesta y Desarrollo del Esquema de Control:

- Diseño de un esquema de control que optimice la operación de la microrred.
  - Implementación de estrategias de control para transiciones entre modos de operación y manejo de eventos no planificados.
6. Pruebas y Evaluación del Desempeño:
- Ejecución de pruebas en entornos simulados.
  - Evaluación del desempeño del sistema propuesto en términos de calidad de energía.
7. Escritura de tesis

## 1.7 ESTRUCTURA DE LA TESIS

La tesis está dividida en siete capítulos. El **Capítulo 1** constituye la introducción, donde se exponen la hipótesis y los objetivos de este trabajo.

En el **Capítulo 2**, se aborda el concepto de microrred, con los temas que incluyen la definición de microrred, sus características y funcionamiento, la arquitectura de una microrred, los diferentes tipos como las microrredes de AC y de DC, y un análisis del panorama actual de las microrredes. Además, se introduce el caso específico de la microrred a modelar.

En el **Capítulo 3** se profundiza en las celdas fotovoltaicas, desde su definición hasta su modelado. Se presentan distintos modelos, como el básico, de 1 y 2 diodos, con énfasis en elegir el más apropiado para aplicaciones específicas. Se estudia el punto de máxima potencia (MPPT) y sus técnicas, como el algoritmo de perturbar y observar (P&O). Además, se propone un MPPT particular, presentando resultados de la implementación.

En el **Capítulo 4** se abordan los inversores en diferentes configuraciones: seguidores de red, formadores de red e inversores con funcionalidad híbrida. Se

analiza la generación de las señales de control, diseño de inductores, capacitores y filtros para optimizar su rendimiento. Además, se llevan a cabo pruebas en diferentes modos de operación para validar su eficacia y desempeño.

El **Capítulo 5** se enfoca en implementar y controlar una microrred. Se describe la estructura de la microrred y cómo interactúa con diferentes cargas y tipos de inversores. Se explora su funcionamiento tanto conectado a la red como en situaciones aisladas. Se detalla el papel crucial del inversor formador de red. Además, se presenta el controlador de la microrred y se describen las pruebas realizadas para verificar su eficacia y funcionamiento adecuado.

En el **Capítulo 6** se presentan los resultados del análisis de la calidad de energía en microrredes interconectadas y aisladas. Se examinan los estándares aplicables y se detallan las soluciones propuestas para mejorar la calidad de energía en ambos tipos de sistemas. Este capítulo se enfoca en ofrecer conclusiones y soluciones para mejorar la calidad de la energía en microrredes.

En el **Capítulo 7**, se presentan las conclusiones generales y los trabajos a futuro que se podrían emprender a partir de este trabajo.

## 1.8 CONCLUSIONES PRELIMINARES

Las microrredes, especialmente aquellas que incorporan generadores fotovoltaicos y sistemas de almacenamiento emergen como una solución viable y sostenible dentro del sector energético actual. No obstante, su complejidad presenta desafíos significativos en términos de modelado y evaluación operativa.

Esta investigación destaca la importancia de desarrollar un modelo que combine adecuadamente los componentes clave de las microrredes, superando las limitaciones de los enfoques actuales que tratan los elementos de manera aislada. Al integrar y simular escenarios operativos diversos, como cambios de carga y operaciones en modo



---

isla, se pueden anticipar y abordar los desafíos operativos más comunes, optimizando así el diseño y la operación de las microrredes.

La capacidad de operar en modo aislado es particularmente relevante en situaciones donde la red principal puede enfrentar interrupciones, subrayando la importancia de una estrategia de control robusta y eficiente. La metodología propuesta en este estudio tiene el potencial de mejorar el rendimiento y la estabilidad de las microrredes, contribuyendo a un suministro energético más autónomo y sostenible.

## CAPÍTULO 2

# MICRORREDES

---

En este capítulo se analiza el concepto de microrredes, y sus características fundamentales. Se aborda la definición de microrredes, sus atributos y modos de funcionamiento, así como su arquitectura y tipologías, incluyendo microrredes de corriente alterna y corriente continua. Se introduce específicamente el caso de estudio de la microrred que será modelada en el presente trabajo.

## 2.1 INTRODUCCIÓN

Las pequeñas redes autónomas han sido fundamentales en áreas remotas durante años, donde conectarse con la red eléctrica nacional no era viable por razones técnicas o económicas. Inicialmente, dichos sistemas confiaban en tecnologías de generación de combustibles fósiles por su escalabilidad, costos y flexibilidad operativa. Sin embargo, con los avances tecnológicos se ha demostrado la viabilidad técnica y económica de energías limpias y renovables.

Además, la penetración de la generación distribuida en media y baja tensión ha ganado terreno como una opción para satisfacer la creciente demanda de energía eléctrica. Esta forma de generación, definida como la producción o almacenamiento de energía eléctrica a pequeña escala y cerca del centro de carga, ofrece mejoras

en la calidad y confiabilidad de la energía suministrada. Los recursos energéticos distribuidos, al ser utilizados activamente, promueven beneficios económicos, eficiencia energética, reducción de emisiones y garantizan la calidad del servicio.

Por lo tanto, las microrredes se han convertido en una solución popular y eficiente. No solo permiten una integración más efectiva de energías renovables, sino que también ofrecen flexibilidad, robustez y seguridad energética. Además, su implementación puede reducir la necesidad de infraestructuras de transmisión y distribución a gran escala.

## 2.2 DEFINICIÓN DE MICRORRED

El concepto de microrred tiene múltiples variaciones y ha sido definido por diferentes autores según su aplicación. El término se introdujo por primera vez en el artículo "Microgrid distributed power generation" [3] en 2001, como una solución para la integración confiable de DERs (recursos energéticos distribuidos), incluyendo sistemas de almacenamiento de energía (ESS) y cargas controlables. A continuación se muestran diferentes definiciones propuestas para el concepto de microrred.

- **Departamento de Energía de EE. UU. (DOE):** Un grupo de cargas y energía distribuida interconectada dentro de fronteras eléctricas claramente definidas que actúa como una única entidad controlable con respecto a la red. Una microrred puede conectarse y desconectarse de la red para permitirle operar en modo interconectado o isla [4].
- **R.H. Lasseter:** Un grupo de cargas y micro fuentes que funcionan como un único sistema controlable que proporciona energía y calor a su área local. Este concepto proporciona un nuevo paradigma para definir el funcionamiento de GD (generación distribuida). Para la empresa de servicios públicos, la Microrred puede ser considerado como una célula controlada del sistema de

potencia. Para el cliente la Microrred puede ser diseñada para satisfacer sus necesidades especiales; tales como, mejorar confiabilidad, reducir las pérdidas del alimentador, soportar voltajes locales, proporcionar una mayor eficiencia mediante el uso de calor residual, corrección de caídas de voltaje o suministro de energía ininterrumpida [5].

- **Nikos Hatziargyriou, Hiroshi Asano, Reza Iravani, and Chris Marnay:** Una microrred comprende un grupo de DERs de baja tensión (igual o menor a 1 kV) o media tensión (generalmente entre 1–69 kV) controlado localmente, que se comporta, desde la perspectiva de la red, como un único productor o carga. Una microrred opera de manera segura y eficiente dentro de su red de distribución local, pero también es capaz de operar en islas eléctricas cuando el suministro principal de la red o por temas técnicos se requiera [2].

En términos generales, una microrred se puede definir como un sistema eléctrico autónomo y adaptable que integra múltiples fuentes de generación distribuida, sistemas de almacenamiento de energía y tecnologías de control en una red localizada para alimentar sus cargas.

## 2.3 TIPOS DE MICRORREDES

Existen diferentes tipos de microrredes, cada una diseñada para satisfacer necesidades y objetivos específicos. Los tipos más comunes son las microrredes conectadas a la red principal y las microrredes aisladas o en modo isla, que a su vez pueden ser de corriente alterna (CA) o corriente directa (CD).

En la Tabla 2.1 se muestran ejemplos de generación distribuida y sistemas de almacenamiento de energía (ESS por sus siglas en inglés) según el tipo de corriente que producen.

TABLA 2.1: Clasificación de la GD y ESS según el tipo de corriente.

<b>Corriente Alterna</b>	<b>Corriente Directa</b>
Turbinas eólicas	Paneles fotovoltaicos
Hidroeléctricas de baja altura	Celdas de combustible
Biogás	Baterías
Mareomotriz	-
Undimotriz	
Generadores de combustible	

### 2.3.1 MICRORREDES DE AC

Las microrredes de corriente alterna (CA) son sistemas de distribución eléctrica donde componentes como fuentes de generación, almacenamiento y cargas se conectan en paralelo a través de un bus de corriente alterna a una red mallada o una del tipo radial como se muestra en la Fig. 2.1. En estas microrredes, las fuentes de energía pueden ser diversas, como paneles solares, turbinas eólicas o generadores diésel.

Las unidades de generación distribuidas de salida en AC como microturbinas y turbinas eólicas, se pueden conectar directamente al bus de AC y al sistema principal mediante convertidores de potencia AC/DC/AC, cuando la frecuencia de la micro fuente es distinta que la frecuencia de la red. Por otra parte, los generadores de combustión convencionales pueden conectarse directamente a la red de AC. Las cargas de AC se conectan directamente, mientras que las cargas de DC necesitan convertidores AC/DC para integrarse a la red de corriente alterna en baja tensión (LVAC por su siglas en ingles). Las unidades de GD que producen salida de DC pueden, a través de inversores, acoplarse con redes LVAC. Durante el funcionamiento normal, la microrred y la red principal están interconectadas, suministrando energía a las cargas. Si la demanda es menor que la generación, el excedente puede ser

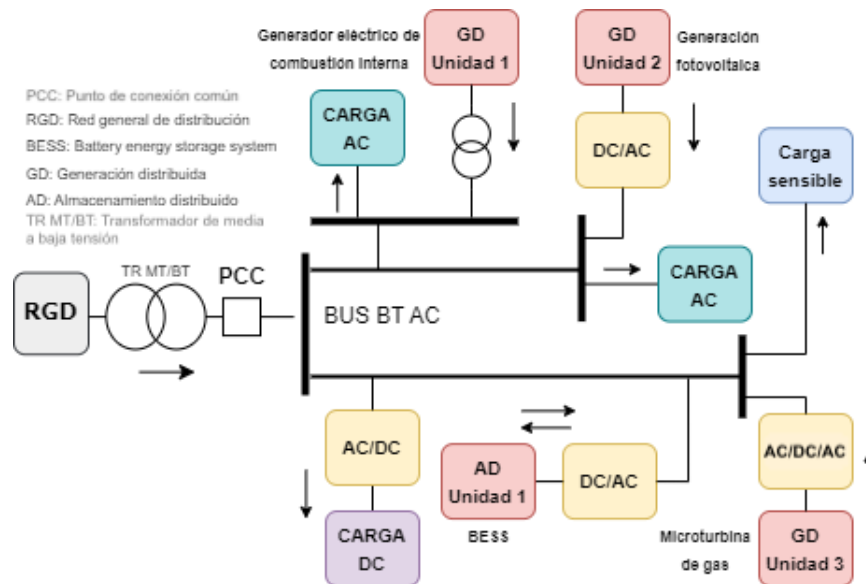


FIGURA 2.1: Ejemplo de topología de microrred de AC.

exportado. En caso de eventos que afecten la calidad de energía, la microrred puede operar en modo isla, desconectada de la red principal.

### 2.3.2 MICRORREDES DE DC

Las microrredes en corriente directa (DC) son sistemas de distribución energética donde los componentes, como fuentes de generación, almacenamiento y cargas, se conectan a través de un bus de corriente directa compartido, como se muestra en la Fig. 2.2.

Las fuentes de generación en microrredes de DC, como paneles solares o pilas de combustible y los sistemas de almacenamiento de energía como baterías se conectan al bus de corriente directa. El control y la gestión se llevan a cabo mediante convertidores bidireccionales que regulan el flujo de energía y se adaptan a diferentes tensiones y corrientes según las necesidades de las cargas. En la red de distribución de baja tensión en corriente directa (LVDC por sus siglas en inglés), las unidades de generación distribuida y los dispositivos de almacenamiento que producen corriente directa, tienen una conexión directa a la red LVDC cuando

estos operan al mismo voltaje que el del bus de CD, mientras que las unidades de generación en corriente alterna necesitan convertidores AC/DC para conectarse.

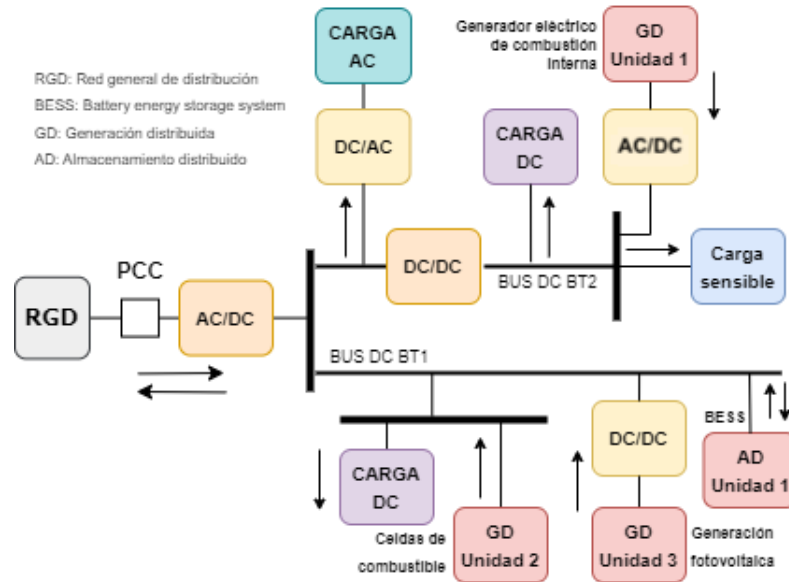


FIGURA 2.2: Ejemplo de topología de microrred de DC

## 2.4 MICRORRED A MODELAR

En este trabajo se considera una microrred de AC. Esta contempla una variedad de cargas, incorporando la compensación reactiva mediante un banco de capacitores, además de la generación de energía a partir de paneles solares con almacenamiento en baterías, tal como se ilustra en la Fig. 2.3.

La topología de la microrred se asemeja a una red radial, siendo la disposición más habitual en sistemas industriales. Este tipo de configuración generalmente implica una sola línea de entrada o conexión principal, conocida como acometida, desde la cual se desprenden ramificaciones hacia los distintos puntos de consumo o componentes de la red.

Las cargas conectadas son cargas lineales y cargas no-lineales. Las cargas lineales representan a los motores. Además, se considera la presencia de una carga no

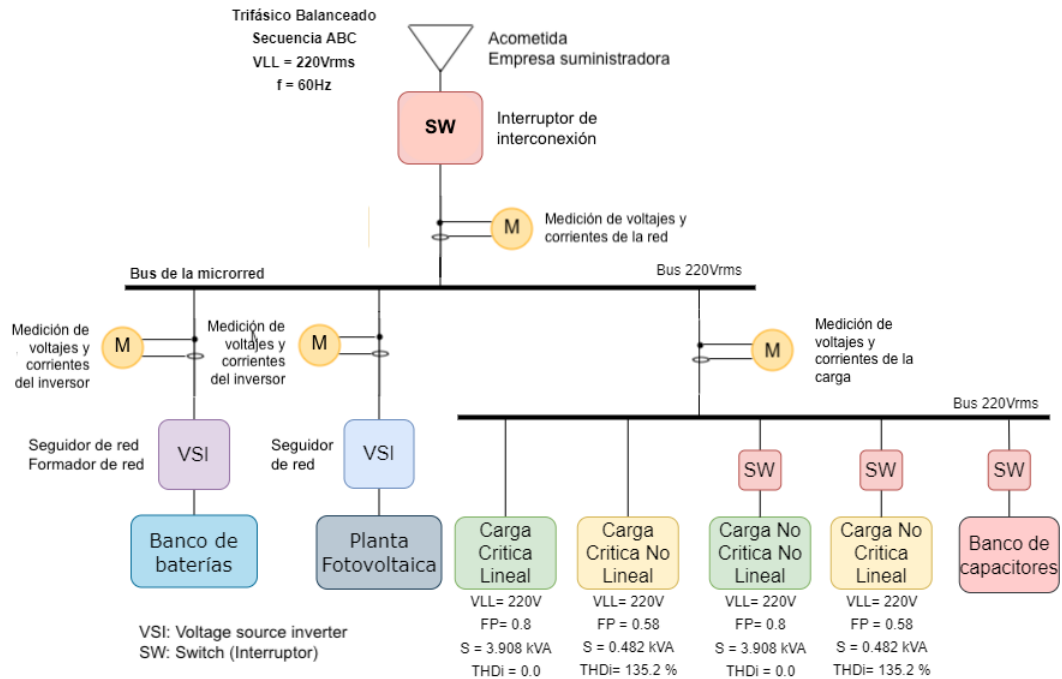


FIGURA 2.3: Diagrama de la carga conectada en la microrred.

lineal proveniente de sistemas de electrónica de potencia que generan distorsiones en las corrientes y voltajes, lo que puede afectar la calidad de la energía en la microrred.

En cuanto a la generación de energía, se utilizarán paneles fotovoltaicos. Además, se implementará un sistema de almacenamiento de energía mediante baterías, lo que permitirá aprovechar el exceso de energía generada durante períodos de baja demanda y suministrar energía adicional cuando sea necesario, mejorando así la estabilidad y la eficiencia de la microrred.

Para compensar la energía reactiva, se incluye un banco de capacitores. Esto permite que los convertidores de potencia de la microrred no tengan que entregar la totalidad de la energía reactiva a la carga. En [19] se muestra que la corriente nominal del inversor es una limitante cuando los inversores fotovoltaicos suministran energía reactiva para regular el voltaje en la red, esto debido a que se aplica una corriente adicional a los interruptores del inversor, lo que limita su capacidad de entrega de reactivos para el soporte de voltaje en la red. Otro factor es la ondulación en el voltaje del bus de DC causada por el suministro de potencia reactiva. La ondulación en el



bus de DC podría afectar la eficacia del MPPT. Por lo tanto, para un seguimiento preciso del MPP, la cantidad de potencia reactiva suministrada debe limitarse.

En la Tabla 2.2 se definen los valores de los parámetros eléctricos de la carga conectada en la microrred.

TABLA 2.2: Parámetros de la carga trifásica balanceada total conectada en la microrred.

<b>Carga total conectada en la microrred</b>					
Potencia Aparente (VA)	Potencia activa (W)	Potencia reactiva (VAr)	Factor de potencia total	Corriente total (A)	THDi (%)
8551.36	7201.90	4537.73	0.84	22.60	15.25
<b>Carga Lineal 1 (crítica)</b>					
3908.95	3127.16	2345.37	0.80	10.26	0.00
<b>Carga Lineal 2 (no crítica)</b>					
3908.95	3127.16	2345.37	0.80	10.26	0.00
<b>Carga No Lineal 1 (crítica)</b>					
482.25	473.79	-76.51	0.58	2.12	135.20
<b>Carga No Lineal 2 (no crítica)</b>					
482.25	473.79	-76.51	0.58	2.12	135.20

En la Tabla 2.2 se observa el total de la carga conectada en la microrred así como su repartición en 4 cargas; la carga no lineal y lineal 1 son cargas críticas que no deben ser interrumpidas y la carga no lineal y lineal 2 las cuales no son cargas críticas y si se requiere pueden ser desconectadas.

Se observa que utiliza una fuente trifásica con un voltaje de  $220 V_{rms}$  de línea a línea, a una frecuencia de 60 Hz. La carga conectada a la microrred cuenta con cargas críticas y no críticas, las cargas críticas se encuentran directamente conectadas a la

red, mientras que las cargas no críticas se encuentran conectadas mediante un switch o breaker que al entrar en estado de emergencia mediante una señal abre el circuito desconectando la carga.

En el esquema también se observa que existe una medición de los parámetros eléctricos de potencias, corriente, voltaje y THDi de la carga. En la Fig. 2.3 se observa que se mide toda la carga por lo que las mediciones abarcan todos los bloques conectados. También se mide la potencia que suministra la red, así como la corriente que inyectan los inversores. La corriente de la carga total de la microrred se observa en la Fig. 2.4 (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap2Carga*). Esta corriente es de  $22.60 A_{rms}$  y cuenta con un THDi del 15.89 %.

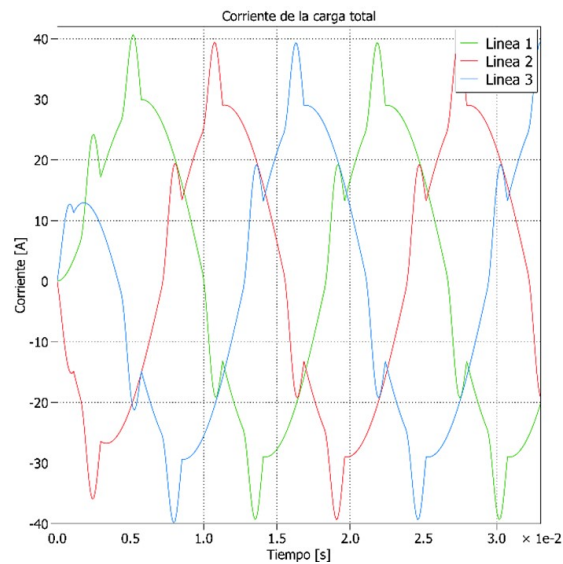


FIGURA 2.4: Corrientes de la carga conectada en la microrred.

En la Fig. 2.5 se muestra la gráfica del espectro armónico de las corrientes de la carga, mediante corrientes relativas a la fundamental. Se observa que las armónicas: 5, 7, 11 y 13 son las de mayor impacto en la forma de onda de la corriente.

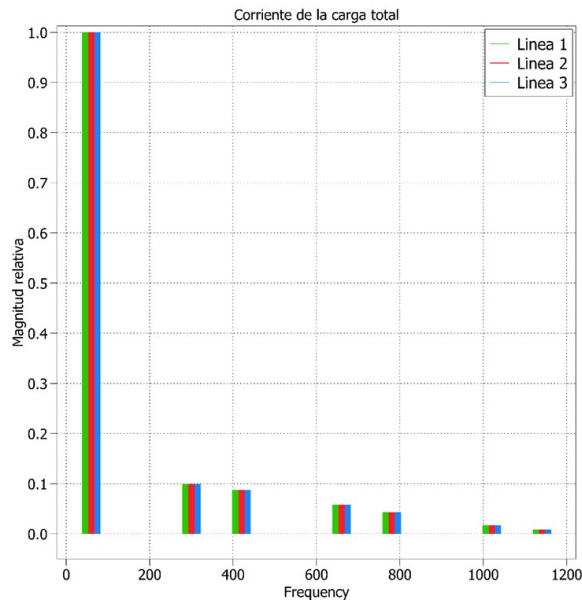


FIGURA 2.5: Espectro armónico de la corriente de carga.

## 2.5 CONCLUSIONES PRELIMINARES

Las microrredes de DC destacan por su eficiencia al eliminar el proceso de rectificación para alimentar cargas, reduciendo así significativamente las pérdidas energéticas. Sin embargo, debido a que la infraestructura eléctrica actual está mayormente adaptada para el uso de AC, se decidió modelar la microrred en esta configuración.

Este estudio se enfoca en modelar una microrred de AC con topología radial, reflejando las tendencias actuales en la integración de recursos energéticos distribuidos. El sector industrial y comercial lidera la adopción de microrredes, especialmente con la inclusión de sistemas de almacenamiento de energía en baterías (BESS). El modelado y la simulación de escenarios operativos permiten desarrollar estrategias que apoyen el funcionamiento integrado de la microrred con el entorno industrial o comercial, asegurando el cumplimiento de regulaciones y optimizando el rendimiento del sistema.

## CAPÍTULO 3

# MODELADO DEL MÓDULO FOTOVOLTAICO Y EL MPPT

---

Este capítulo aborda el modelado de la celda fotovoltaica, centrándonos en los modelos de 1 y 2 diodos. Así mismo, se analiza el modelo de 1 diodo por su simplicidad y razonable precisión, así como el modelo de 2 diodos, que ofrece una representación más completa. Además, se aborda el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT), y se propone un modelo de MPPT. Finalmente, se presentan los resultados de las simulaciones realizadas utilizando el software PLECS.

### 3.1 MODELADO DE LA CELDA

El modelo de un panel fotovoltaico describe el comportamiento eléctrico del módulo fotovoltaico en función de las condiciones climatológicas. Este modelo se utiliza para simular el rendimiento del módulo fotovoltaico y con esto poder diseñar y optimizar sistemas fotovoltaicos.

Existen distintos modelos para representar las celdas fotovoltaicas, los cuales buscan describir las características de la celda de acuerdo los datos proporcionados por los fabricantes.

Las curvas características de las celdas fotovoltaicas se observan en la Fig.3.1, estas son:

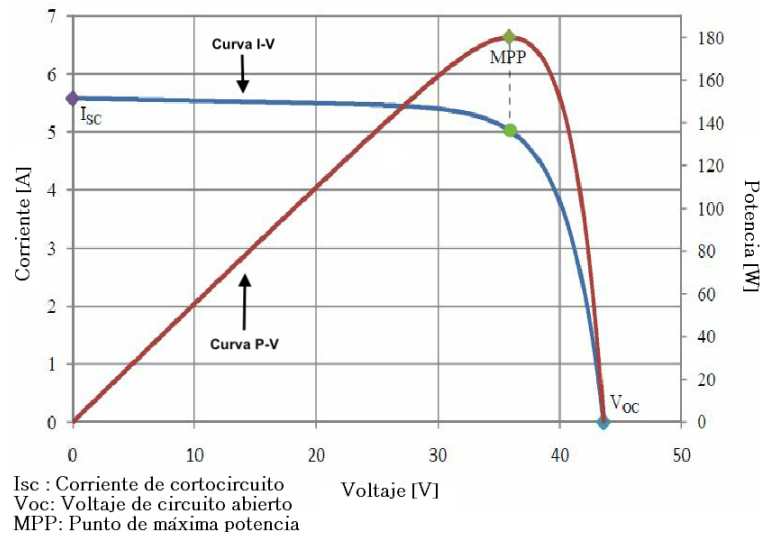


FIGURA 3.1: Curva típica I-V y P-V.

- Curva I-V: Esta curva representa la relación entre la corriente del módulo y su voltaje. Se aprecian los 3 escenarios de operación característicos del módulo fotovoltaico; Circuito abierto ( $I = 0, V = V_{max} = V_{oc}$ ), Cortocircuito ( $I = I_{max}, = I_{sc}$ )  $V = 0$ ) y el  $M_{pp}$  (punto de máxima potencia).
- Curva P-V: Esta curva representa la relación entre la potencia y el voltaje del módulo.

Los fabricantes suelen proporcionar datos sobre las características eléctricas y térmicas del módulo como;  $P_{max}$ : La potencia máxima del módulo,  $V_{mpp}$ : Voltaje de máxima potencia,  $I_{mpp}$ : Corriente de máxima potencia,  $V_{OC}$ : Voltaje de circuito abierto,  $I_{SC}$ : Corriente de cortocircuito,  $K_V$ : Coeficiente de temperatura de voltaje de circuito abierto y  $K_I$ : Coeficiente de temperatura de corriente de cortocircuito. Sin embargo; algunos parámetros necesarios para ajustar los modelos no se encuentran en las hojas de datos de los fabricantes. Entre los parámetros de interés para el modelado se encuentra la corriente fotovoltaica generada por la luz incidente, las resistencias en serie y en derivación, la constante de idealidad del diodo, la corriente

de saturación inversa del diodo y la energía de la banda prohibida del semiconductor. Así, con el fin de representar con precisión las curvas del módulo, se han desarrollado algoritmos que utilizan los datos proporcionados en la ficha técnica, para obtener información adicional y representar de manera más precisa las curvas especificadas por el fabricante. Los datos utilizados para el modelado del módulo son las del desempeño eléctrico bajo condiciones de prueba estándar (STC), los cuales son obtenidos bajo pruebas con una irradiancia de  $1000\text{W}/\text{m}^2$ , 1.5AM (Masa de aire) y una temperatura de  $25\text{ }^\circ\text{C}$ .

### 3.1.1 MODELADO BÁSICO DE LA CELDA FOTOVOLTAICA

El modelo de la celda fotovoltaica ideal es una representación teórica utilizada para analizar y comprender el comportamiento de una celda fotovoltaica en condiciones ideales. La Fig.3.2 muestra el circuito equivalente de la celda fotovoltaica ideal. Este se compone de una fuente de corriente en paralelo con un diodo. La corriente generada por la fuente es directamente proporcional a la intensidad de luz incidente sobre la celda (fotocorriente  $I_{PV}$ ). Durante la ausencia de luz, la celda solar no actúa como un dispositivo activo y funciona como un diodo. En esta condición, no se produce ni corriente ni voltaje. El diodo es el componente determinante de las características corriente-voltaje (I-V) de la celda según [11].

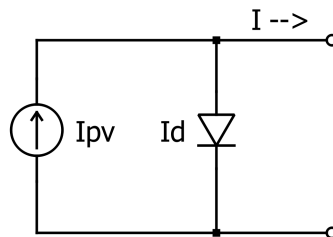


FIGURA 3.2: Modelo Básico de un módulo fotovoltaico.

La ecuación básica de la celda fotovoltaica se muestra en (3.1):

$$I = I_{pv} - I_0 \left[ e^{\left(\frac{qV}{akT}\right)} - 1 \right] \quad (3.1)$$

donde:

- $I_{pv}$  es la corriente generada por la luz incidente en el módulo (es directamente proporcional a la irradiación solar)
- $I_0$  es la corriente de saturación inversa o corriente de dispersión del diodo
- $q$  es la carga del electrón (1.602e-19 C)
- $k$  es la constante de boltzman (1.3806 e-23 J/K)
- $T$  (en Kelvin) es la temperatura de la unión p-n
- $a$  la constante de idealidad del diodo (por lo general ronda entre 1 y 1.5)

En la actualidad, existen varios enfoques para modelar la celda fotovoltaica. La Tabla 3.1 resume los tipos de modelos matemáticos más comunes que describen el comportamiento de la celda fotovoltaica y sus respectivas descripciones.

TABLA 3.1: Tipos de modelos de la celda fotovoltaica.

Modelo	Descripción
Modelo de un solo diodo	Utiliza un solo diodo para representar la corriente de la celda solar, incluye corriente de cortocircuito y tensión de circuito abierto.
Modelo de dos diodos	Similar al modelo de un solo diodo, pero usa dos diodos para representar la corriente solar, más preciso en condiciones de baja intensidad lumínica.
Modelo de celda equivalente	Emplea una red de componentes eléctricos (resistencias, capacitores e inductores) para describir el comportamiento de la celda bajo distintas condiciones.
Modelo de respuesta espectral	Se basa en la respuesta de la celda solar a diferentes longitudes de onda de la luz, útil para evaluar eficiencia en distintas condiciones de iluminación y diseño óptimo.

Los modelos que toman mayor relevancia para el modelado de la microrred se pueden resumir en:

- Modelos de 1 diodo
- Modelos de 2 diodos

Dentro de cada modelo de módulo fotovoltaico existen distintas metodologías para calcular los valores de los elementos que componen el modelo. Los valores por calcular más comunes entre los modelos son: la resistencia en paralelo ( $R_{sh}$  o  $R_p$ ), la resistencia en serie ( $R_s$ ) y el factor de idealidad del diodo ( $a$ ).



### 3.1.2 MODELO DE 1 DIODO

El modelo de 1 diodo es ampliamente utilizado ya que ofrece una representación simplificada pero precisa del comportamiento de una celda fotovoltaica. Este captura las características principales de la celda, como la relación entre la corriente y el voltaje. Además, su implementación requiere menos parámetros para su calibración, facilitando el análisis y la simulación de sistemas fotovoltaicos.

Para implementar el modelo de 1 diodo, se realizó el análisis del artículo [12]. El objetivo del método es ajustar la ecuación matemática I-V a los puntos notables experimentales de la curva I-V del arreglo práctico. El método obtiene los parámetros de la ecuación I-V utilizando la información nominal de la hoja de datos del módulo fotovoltaico. El método propuesto en [12] es eficaz y directo para ajustar la curva matemática I-V a los tres puntos notables ( $V, I$ ) sin necesidad de suponer o estimar ningún otro parámetro excepto la constante del diodo ( $a$ ). Otros autores han propuesto modelos de 1 diodo y métodos para estimar los parámetros del modelo, pero estos métodos siempre requieren ajustar visualmente la curva a los puntos I-V y/o extraer gráficamente la pendiente de la curva I-V en un punto dado y/o resolviendo y ajustando sucesivamente el modelo en un proceso de prueba y error.

Dado que, la ecuación básica de la celda ideal no representa la característica I-V para un caso práctico, es necesario realizar adaptaciones. Para lograr las características de operación se incluyeron parámetros adicionales y en el circuito equivalente ideal se agregaron resistencias:

- Resistencia en shunt o en paralelo: La resistencia en shunt ( $R_{sh}$  y  $R_p$ ) es una medida de la fuga de corriente de la célula fotovoltaica, lo que significa que es la resistencia eléctrica que se presenta en paralelo con la célula fotovoltaica.
- Resistencia en serie: La resistencia en serie ( $R_s$ ) es una medida de la pérdida de tensión que se produce en la célula solar debido a su propia resistencia

eléctrica.

El circuito equivalente del modelo de 1 diodo se muestra en la Fig. 3.3.

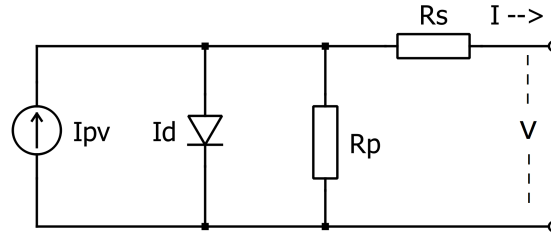


FIGURA 3.3: Circuito equivalente de modelo de 1 diodo del módulo fotovoltaico.

El circuito equivalente cuenta con una fuente de corriente, un diodo en paralelo, una resistencia en paralelo y una resistencia en serie. Aplicando la ley de corriente de Kirchhoff llegamos a (3.2) que describe el circuito equivalente mostrado en la Fig. 3.3.

$$I = I_{pv} - I_0 \left[ e^{\left(\frac{V+R_s I}{V_t a}\right)} - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (3.2)$$

Las siguientes variables no pueden ser medidas u obtenidas de la hoja de datos del fabricante del módulo fotovoltaico.

- $I_{PV}$  es la corriente fotovoltaica
- $I_0$  es la corriente de saturación del diodo
- $V_t$  es el voltaje térmico de un arreglo con  $N_s$  celdas conectadas en serie

Donde  $V_t$  se calcula como se muestra en la ecuación (3.3).

$$V_t = \frac{N_s k T}{q} \quad (3.3)$$

Si el módulo fotovoltaico está compuesto por celdas en paralelo es necesario multiplicar el número de celdas en paralelo por la corriente fotovoltaica ( $I_{PV}$ ) y la corriente de saturación ( $I_0$ ).

En (3.2) aparecen las variables de las resistencias las cuales representan la resistencia en serie y la resistencia en paralelo o shunt. Esta ecuación da origen a la curva característica I-V del módulo. Esta curva depende de las características internas del módulo ( $R_s$  y  $R_p$ ) y de características externas como la irradiación y la temperatura. La corriente  $I_{PV}$  sin la influencia de las resistencias conectadas en serie y paralelo es difícil de determinar ya que las fichas técnicas solamente informan el dato de la corriente de cortocircuito nominal  $I_{SC,n}$ . Es común que la corriente de la celda y la de cortocircuito sean consideradas similares ya que la resistencia en serie es muy pequeña lo que se traducen en que no hay oposición a la corriente y la resistencia en paralelo es muy grande lo que evita que una cantidad considerable de corriente circule por ella. La corriente de la celda se ve afectada linealmente por la irradiación solar y la temperatura como se muestra en (3.4):

$$I_{pv} = (I_{pv,n} + K_I \Delta T) \frac{G}{G_n} \quad (3.4)$$

donde:

- $I_{PV,n}$ . es la corriente de cortocircuito en condiciones estándar
- $\Delta T$ . es  $T - T_n$ . ( $T_n$ . siendo la temperatura nominal de la celda)
- $G$ . es la irradiación en la superficie del modulo
- $G_n$ . es la irradiación nominal del modulo

La corriente de saturación del diodo depende directamente de la temperatura

de la celda, por lo que se puede representar incluyendo los coeficientes de temperatura de voltaje ( $K_V$ ) y de corriente ( $K_I$ ), como se muestra en (3.5).

$$I_0 = I_{sc,n} + K_I \Delta T \exp \left( \frac{V_{oc,n} + K_V \Delta T}{V_t} - 1 \right) \quad (3.5)$$

Para ajustar el modelo matemático a las curvas proporcionadas por el fabricante las cuales fueron calculadas experimentalmente, es necesario realizar un proceso iterativo en el cual se calcule la resistencia en serie y la resistencia en paralelo. Este método consiste en ajustar la curva  $P - V$  obtenida con el modelo, buscando que el  $MPP$  calculado alcance el valor que el fabricante proporciona. Para poder calcular  $R_s$  y  $R_p$  es necesario igualar la  $P_{MAX,M}$  del modelo con la  $P_{MAX,e}$  experimental y resolviendo para  $R_p$  como se muestra en (3.6).

$$R_p = \frac{V_{mp}(V_{mp} + I_{mp}R_s)}{\left\{ V_{mp}I_{pv} - V_{mp}I_0 \exp \left[ \frac{(V_{mp} + I_{mp}R_s) \frac{q}{kT}}{N_s a} \right] + V_{mp}I_0 - P_{max.e} \right\}} \quad (3.6)$$

Con esta ecuación nos aseguramos de que para cada valor de  $R_s$  exista un valor de  $R_p$ , lo que hace que el pico de la curva de potencia coincida con la curva experimental del fabricante. Esto requiere de varias iteraciones hasta que las potencias sean iguales.

Para el proceso iterativo es necesario que  $R_s$  sea aumentada lentamente comenzando con  $R_s = 0$ . Cada iteración actualiza  $R_s$  y  $R_p$ , para obtener la mejor solución que el modelo puede entregar es necesario agregar (3.7).

$$I_{pv,n} = \frac{R_p + R_s}{R_p} I_{sc,n} \quad (3.7)$$

Con esta ecuación podemos usar las resistencias para determinar la diferencia entre  $I_{pv}$  y  $I_{sc}$ , anteriormente se consideraban iguales para facilitar los cálculos.

Los valores de  $R_s$  y  $R_p$  son inicialmente desconocidos, pero mientras la solución

del algoritmo se va refinando mediante el proceso iterativo los valores de  $R_s$  y  $R_p$  tienden a una solución mas precisa y pueden ser utilizados para determinar la corriente de la celda  $I_{pv}$ . Las suposiciones iniciales para los valores de  $R_s$  y  $R_p$  son necesarias ya que el algoritmo necesita un punto de partida. El valor inicial de  $R_s$  puede ser cero, el valor inicial de  $R_p$  puede estar dado por (3.8).

$$R_{p,\min} = \frac{V_{mp}}{I_{sc,n} - I_{mp}} - \frac{V_{oc,n} - V_{mp}}{I_{mp}} \quad (3.8)$$

El diagrama de flujo del algoritmo utilizado para el cálculo de los parametros del modelo de 1 diodo se muestra en la Fig. 3.4 (para visualizar la implementación del algoritmo en código revisar el apéndice B.2).

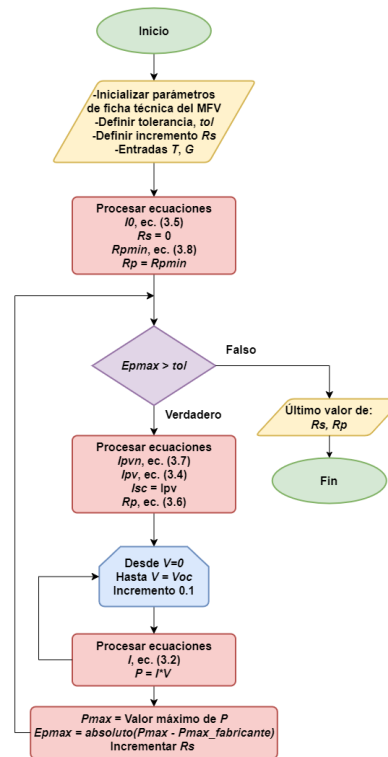


FIGURA 3.4: Algoritmo para encontrar el valor de  $R_s$  y  $R_p$ .

Este algoritmo se corre fuera de línea para obtener los valores de  $R_s$  y  $R_p$  los cuales introduciremos en el modelo de 1 diodo para simular la celda fotovoltaica.

El algoritmo se probó con las especificaciones mostradas en la Tabla 3.2 de

módulos fotovoltaicos de la marca trina solar.

TABLA 3.2: Especificaciones técnicas de módulos fotovoltaicos utilizados para realizar pruebas al algoritmo de 1 diodo.

Especificaciones	TSM-500DE18M(II)	TSM-505DE18M(II)	TSM-510DE18M(II)
Potencia máxima ( $P_{max}$ )	500.3W	505.3W	510.19W
Voltaje de máxima potencia ( $V_{mp}$ )	42.8V	43.0V	43.2V
Corriente de máxima potencia ( $I_{mp}$ )	11.69A	11.75A	11.810A
Voltaje de circuito abierto ( $V_{oc}$ )	51.7V	51.9V	52.1V
Corriente de cortocircuito ( $I_{sc}$ )	12.28A	12.35A	12.42A
Coeficiente de temperatura de voltaje ( $K_v$ )	-145 mV/°C	-146 mV/°C	-130.2 mV/°C
Coeficiente de temperatura de corriente ( $K_i$ )	4.9 mA/°C	4.9 mA/°C	4.94 mA/°C

En la Fig.3.5a y Fig.3.5b se observan las curvas de cada iteración del algoritmo para el cálculo de  $R_s$  y  $R_p$ . Se observa la búsqueda que realiza el algoritmo para tener una curva que coincida con los valores de la curva  $P - V$  y la curva  $I - V$  que el fabricante obtiene experimentalmente. Para llevar a cabo el algoritmo se utilizaron los siguientes criterios:

- Incremento de Resistencia en serie: 0.001 ohm
- Incremento de voltaje: 0.1 V
- Inicializar el error de potencia a un valor mayor a la tolerancia,  $epmax$ : 1

- Tolerancia ( $tol$ ): 0.01

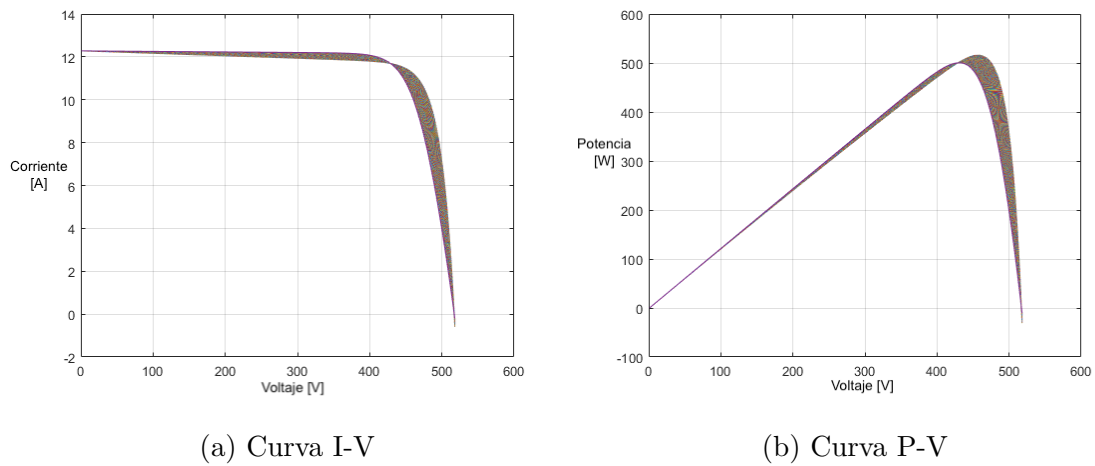


FIGURA 3.5: Proceso iterativo para calculo de  $R_s$  y  $R_p$ .

Al momento de correr el algoritmo para el modelo TSM-500DE18M(II), se obtienen las gráficas de la Fig. 3.6a y 3.6b, estas son similares a las curvas proporcionadas por el fabricante del módulo fotovoltaico simulado.

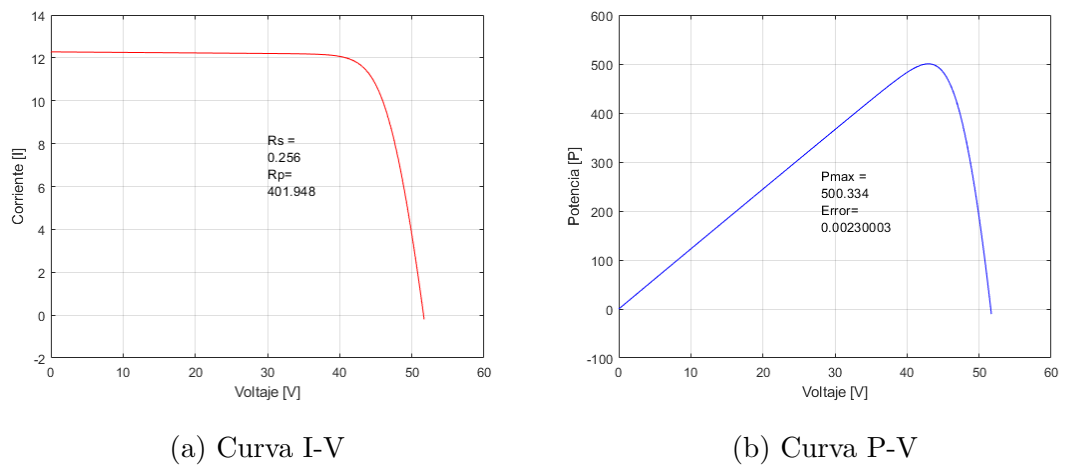
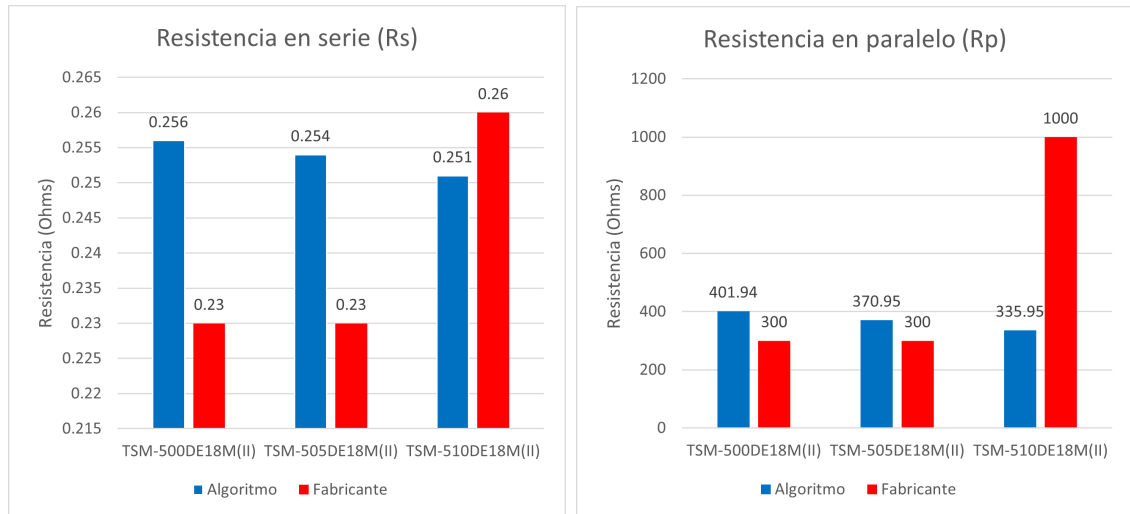


FIGURA 3.6: Curva que corresponde con los valores de  $R_s$  y  $R_p$  estimados.

Es necesario comparar los datos obtenidos por el algoritmo y los datos que el fabricante proporcionó de sus modelos. Para hacer esto el fabricante nos proporcionó unas fichas técnicas de uso interno, en donde muestra los valores de  $R_s$ ,  $R_p$  y la constante de idealidad del diodo (a) obtenidos experimentalmente. En la Fig. 3.7a

y 3.7b se muestran los valores de resistencias obtenidos y los proporcionados por el fabricante.



(a) Comparación 3 módulos FV  $R_s$

(b) Comparación 3 módulos FV  $R_p$

FIGURA 3.7: Comparación de los valores de  $R_s$  y  $R_p$  obtenidos con el algoritmo y los valores proporcionados por el fabricante.

Para realizar las pruebas de comparación de las curvas se utilizó el software de PLECS, en donde se realizó el modelado del módulo fotovoltaico mediante el modelo de 1 diodo. En la Fig. 3.8 se muestra la implementación del modelo fotovoltaico de un diodo (para mayores detalles de la implementación en PLECS revisar el apéndice B.1). El modelo recibe como entrada la irradiación y la temperatura del módulo, estas variables ingresan a un C-script en donde se desarrollan las ecuaciones del modelo fotovoltaico de 1 diodo, es importante recordar que en la ecuación de la corriente se encuentran presentes los términos de la corriente y el voltaje de salida del módulo, teniendo que retroalimentar con las mediciones de corriente y tensión el bloque de C-script.



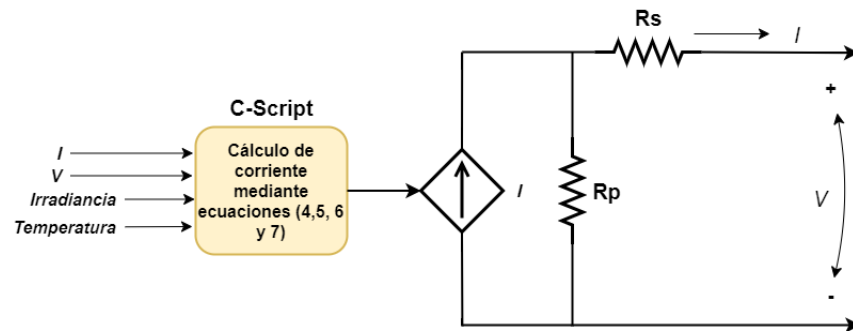


FIGURA 3.8: Implementación del módulo fotovoltaico con el modelo de 1 diodo.

El diagrama de la Fig. 3.9 fué utilizado para comparar las gráficas de los distintos módulos utilizando los valores entregados por el algoritmo y los valores del fabricante.

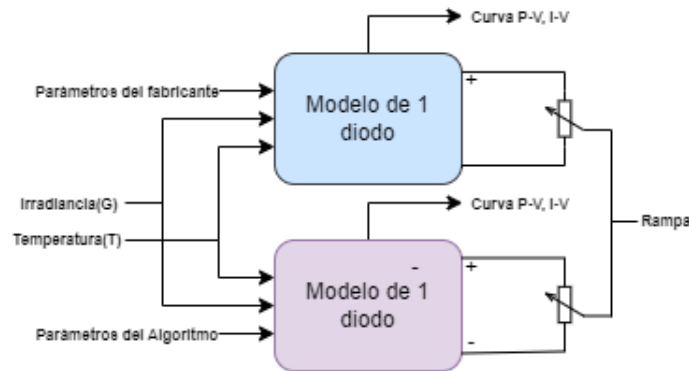


FIGURA 3.9: Diagrama a bloques para evaluar los resultados del modelo de 1 diodo.

En la Fig. 3.10a se observa la comparación de la curva I-V mediante el modelo de 1 diodo de la celda, utilizando los valores del fabricante (verde) y los valores obtenidos mediante el algoritmo (rojo)(el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap3\_CompMFV*). En la fig. 3.10b se observa la comparación de la curva P-V utilizando los valores del fabricante (verde) y los valores obtenidos mediante el algoritmo (rojo).

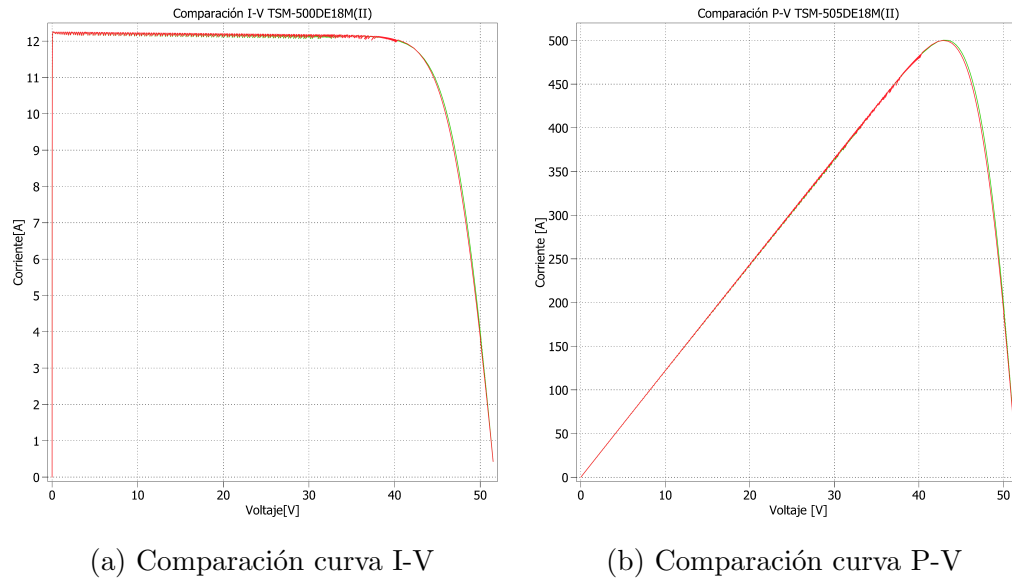
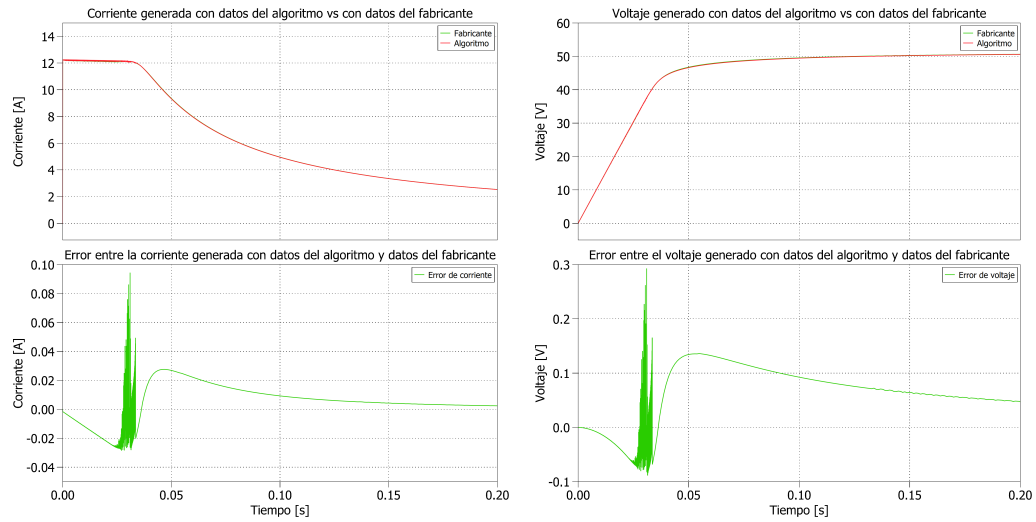


FIGURA 3.10: Comparación de la curva I-V con los valores obtenidos con el algoritmo y los valores proporcionados por el fabricante.

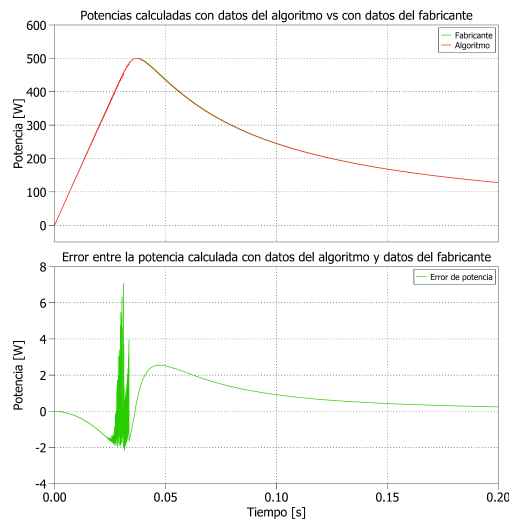
Las curvas obtenidas mediante los datos del algoritmo son similares a las curvas que tienen los datos del fabricante. Para cuantificar la similitud se graficó el error que existe en voltaje, corriente y potencia. En la Fig. 3.11a se observa el error de corriente que existe entre las dos curvas. En la gráfica de error se muestra un error máximo de corriente de 0.94A debido a detalles del programa de simulación que presenta un ruido, dejando eso a un lado el error máximo ocurre en la rodilla de la curva con 0.27A para el módulo TSM-500DE18M(II).

En la Fig. 3.11b se observa el error de voltaje que existe entre las dos curvas de voltaje del módulo fotovoltaico. En la gráfica de error se muestra un error máximo de voltaje de 0.23V debido al ruido, dejando eso a un lado el error máximo ocurre en la rodilla de la curva con 0.13V.

En la Fig. 3.11c se observa el error de potencia que existe entre las dos curvas de potencias del módulo fotovoltaico. En la gráfica de error se muestra un error máximo de potencia de 7.06W debido a un ruido presente en la simulación, dejando eso a un lado el error máximo ocurre al bajar la cresta de la curva con 2.54W para el módulo TSM-500DE18M(II).



(a) Comparación y error de corriente del algoritmo de 1 diodo y los valores del fabricante  
 (b) Comparación y error de voltaje del algoritmo de 1 diodo y los valores del fabricante



(c) Comparación y error de potencia del algoritmo de 1 diodo y los valores del fabricante

FIGURA 3.11: Comparación y error de parámetros electricos de la celda con el modelo de 1 diodo.

### 3.1.3 MODELO DE 2 DIODOS

El modelo de dos diodos se basa en que la corriente que fluye a través de una celda fotovoltaica puede descomponerse en dos componentes principales: una

corriente fotogenerada, que es proporcional a la luz solar incidente, y una corriente de diodo, que es generada por la polarización de la unión p-n de la celda. Estos dos componentes se representan mediante dos diodos ideales conectados en paralelo, donde cada diodo representa una fuente de corriente dependiente.

Para modelar la celda mediante el modelo de 2 diodos se utilizó el método presentado en [11], en el cual se ha realizado una simplificación adicional del modelo de dos diodos presentado en [15] con el objetivo de reducir tanto el tiempo de cálculo como la complejidad. En esta versión, se han despreciado las resistencias en serie y en paralelo, lo que ha permitido basar las ecuaciones únicamente en dos diodos. Como resultado, la relación entre la corriente y el voltaje se expresa mediante una función  $I = f(V)$ .

El circuito equivalente del modelo de dos diodos de la celda fotovoltaica se muestra en la Fig. 3.12.

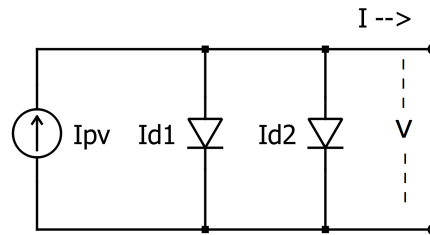


FIGURA 3.12: Circuito equivalente de modelo de 2 diodos del MFV.

Se observa que el modelo cuenta con una fuente de corriente y dos diodos en paralelo. La característica  $I - V$  del modelo de dos diodos presentado puede expresarse con (3.9) obtenida al aplicar la ley de corrientes de Kirchhoff al circuito equivalente de la fig. 3.12.

$$I = I_{pv} - I_{01} \left[ \exp \left( \frac{q(V + IR_s)}{N_s K T A_1} \right) - 1 \right] - I_{02} \left[ \exp \left( \frac{q(V + IR_s)}{N_s K T A_2} \right) - 1 \right] \quad (3.9)$$

donde:

- $q$ : es la carga del electrón ( $1.6 \times 10^{-19}$  C)
- $K$ : es la constante de Boltzmann ( $1.38 \times 10^{-23}$  Nm/K)
- $T$ : Temperatura del modulo en kelvin
- $I_{01}$ : corriente de saturación inversa del diodo 1
- $I_{02}$ : corriente de saturación inversa del diodo 2
- $A_1$ : constante de idealidad del diodo 1
- $A_2$ : constante de idealidad del diodo 2
- $I_{pv}$ : corriente fotogenerada del módulo en amperes
- $N_s$ : número de celdas conectadas en serie
- $I$ : corriente del módulo en amperes

De la ecuación (3.9) los parámetros a ser encontrados son  $I_{pv}$ ,  $I_{01}$ ,  $I_{02}$ ,  $A_1$  y  $A_2$  respectivamente.  $I_{02}$  se encuentra una vez encontrada  $I_{01}$ , por lo que los parámetros desconocidos se reducen a cuatro;  $I_{pv}$ ,  $I_{01}$ ,  $A_1$  y  $A_2$ . Estos parámetros se encuentran en base a la ficha técnica del fabricante del módulo fotovoltaico.

La corriente fotovoltaica ( $I_{pv}$ ) se puede calcular en función de la corriente de cortocircuito ( $I_{sc}$ ) en condiciones de prueba estándar (STC), sin embargo, es importante tener en cuenta la variación de la temperatura y la irradiación en la ecuación ya que se ha observado que la corriente fotovoltaica ( $I_{pv}$ ) presenta una relación lineal con la irradiación (G) y la corriente de cortocircuito ( $I_{sc}$ ). Por lo tanto, la expresión de la corriente fotovoltaica ( $I_{pv}$ ) se puede representar como se muestra en (3.10).

$$I_{pv} = (I_{sc} + K_I \Delta T) \frac{G}{G_n}. \quad (3.10)$$

donde:

- $I_{sc}$ : es la corriente de cortocircuito STC
- $dT$ : es  $T-T_n$  ( $T_n$  siendo la temperatura nominal de la celda)
- $G$ : es la irradiación en la superficie del modulo
- $G_n$ : es la irradiación nominal del modulo

La ecuación (3.11) es utilizada para calcular la corriente de saturación.

$$I_{01} = \frac{I_{sc} + K_I \Delta T}{\exp\left(V_{OC} + K_V \Delta T \frac{q}{N_s K T A_1}\right)} - 1 \quad (3.11)$$

donde:

- $K_v$ : es el coeficiente de temperatura del voltaje
- $V_{oc}$ : Voltaje de circuito abierto

En [15] se menciona que en general la magnitud de  $I_{02}$  es de 3 a 4 veces mayor a la de  $I_{01}$ , y se puede expresar como se muestra en (3.12).

$$I_{02} = \left(\frac{T^{2/5}}{3.77}\right) I_{01} \quad (3.12)$$

Para encontrar los valores de  $A_1$  y  $A_2$  es necesario recurrir a un método iterativo, en el cual se consideran dos condiciones para su aplicación.

1. Condición de circuito abierto con  $V_{oc}$
2. Condición de máxima potencia con  $V_m$  y  $I_m$

Para la condición de circuito abierto el voltaje  $V$  es igual al de cortocircuito  $V_{oc}$  ( $V=V_{oc}$ ) dando como resultado que la corriente sea cero ( $I=I_{oc}=0$ ), como se observa en (3.13).

$$0 = \left| I_{pv} - I_{01} \left[ \exp \left( \frac{qV_{OC}}{N_s K T A_1} \right) - 1 \right] - I_{02} \left[ \exp \left( \frac{qV_{OC}}{N_s K T A_2} \right) - 1 \right] \right| \quad (3.13)$$

Cuando esta simplificación se realiza es posible expresar la constante de idealidad del diodo  $A_2$  en términos de  $A_1$ , como se muestra en (3.14).

$$A_2 = \frac{qV_{OC}}{N_s T K \ln \left( \frac{I_{pv} - I_{01} \left( \exp \left( \frac{qV_{OC}}{N_s T K A_1} \right) - 1 \right)}{I_{02}} + 1 \right)} \quad (3.14)$$

La estimación de los coeficientes de idealidad del diodo  $A_1$  y  $A_2$  está basada en un algoritmo iterativo de comparación. Este algoritmo busca igualar la curva  $I - V$  del módulo obteniendo valores de corriente hasta que esta sea la corriente de máxima potencia ( $I_{mpp}$ ). Se utilizan incrementos de  $A_1$  y  $A_2$  para ir acercando la corriente  $I$  a la corriente de máxima potencia que se encuentra en la ficha técnica del módulo proporcionada por el fabricante. Cuando el valor de corriente coincide, los últimos valores de  $A_1$  y  $A_2$  son los que se utilizarán en el modelo de 2 diodos. En la Fig. 3.13 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo para la estimación de  $A_1$  y  $A_2$  (para visualizar la implementación del algoritmo en código revisar el apéndice B.4).

Este algoritmo se corre fuera de línea para obtener los valores de  $A_1$  y  $A_2$  que se introducen en el modelo de 2 diodos en el software de simulación. Los módulos que se utilizaron para realizar esta prueba son los mismos que se utilizaron para el modelo de 1 diodo (ver tabla 3.2).

En la Fig.3.14a y Fig.3.14b se observan las curvas de cada iteración del algoritmo para el cálculo de  $A_1$  y  $A_2$ . Se observa la búsqueda que realiza el algoritmo para tener una curva que coincida con los valores de la curva  $P - V$  y la curva  $I - V$ . Para correr el algoritmo se utilizaron los siguientes criterios:

- Incremento de la constante de idealidad del diodo 0.01
- Incremento de voltaje: 0.01 V

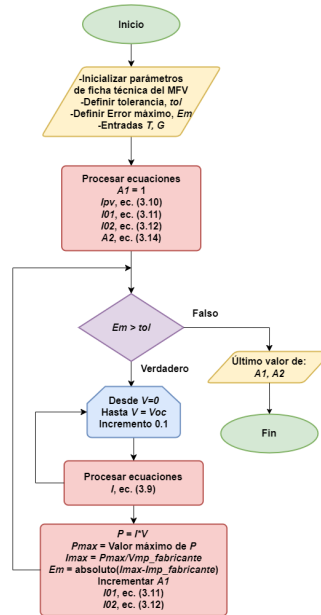
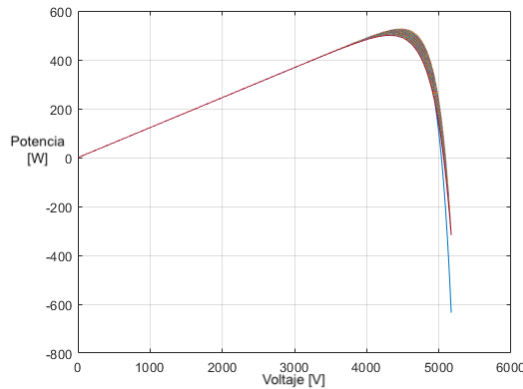
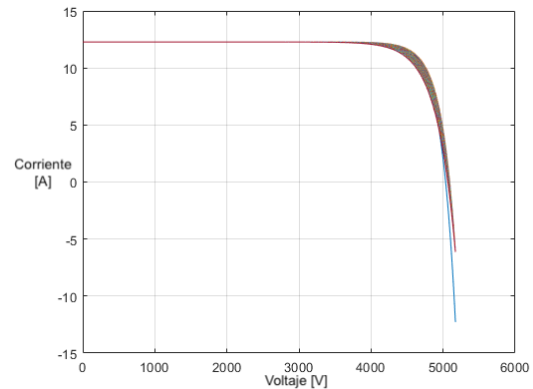


FIGURA 3.13: Diagrama de flujo del algoritmo para encontrar el valor de  $A_1$  y  $A_2$ .

- Inicializar el error de constante de idealidad del diodo a un valor mayor a la tolerancia,  $Em = 1$
- Tolerancia:  $tol: 0.01$



(a) Curva P-V



(b) Curva I-V

FIGURA 3.14: Proceso iterativo para cálculo de  $A_1$  y  $A_2$  (modelo 2 diodos).

Al momento de correr el algoritmo para el modelo TSM-500DE18M(II), se obtienen las curvas I-V y P-V como se muestra en la Fig. 3.15a y 3.15b, las cuales son similares a las curvas del fabricante de módulo fotovoltaico simulado.



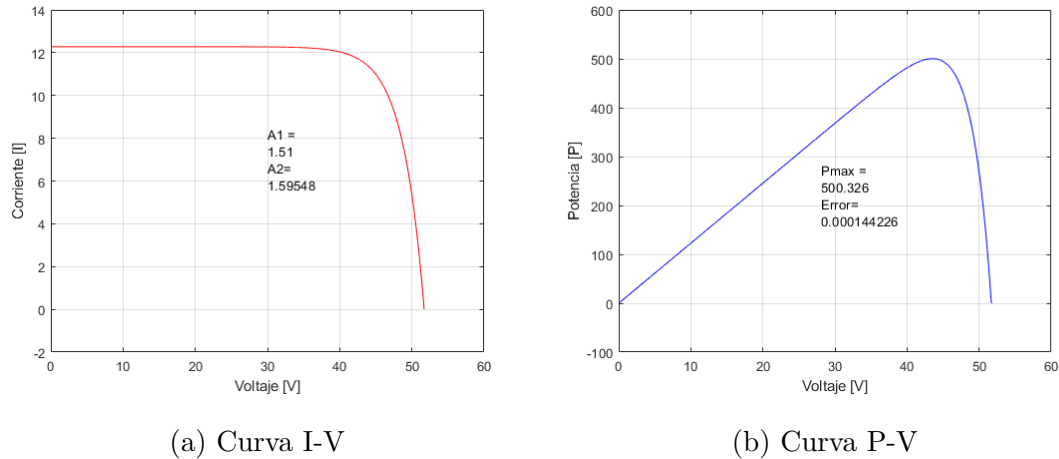


FIGURA 3.15: Curvas que corresponden con los valores de  $A_1$  y  $A_2$  estimados.

Para realizar las pruebas de comparación se utilizó el software de PLECS, en donde se realizó el modelado del módulo fotovoltaico mediante el modelo de 2 diodos. Se realizó un bloque que recibe como entrada la irradiación y la temperatura del módulo, estas variables ingresan a un C-script en donde se desarrollan las ecuaciones del modelo fotovoltaico de 2 diodos, por lo que es importante recordar que en la ecuación de la corriente se encuentra presente la variable de voltaje del módulo, por lo que es necesario retroalimentar con la medición de tensión el bloque de C-script. En la Fig. 3.16 se muestra el diagrama a bloques de la implementación del modelo (para mayores detalles de la implementación en PLECS revisar el apéndice B.3).

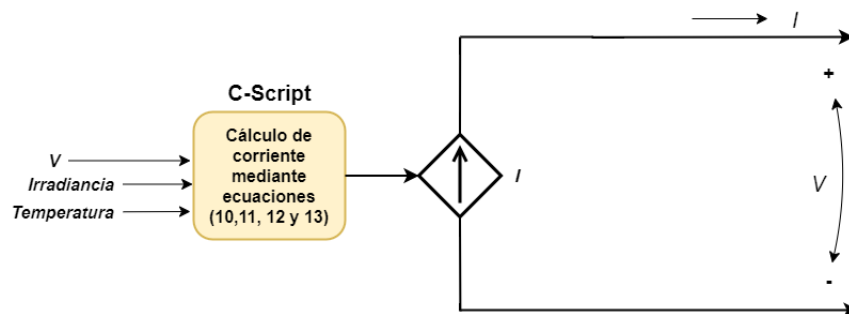


FIGURA 3.16: Diagrama de la implementación del MFV con el modelo de 2 diodos.

El diagrama de la Fig 3.17 se utilizó para comparar las gráficas de los distintos módulos utilizando los valores entregados por el algoritmo y los valores del fabricante. Se realizó el siguiente arreglo en PLECS para hacer la comparación:

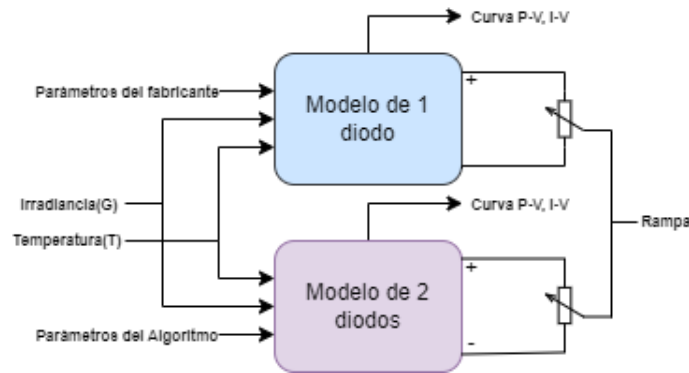


FIGURA 3.17: Diagrama a bloques para evaluar los resultados del modelo de 2 diodos.

En la Fig. 3.18a se observa la comparación de la curva I-V del modelo de 1 diodo con los valores del fabricante (verde) y el modelo de 2 diodos con los valores obtenidos mediante el algoritmo (rojo) (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap3\_CompMFV*). Se utilizó el modelo de 1 diodo debido a que en los datos otorgados por el fabricante solo se encuentra la constante de idealidad de 1 diodo, lo que significa que el modelo que utiliza para evaluar sus módulos es el de 1 diodo. En la Fig. 3.18b se observa la comparación de la curva P-V utilizando los valores del fabricante (verde) y los valores obtenidos mediante el algoritmo (rojo).

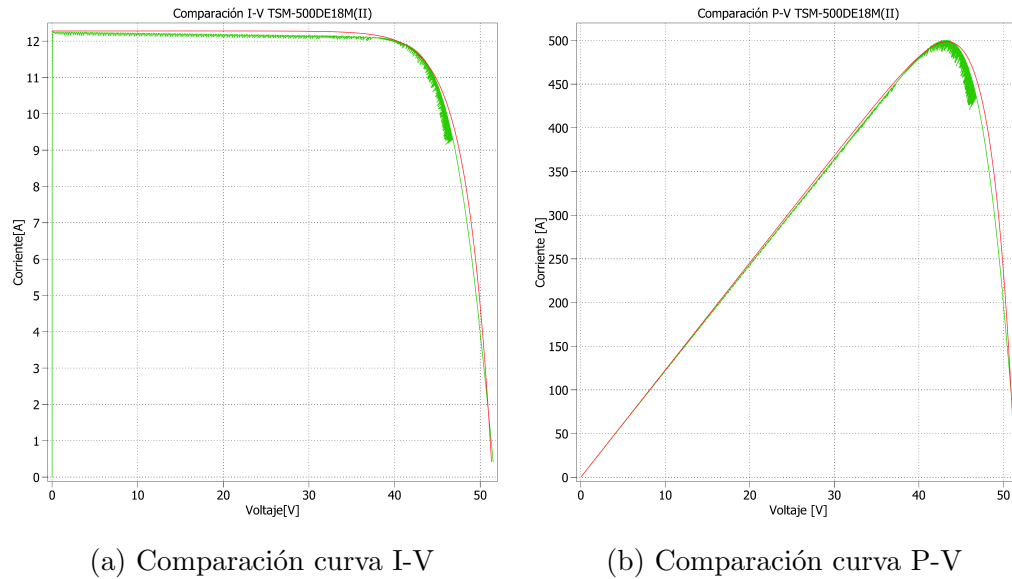
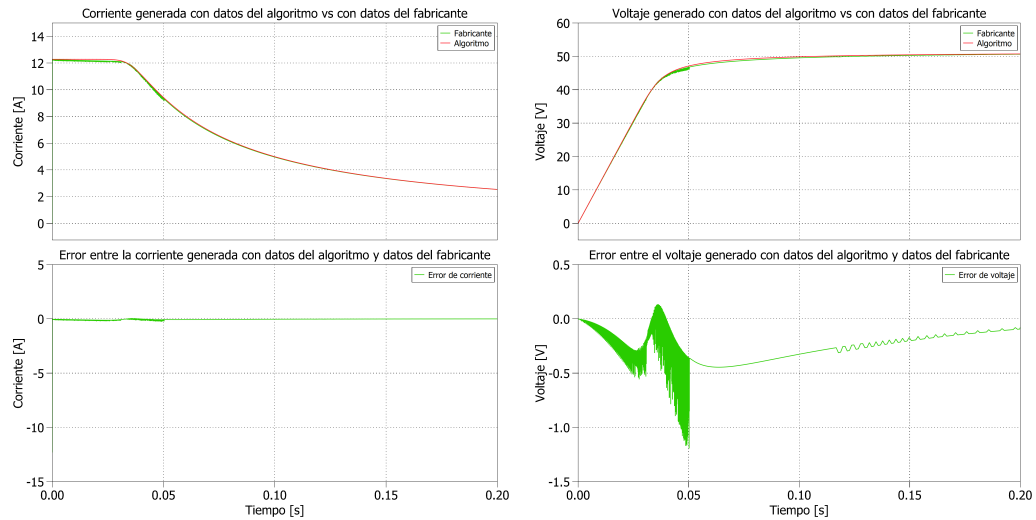


FIGURA 3.18: Comparación de la curva I-V y P-V con los valores obtenidos con el algoritmo y los valores proporcionados por el fabricante.

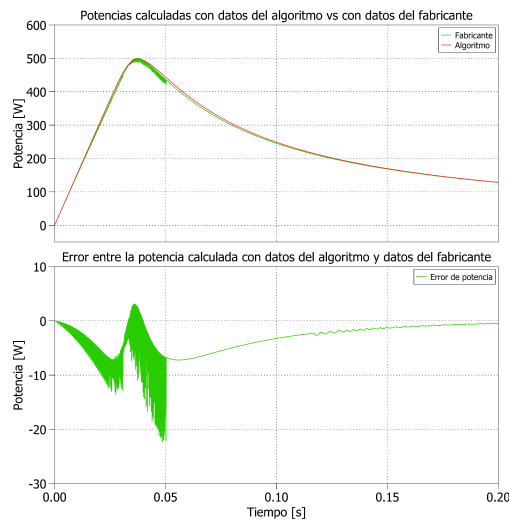
Las curvas obtenidas mediante los datos del algoritmo son similares a las curvas que tienen los datos del fabricante. Para cuantificar la similitud se graficó el error que existe en voltaje, corriente y potencia. En la Fig. 3.19a se observa el error de corriente que existe entre las dos curvas. En la gráfica de error se muestra un error máximo de corriente de 0.24A debido a detalles del software de simulación que presenta un ruido, el error máximo se encuentra donde hay ruido en la simulación por lo que se optó por considerar la medición del promedio, el cual es 0.13A.

En la Fig. 3.19b se observa el error de voltaje que existe entre las dos curvas de voltaje del módulo fotovoltaico. En la gráfica de error se muestra un error máximo de voltaje de 1.19V debido a ruido de la gráfica, pero dejando a un lado el ruido el error máximo ocurre en la rodilla de la curva con 0.44V.

En la Fig. 3.19c se observa el error de potencia que existe entre las dos curvas de potencias del módulo fotovoltaico. En la gráfica de error se muestra un error máximo de potencia de 22.27W debido a ruido presente, pero después del ruido el error máximo ocurre al bajar la cresta de la curva con 7.22W para el módulo TSM-500DE18M(II).



(a) Comparación y error de corriente del algoritmo de 2 diodos y los valores del fabricante  
 (b) Comparación y error de voltaje del algoritmo de 2 diodos y los valores del fabricante



(c) Comparación y error de potencia del algoritmo de 2 diodos y los valores del fabricante

FIGURA 3.19: Comparación y error de parámetros electricos de la celda con el modelo de 2 diodos.

El modelo seleccionado para el modelado de la microrred es el modelo de 1 diodo. Aunque el modelo de 2 diodos ofrece una mayor precisión en la corriente a la salida del módulo, el voltaje del modelo de 2 diodos no es tan preciso, lo que

repercute en la potencia del módulo lo que introduce un mayor error en potencia que el de 1 diodo.

El modelo de 1 diodo, por otro lado, proporciona un equilibrio adecuado entre simplicidad y precisión. Aunque no captura todas las características no lineales de la celda, ha demostrado ser suficientemente preciso para la mayoría de las aplicaciones y simulaciones de sistemas fotovoltaicos. Además, su implementación es más sencilla y requiere menos recursos computacionales, lo que lo hace más práctico y eficiente en términos de tiempo de cálculo.

Otra razón para elegir el modelo de 1 diodo es la disponibilidad de datos. En muchos casos, los fabricantes de paneles solares proporcionan parámetros y curvas características basados en el modelo de 1 diodo, lo que facilita la comparación y validación de resultados. Esto simplifica el proceso de obtención de los parámetros necesarios para el modelo y evita la necesidad de realizar mediciones adicionales en la celda.

## 3.2 SEGUIDOR DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA

El seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT, por sus siglas en inglés) es esencial para optimizar el rendimiento de los sistemas fotovoltaicos, permitiéndoles aprovechar al máximo la energía solar disponible. Busca mantener el punto de máxima potencia (MPP), que representa el punto en el que se obtiene la mayor cantidad de energía eléctrica a partir de la radiación solar recibida. Dado que las condiciones ambientales como la temperatura e irradiación son cambiantes, encontrar y mantener el MPP es un desafío debido a las características no lineales de la curva P-V y los cambios constantes en estas condiciones. El MPPT se encarga de ajustar dinámicamente el punto de operación del sistema fotovoltaico para rastrear y mantener lo más cerca posible el MPP. Esto se logra mediante algoritmos que controlan la tensión o corriente de operación del panel fotovoltaico.

### 3.2.1 MODELADO DEL MPPT

La eficiencia y la potencia de salida de un panel fotovoltaico están directamente influenciadas por la irradiación solar y la temperatura. Estas condiciones ambientales varían a lo largo del día, lo que implica que el punto de máxima potencia (MPP) también se desplaza. Cuando el punto de operación se aleja del MPP, se producen pérdidas significativas de la energía que se puede obtener del arreglo fotovoltaico.

Al observar las curvas típicas de potencia y polarización de un panel fotovoltaico, representadas en las Fig. 3.20, se puede identificar claramente el punto de máxima potencia. Este punto está determinado principalmente por la irradiancia solar y la temperatura. Aunque no se conoce de antemano la ubicación exacta del MPP, se puede encontrar mediante algoritmos de búsqueda o mediante modelos de cálculo.

Las curvas que describen el comportamiento de la potencia fotovoltaica se

pueden expresar como:

$$P_{PV}(t) = F(V_{PV}(t), I_{PV}(t), \gamma(t)) \quad (3.15)$$

En (3.15) la potencia está expresada como una función del voltaje y la corriente de la celda fotovoltaica, el símbolo  $\gamma$  engloba todas las variables distintas del voltaje y la corriente que caracterizan la curva de potencia en el tiempo (irradiación, temperatura, etc.).

El MPPT se basa en un principio fundamental: la derivada de la potencia de salida con respecto al voltaje de salida es igual a cero en el punto de máxima potencia (MPP), positiva a la izquierda del MPP y negativa a la derecha del MPP como se muestra en la Fig. 3.20.

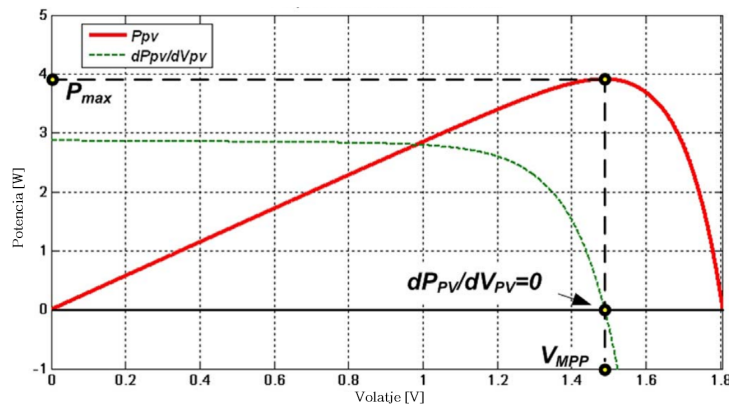


FIGURA 3.20: Curva de potencia y la derivada de potencia con respecto a  $V_{pv}$ .

Este concepto es fundamental para comprender cómo los algoritmos de MPPT funcionan para ajustar la operación del sistema fotovoltaico y lograr la máxima eficiencia energética. Es conveniente mencionar que las curvas definidas mediante (3.15) verifican la siguiente propiedad:

$$\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} = 0 \quad \text{cuando} \quad V_{PV} = V_{MPP} \quad (3.16)$$

$$\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} > 0 \quad \text{cuando} \quad V_{PV} < V_{MPP} \quad (3.17)$$

$$\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} < 0 \quad \text{cuando} \quad V_{PV} > V_{MPP} \quad (3.18)$$

Con respecto a las propiedades de las curvas definidas por las ecuaciones (3.16),(3.17) y (3.18) , la estrategia del seguidor consiste en respetar la siguiente regla:

$$\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} \times \frac{dV_{PV}}{dt} > 0 \quad (3.19)$$

En la Tabla 3.3 se muestra como es aplicada la regla para encontrar el punto de máxima potencia. Si se recorre la curva de potencia de un módulo fotovoltaico iniciando en el origen y desplazandose de izquierda a derecha, la regla se cumple ya que el resultado será mayor a cero a la izquierda del MPP. Si se continúa a la derecha se comienza a descender la curva y la regla no se cumple, por lo que es necesario regresar y subir la curva de derecha a izquierda para cumplir cuando se encuentre operando del lado derecho del MPP. Si de igual forma se comienza a descender la curva P-V del lado izquierdo del MPP la regla no se cumple y entonces se debe cambiar la dirección.

TABLA 3.3: Recorrido por la curva P-V de un sistema fotovoltaico.

Dirección	$dP_{pv}$	$dV_{pv}$	$\frac{dV_{PV}}{dt}$	Sustitución	Resultado
Subiendo $\rightarrow$	(+)	(+)	(+)	$(\frac{\pm}{+}) \times (+)$	$> 0$
Bajando $\rightarrow$	(-)	(+)	(+)	$(\frac{\mp}{+}) \times (+)$	$< 0$
Subiendo $\leftarrow$	(+)	(-)	(-)	$(\frac{\pm}{-}) \times (-)$	$> 0$
Bajando $\leftarrow$	(-)	(-)	(-)	$(\frac{\mp}{-}) \times (-)$	$< 0$

Al obtener la derivada parcial de la potencia de salida con respecto al voltaje



de salida tenemos:

$$\frac{\partial P_{PV}}{\partial V_{PV}} = \frac{\partial(V_{PV}I_{PV})}{\partial V_{PV}} = I_{PV} + V_{PV} \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \quad (3.20)$$

En el punto de máxima potencia, la derivada de la potencia respecto al voltaje es cero, entonces al despejar la ecuación tenemos:

$$\frac{\partial P_{PV}}{\partial V_{PV}} = 0 \rightarrow \frac{V_{PV}}{I_{PV}} = -\frac{dV_{PV}}{dI_{PV}} \quad (3.21)$$

El error entre los valores instantáneos y la derivada es expresado de la siguiente manera:

$$e = \frac{V_{PV}}{I_{PV}} + \frac{dV_{PV}}{dI_{PV}} \quad (3.22)$$

Combinando las ecuaciones (3.16),(3.17), (3.18) y (3.22), MPP puede ser rastreado mediante la comparación de  $\frac{V_{PV}}{I_{PV}}$  y  $\frac{dV_{PV}}{dI_{PV}}$  siendo una ventaja ya que estos parámetros son medidos directamente y no se deben calcular como la potencia, a continuación se muestra la ubicación en la curva  $I - V$ :

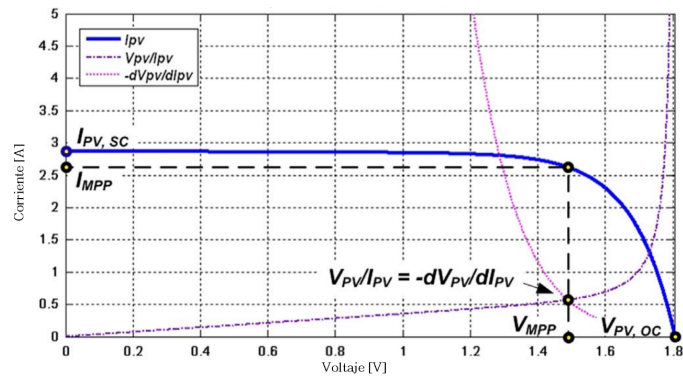
$$e = 0 \leftrightarrow \frac{V_{PV}}{I_{PV}} = -\frac{dV_{PV}}{dI_{PV}} \quad \text{se encuentra en el MPP} \quad (3.23)$$

$$e > 0 \leftrightarrow \frac{V_{PV}}{I_{PV}} > -\frac{dV_{PV}}{dI_{PV}} \quad \text{se encuentra a la izquierda del MPP} \quad (3.24)$$

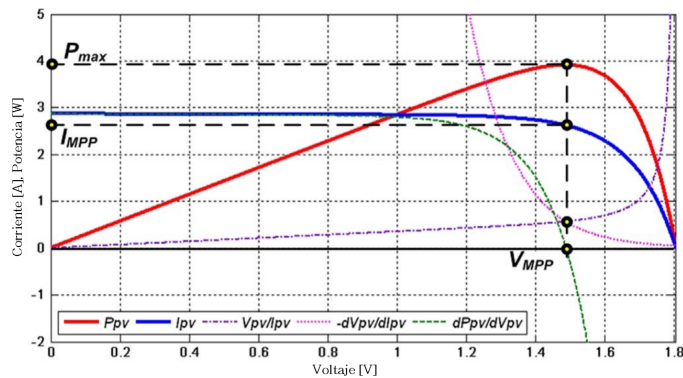
$$e < 0 \leftrightarrow \frac{V_{PV}}{I_{PV}} < -\frac{dV_{PV}}{dI_{PV}} \quad \text{se encuentra a la derecha del MPP} \quad (3.25)$$

Estas ecuaciones se ven ilustradas en la Fig.3.21a donde el MPP se puede encontrar en la intersección de la curva  $\frac{V_{PV}}{I_{PV}}$  y  $\frac{dV_{PV}}{dI_{PV}}$  de la curva  $I - V$  del módulo

fotovoltaico. En la fig.3.21b se muestra como el MPP se puede encontrar tanto en la curva  $I - V$  y  $P - V$  del módulo fotovoltaico teniendo dos opciones que se ajustan dependiendo el método de seguimiento que se utilizará. Conforme a los fundamentos presentados se han desarrollado algoritmos que se basan en diversos métodos y técnicas para rastrear y controlar el punto de máxima potencia. Para seleccionar el algoritmo más adecuado es importante considerar aspectos como la velocidad de respuesta, la precisión, la estabilidad y la complejidad computacional al seleccionar el algoritmo más adecuado.



(a) Intersección de  $dV_{pv}/dI_{pv}$  y  $V_{pv}/I_{pv}$  en el MPP



(b) Curva de potencia, corriente y de derivadas muestran el  $P_{max}$ ,  $I_{MPP}$ ,  $V_{MPP}$ .

FIGURA 3.21: Intersección entre el  $P_{max}$ ,  $I_{MPP}$ ,  $V_{MPP}$  y las curvas de las derivadas.

### 3.2.2 CLASIFICACIÓN DE LAS DIFERENTES TÉCNICAS DEL MPPT

La clasificación de las técnicas de MPPT se basa en los métodos y algoritmos utilizados para lograr el seguimiento y control del punto de máxima potencia en sistemas fotovoltaicos. En la literatura, se puede encontrar una amplia variedad de algoritmos y diseños de MPPT, cada uno con sus propias especificaciones, limitaciones y aplicaciones específicas. Sin embargo, debido a la falta de un estudio de evaluación que clasifique y compare exhaustivamente todos los métodos existentes, la selección del método de MPPT más adecuado depende en gran medida de las características y requisitos particulares de cada aplicación. En [1], se clasifican los métodos de seguimiento por sus técnicas de seguimiento, las cuales se dividen en 5 grupos como se muestra en la Tabla 3.4.

TABLA 3.4: Clasificación de los métodos de seguimiento del punto de máxima potencia [1].

Técnica de seguimiento	de	Descripción
Parámetros constantes		Métodos que emplean valores predefinidos para caracterizar el MPP. Por ejemplo; método de voltaje constante, método de voltaje de circuito abierto, método de corriente de cortocircuito, etc.
Medida y comparación	y	Técnicas que sensan parámetros externos (voltaje, corriente, irradiancia, temperatura) y los contrastan con un MPP conocido. Por ejemplo; método de tabla de consulta, maximización corriente de carga o voltaje de carga y método de control de corriente lineal.
Prueba y error		Métodos que prueban cálculos y observan el resultado para determinar la dirección del siguiente intento hacia el MPP. Por ejemplo; método de perturba y observa, control de caída del condensador DC, método de reconfiguración de arreglo, etc.
Cálculo matemático		Métodos que definen la ubicación del MPP mediante cálculos matemáticos basados en los datos disponibles y ecuaciones. Por ejemplo; método de ajuste de curvas, método de conductancia incremental, método mediante modulación, etc.
Predicción inteligente		Técnicas que emplean procesos de aprendizaje inteligente para prever la localización del MPP, anticipando su ubicación basada en modelos y algoritmos avanzados. Por ejemplo; control de lógica difusa, red neuronal y algoritmo de persecución de enjambres biológicos.

Por otra parte, para clasificar los métodos disponibles no existe una evaluación adecuada ya que uno puede ser útil para una aplicación en particular y no para otra, en [20] se clasifican 50 métodos en ocho grupos según su naturaleza de seguimiento. Entre todos los métodos disponibles, se destacan tres de los enfoques más populares utilizados en el seguimiento y control del punto de máxima potencia (MPPT) en sistemas fotovoltaicos:

- **Método Perturba y observa (P&O):** El método Perturba y observa es uno de los métodos más simples y ampliamente utilizados en el MPPT. Se basa en la perturbación continua de la corriente o voltaje de salida del panel fotovoltaico y la observación de la dirección en la que cambia la potencia. El algoritmo aumenta o disminuye gradualmente el voltaje de operación y verifica si la potencia aumenta o disminuye en cada paso. El objetivo es seguir perturbando el voltaje en la dirección que maximice la potencia hasta alcanzar el punto de máxima potencia [20].
- **Método Conductancia incremental (INC):** El método de conductancia incremental es otro enfoque popular en el MPPT. Se basa en la comparación de las tasas de cambio de la conductancia instantánea del panel fotovoltaico y la conductancia de referencia. El algoritmo calcula la derivada de la curva corriente-voltaje y compara su valor con la conductancia de referencia. Si la conductancia instantánea es mayor que la conductancia de referencia, el algoritmo ajusta el punto de operación para reducir la corriente y viceversa. Esto se repite hasta alcanzar el punto de máxima potencia [20].
- **Método de Hill Climbing (HC):** El método de Hill Climbing, utiliza un enfoque iterativo para encontrar el punto de máxima potencia. El algoritmo varía gradualmente el punto de operación y compara la potencia generada en cada paso. Si la potencia aumenta, el algoritmo continúa moviéndose en la misma dirección. Si la potencia disminuye, el algoritmo cambia de dirección y sigue explorando hasta encontrar el punto de máxima potencia [20].

## 3.2.2.1 ALGORITMO DE PERTURBAR Y OBSERVAR (P&amp;O)

El método P&O es ampliamente utilizado en la práctica y como se menciona en [1], este enfoque se basa en un proceso de prueba y error para encontrar y rastrear el punto de máxima potencia (MPP). En cada ciclo del algoritmo, el controlador de seguimiento mide la corriente y el voltaje del panel fotovoltaico y calcula la potencia fotovoltaica real. Luego, se introduce una perturbación en el punto de operación al ajustar el voltaje operativo y se monitorea la variación en la potencia. Si la potencia aumenta, la siguiente perturbación se realiza en la misma dirección. Sin embargo, si la potencia disminuye, se realiza una perturbación en la dirección opuesta. Este proceso se repite hasta que se alcanza el MPP. El punto máximo se logra cuando la derivada de la potencia con respecto al voltaje ( $\Delta_P/\Delta_V$ ) es igual a cero.

El diagrama de flujo básico del algoritmo P&O se muestra en la Fig. 3.22.

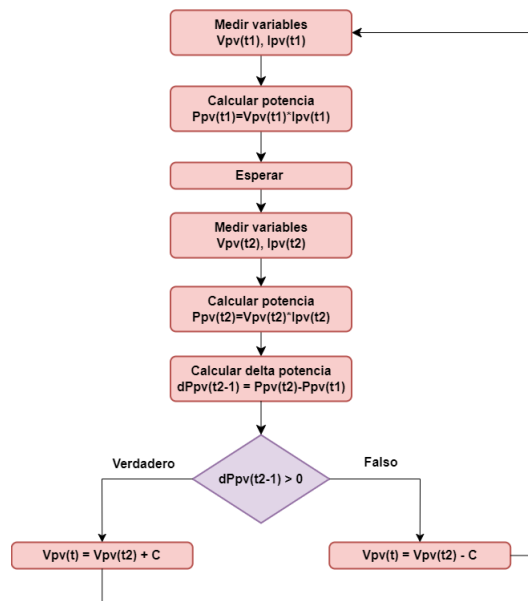


FIGURA 3.22: Diagrama de flujo del algoritmo P&O.

Una de las principales ventajas de este método es que no se requiere el conocimiento de las características fotovoltaicas y se aplica a cualquier arreglo fotovoltaico.

### 3.2.3 MPPT A UTILIZAR

Como se ha discutido, existen diversos métodos para calcular y rastrear el punto de máxima potencia (MPP) en sistemas fotovoltaicos. Para el modelado de la microrred se presenta un enfoque para implementar un MPPT en un inversor fotovoltaico utilizando una arquitectura basada en bloques. El algoritmo de MPPT se basa en el método de control de retroalimentación  $dp/dv$  como se muestra en [21] se basa en el cálculo de la pendiente ( $\Delta_P/\Delta_V$ ) o ( $\Delta_P/\Delta_I$ ) de la curva de potencia fotovoltaica, y utiliza un controlador para ajustar el convertidor de potencia con el objetivo de llevar esta pendiente a cero. Mediante el análisis del signo calculado en los ciclos anteriores, se determina si el ciclo de trabajo del convertidor debe incrementarse o reducirse para alcanzar el punto de máxima potencia (MPP).

Este enfoque ofrece una solución robusta y eficiente para el seguimiento del punto de máxima potencia. El diagrama de bloques del MPPT del sistema fotovoltaico, representado en la Fig. 3.23, ilustra la estructura de la propuesta. En este diagrama, se observa que las variables eléctricas clave, como el voltaje y la corriente de los módulos, se toman como entradas del sistema. A su vez, la salida generada es una potencia de referencia, la cual se utiliza para alimentar el inversor de corriente y posteriormente se inyecta al sistema eléctrico en forma de corriente alterna.

A continuación se describe el diagrama de bloques de la Fig. 3.23 (para mayores detalles de la implementación en PLECS revisar el apéndice C):

1. Medición de Variables de Entrada: Se mide el voltaje y la corriente del módulo fotovoltaico.
2. Cálculo de Potencia Fotovoltaica: Se realiza el cálculo de la potencia fotovoltaica a partir de las variables medidas.
3. Cálculo de  $\Delta_P$  y  $\Delta_V$ : Se determinan las variaciones en la potencia ( $\Delta_P$ ) en

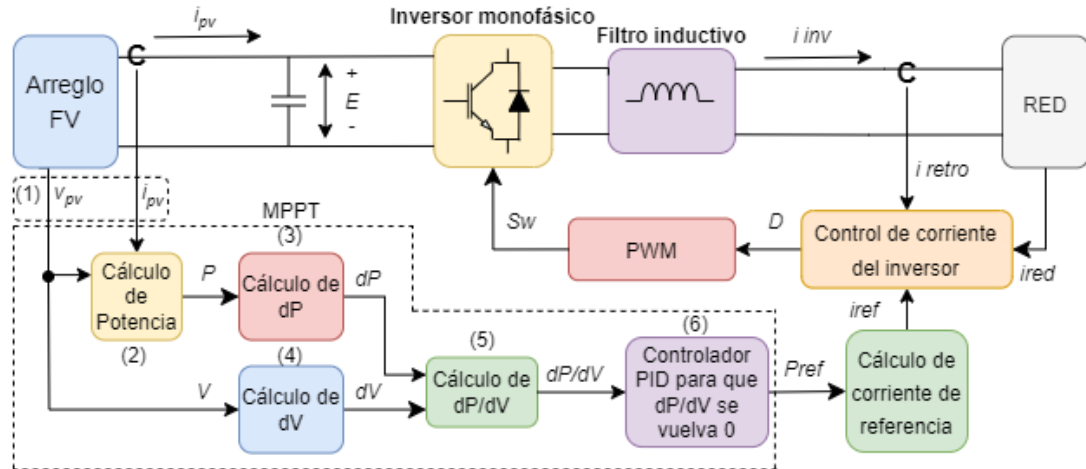


FIGURA 3.23: Diagrama de bloques del MPPT.

relación con el paso de tiempo.

4. Cálculo de  $\Delta_P$  y  $\Delta_V$ : Se determinan las variaciones en el voltaje ( $\Delta_V$ ) en relación con el paso de tiempo.
5. Cálculo de  $\Delta_P$  entre  $\Delta_V$ : Se realiza el cálculo de la relación entre  $\Delta_P$  y  $\Delta_V$ .
6. Controlador PID para Compensar el Error de Potencia: Se emplea un controlador proporcional-integral-derivativo (PID) cuya función es reducir el error de potencia ajustando la potencia inyectada por el inversor. El objetivo es minimizar  $\Delta_P$  entre  $\Delta_V$ , lo que se logra solicitando al inversor que ajuste la cantidad de potencia inyectada, dependiendo de su posición en la curva P-V.

### 3.2.3.1 RESULTADOS DE SIMULACIÓN DEL MPPT

Para la validación del algoritmo MPPT, se llevaron a cabo pruebas en las que se expusieron los paneles solares a diferentes niveles de irradiación con el fin de evaluar la capacidad de respuesta del MPPT (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap3\_MPPT*). Se simuló la búsqueda del punto de máxima potencia en un arreglo de 10 módulos fotovoltaicos conectados en serie a un inversor monofásico, los cuales



fueron sometidos a la misma irradiancia y temperatura. En la Tabla 3.5 se detallan las características de los módulos utilizados en las pruebas:

TABLA 3.5: Valores de los parametros eléctricos del módulo con el que se simuló el MPPT.

Especificaciones	TSM-500DE18M(II)	Cadena de 10 MFV en serie
Potencia máxima ( $P_{max}$ )	500.3W	5003.0W
Voltaje de máxima potencia ( $V_{mp}$ )	42.8V	428V
Corriente de máxima potencia ( $I_{mp}$ )	11.69A	11.69A
Voltaje de circuito abierto ( $V_{oc}$ )	51.7V	517V
Corriente de cortocircuito ( $I_{sc}$ )	12.28A	12.28A
Coeficiente de temperatura de voltaje ( $K_v$ )	-145 mV/°C	-145 mV/°C
Coeficiente de temperatura de corriente ( $K_i$ )	4.9 mA/°C	4.9 mA/°C

Para lograr que el MPPT encuentre el MPP de la manera mas rápida y estable es necesario ajustar las ganancias del controlador PID. En el caso del bloque del MPPT, el controlador PID fue sintonizado a través de un proceso de prueba y error, dado que la naturaleza no lineal del sistema dificulta una sintonización precisa. Las ganancias del controlador fueron configuradas como se muestra a continuación:

- $k_p$ : 1
- $k_i$ : 500
- $k_d$ : 100

La simulación se llevó a cabo de acuerdo con lo siguiente:

1. Comenzó con una irradiancia de 1000W/m<sup>2</sup>
2. En  $t = 1.4$  la irradiancia se redujo a 500W/m<sup>2</sup>
3. En  $t = 3.3$  se realizó de nuevo un incremento de irradiancia a 1000W/m<sup>2</sup>

Se realizó un análisis del voltaje y la corriente de la cadena fotovoltaica, cuya respuesta se muestra en la Fig. 3.24. Al iniciar la simulación, el voltaje de los módulos se encontraba cerca del voltaje de circuito abierto, alrededor de 517V, mientras que la corriente comenzó desde cero. Luego de alcanzar un estado estable en  $t = 1s$  se observaron valores cercanos a 428V y 11.69A, lo que indica que el punto de máxima potencia (MPP) ya había sido encontrado.

En  $t = 1.4s$ , un cambio en la irradiancia provocó una variación en el punto de operación, lo que resultó en un pico en el voltaje que alcanzó valores de 560V, seguido de una disminución hasta los 415V durante el período de estabilización. Posteriormente, el voltaje retornó a su valor de  $V_{mpp}$  alrededor de  $t = 2.5s$ . Se observó un comportamiento similar en la corriente, la cual cayó hasta alcanzar cero amperes y luego se estabilizó en 5.8A.

Finalmente, en  $t = 3.3s$ , la irradiancia volvió a su valor original de  $1000W/m^2$ . En este momento, tanto el voltaje como la corriente experimentaron cambios casi instantáneos en sus magnitudes, pero lograron estabilizarse después de transcurrir aproximadamente 0.7 segundos.

Estos resultados demuestran la capacidad del sistema MPPT para adaptarse a cambios en la irradiancia y mantener el seguimiento del punto de máxima potencia de manera efectiva.

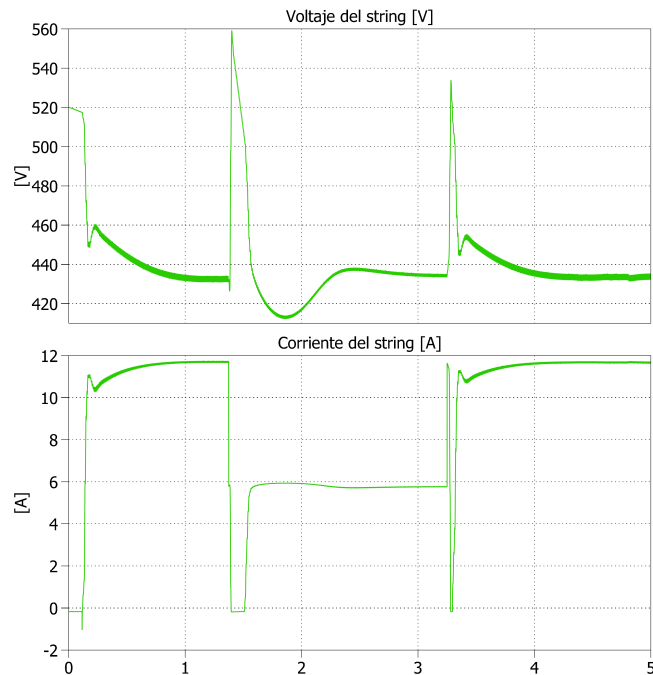


FIGURA 3.24: Respuesta de voltaje y corriente del arreglo fotovoltaico con el MPPT propuesto.

El mantener un voltaje adecuado en el sistema fotovoltaico es de vital importancia, ya que una caída excesiva puede dificultar la recuperación del punto de operación óptimo. En la literatura, se ha propuesto la incorporación de un lazo de control adicional para evitar que el voltaje caiga por debajo de cierto umbral. Sin embargo, el MPPT modelado, se enfoca exclusivamente en el uso de la potencia como variable de control, prescindiendo de un lazo de control adicional. En este sentido, la sintonización precisa del controlador PID se vuelve fundamental para garantizar un rendimiento adecuado del sistema.

En la Fig. 3.25 se muestra el  $\Delta_P/\Delta_V$  durante la simulación. Esta curva representa los diferentes escenarios posibles descritos de las ecuaciones (3.23), (3.24) y (3.25). Al iniciar la simulación, el punto de operación se encuentra a la derecha del MPP. Sin embargo, gracias al controlador PID, se logra alcanzar el valor cero en el primer segundo de la simulación. Durante los cambios en la irradiancia, la curva  $\Delta_P/\Delta_V$  experimenta incrementos y decrementos casi instantáneos. No obstante, el controlador PID logra estabilizar el sistema en ambos cambios simulados, buscando minimizar el error en el estado estacionario y mantenerlo en cero; logrando así la operación en el MPP.

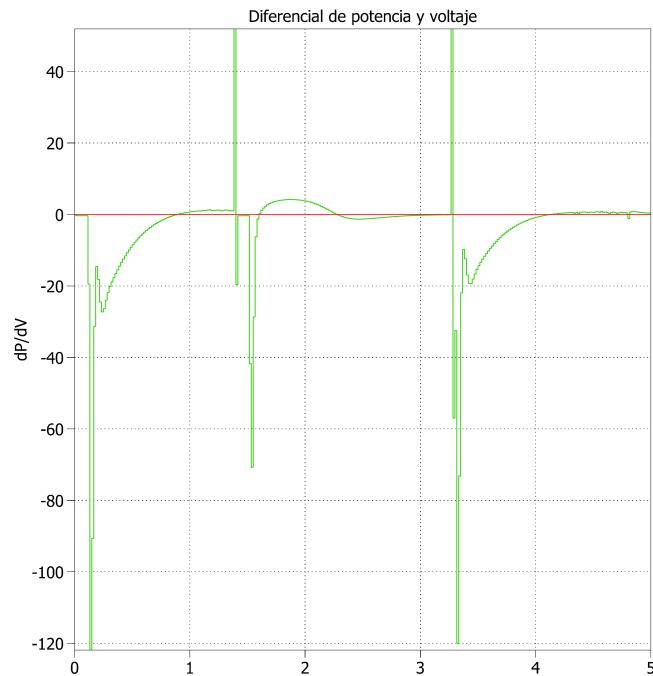


FIGURA 3.25:  $\Delta_P/\Delta_V$  durante la simulación del MPPT.

Finalmente, en la Fig. 3.26, donde se visualiza la curva de  $(P - V)$  del sistema y la trayectoria que sigue durante la simulación. Al iniciar la simulación, el punto de operación se encuentra en el punto A. Desde ahí, comienza la trayectoria en busca del punto B lo cual le toma 1 segundo al algoritmo encontrar el MPP del string fotovoltaico a  $1000\text{W}/\text{m}^2$ , con una potencia de salida aproximada de  $5000\text{W}$ .

Durante la simulación, se produce un cambio en la irradiancia, lo que hace que el punto de operación caiga del punto B al punto C y luego vuelva a caer al punto

A. A partir del punto A, comienza una nueva búsqueda del MPP del sistema, y la trayectoria recorre la curva de potencia hasta llegar al punto D. Desde el punto D, el punto de operación sigue recorriendo la curva de potencia hasta alcanzar el punto E, todo este proceso tiene una duración de 1.5 segundos para alcanzar el punto de máxima potencia del string fotovoltaico para una irradiancia de  $500\text{W}/\text{m}^2$ , la cual es de  $2500\text{W}$ .

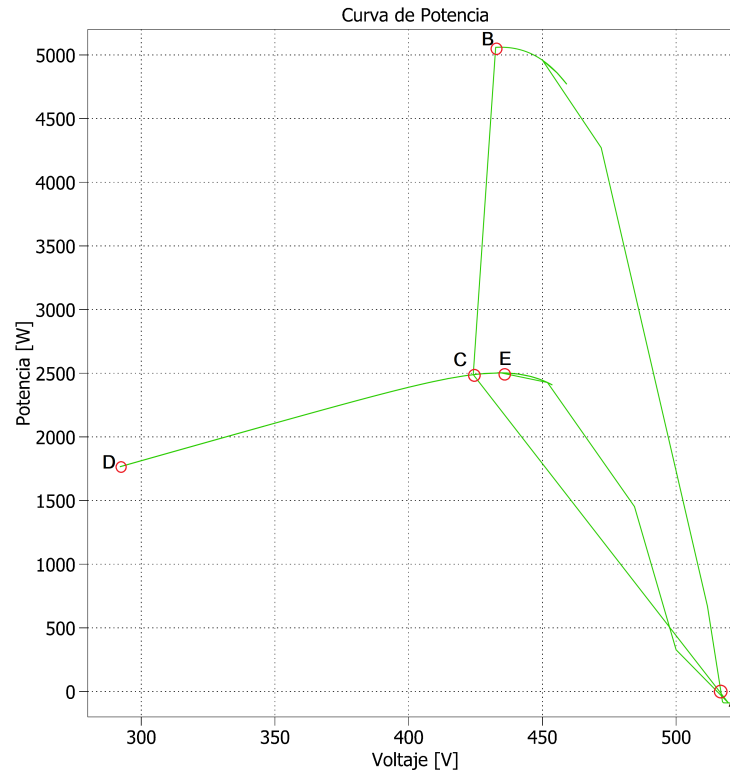


FIGURA 3.26: Curva P-V durante el seguimiento del punto de máxima potencia.

### 3.3 CONCLUSIONES PRELIMINARES

En este estudio, se seleccionó el modelo de 1 diodo para el modelado de la microrred debido a su equilibrio entre precisión suficiente y simplicidad de implementación. Este modelo no solo ofrece una representación adecuada del comportamiento de los sistemas fotovoltaicos, sino que también aprovecha los datos estándar proporcionados por los fabricantes, facilitando así el proceso de modelado y validación en aplicaciones prácticas de microrredes.

La arquitectura basada en bloques del MPPT con el controlador PID demostró un funcionamiento efectivo, especialmente con el módulo fotovoltaico modelado mediante el modelo de 1 diodo. Es crucial mantener un voltaje óptimo en el sistema fotovoltaico, ya que cualquier caída en el voltaje del módulo puede complicar la recuperación del punto de operación ideal.

Aunque en la literatura se sugiere agregar un lazo de control adicional para evitar caídas de voltaje por debajo de cierto umbral, el MPPT implementado se enfoca exclusivamente en utilizar la potencia como variable de control, prescindiendo de dicho lazo adicional. Por lo tanto, la sintonización precisa del controlador PID es fundamental para garantizar un rendimiento óptimo del sistema. Durante la simulación del MPPT, el controlador PID demostró una capacidad efectiva para estabilizar el sistema fotovoltaico, manteniendo el punto de operación en el MPP incluso ante cambios significativos en la irradiancia.

## CAPÍTULO 4

# MODELADO Y CONTROL DE INVERSORES

---

En este Capítulo se aborda el estudio del funcionamiento, modelado y control de los inversores de la microrred, piezas fundamentales en la gestión energética de las microrredes. Se detalla su funcionamiento en diferentes configuraciones (monofásicos y trifásicos). Se profundiza en aspectos como el control de tensión y corriente, el diseño de componentes para optimizar su rendimiento, y se validan mediante pruebas de simulación en distintos modos de operación.

En la Fig. 4.1 se muestra la microrred a modelar, en esta se puede observar que tanto la generación distribuida (sistema fotovoltaico) y el almacenamiento distribuido (banco de baterías) se conectan a la microrred mediante un inversor de fuente de tensión (VSI). El modelarlo es una tarea compleja debido a los diferentes subsistemas que en conjunto integran el funcionamiento del inversor, e interdisciplinaria abarcando temas de electrónica y control.

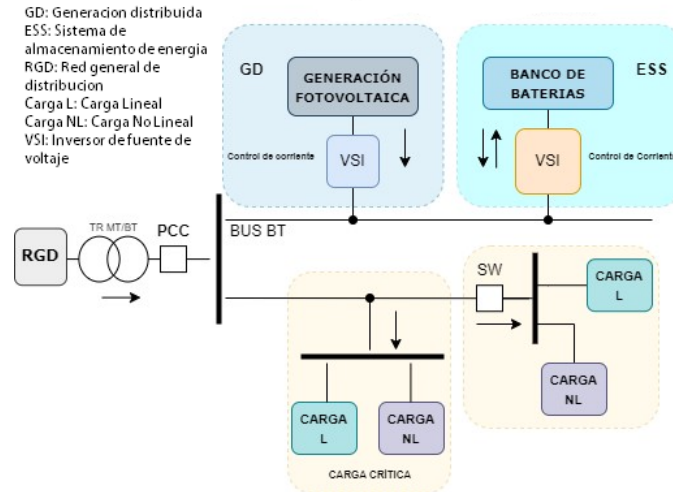


FIGURA 4.1: Inversores presentes en la microrred a modelar.

## 4.1 INVERSORES

Un inversor es un dispositivo electrónico utilizado en sistemas de energía renovable que convierte la corriente continua (DC) en corriente alterna (AC). Su función principal es tomar la energía generada por fuentes de energía como paneles solares o baterías y convertirla en una forma utilizable de corriente alterna para alimentar dispositivos eléctricos convencionales de AC.

Existen inversores monofásicos y trifásicos, se diferencian por la cantidad de fases en las que generan la corriente alterna de salida. Los inversores monofásicos generan una única fase de corriente alterna mientras que los inversores trifásicos generan tres fases de corriente alterna. En la Fig. 4.2, se aprecia el bus de una red de AC en el cual se encuentran conectados un inversor monofásico y uno trifásico. El inversor monofásico mostrado en la figura está formado por un puente H, este consiste en 2 piernas las cuales cada una se compone de 2 interruptores de potencia (IGBTs, MOSFETs, etc.) con un diodo conectado en antiparalelo con cada interruptor. La pierna del inversor se divide en dos brazos, brazo superior e inferior, en los brazos superiores de las piernas del inversor se encuentran los interruptores  $T_1$  y  $T_3$  y en los inferiores  $T_2$  y  $T_4$ . Este inversor es del tipo VSI (voltage source inverter), debido a que



cuenta con una fuente de tensión en DC, que mediante la modulación del inversor y el filtro a la salida impone una tensión sinusoidal en sus terminales (inversor formador de red) o inyecta una corriente sinusoidal a la red (inversor seguidor de red). Este inversor se conecta a través una derivación monofásica la cual consta de dos hilos que pueden ser dos hilos de línea o uno de línea y otro de neutro.

Por otra parte, el inversor trifásico a diferencia del inversor monofásico, cuenta con 3 piernas. En los brazos superiores de las piernas del inversor se encuentran los interruptores  $T_1$ ,  $T_3$  y  $T_5$ , y en los inferiores  $T_2$ ,  $T_4$  y  $T_6$ . El inversor se conecta a la red de AC mediante una derivación trifásica de 3 hilos de fase, aunque también es posible conectarse mediante un cuarto hilo, el que sería de neutro.

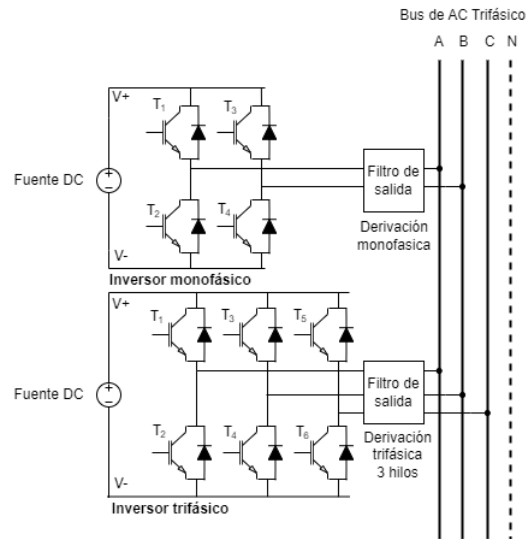


FIGURA 4.2: Representación de inversor monofásico y trifásico conectados a una red de AC.

#### 4.1.1 INVERSOR SEGUIDOR DE RED

Un inversor seguidor de red es un tipo de inversor utilizado en sistemas de generación de energía renovable, como la energía solar o eólica, que opera en paralelo a la red inyectando una corriente sinusoidal. Su función principal es seguir y adaptarse a los parámetros de la red, como la frecuencia y la tensión, para garantizar

una sincronización y calidad adecuada de la energía inyectada a la red. Este método de control emplea un bucle de bloqueo de fase (PLL, por sus siglas en inglés) y un bucle de control de corriente para lograr un control rápido de las corrientes de salida del inversor.

Como se menciona en [22] el control de seguimiento de red permite que el inversor de fuente de voltaje funcione de manera similar a una fuente de corriente controlada como se muestra en la Fig. 4.3, este puede ajustar la potencia activa y reactiva que inyecta al controlar la magnitud de corriente y el ángulo de corriente con respecto al del voltaje de la red, siempre y cuando el control del inversor funcione.

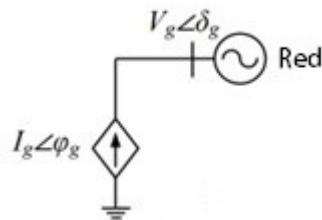


FIGURA 4.3: Equivalente de un inversor seguidor de red.

En la Fig. 4.3 se muestra el circuito equivalente del seguidor de red donde  $I_g$  es la magnitud de corriente que el inversor inyecta a la red y  $\varphi_g$  es el ángulo de la corriente respecto al ángulo de voltaje de la red. La red se representa como una fuente de voltaje la cual en el bus de conexión del inversor cuenta con una magnitud de voltaje  $V_g$  y un ángulo  $\delta_g$ . Si el inversor quiere inyectar únicamente corriente activa,  $\varphi_g$  debe ser igual a  $\delta_g$ .

La conexión del inversor seguidor de red y la red se realiza a través de un reactor de enlace (filtro de corriente). En la Fig. 4.4 se muestra el diagrama de bloques de un inversor trifásico seguidor de red.

En el diagrama se observa que el inversor cuenta con una fuente de tensión ( $E$ ), esta puede ser generación distribuida o almacenamiento de energía. El bloque del inversor es accionado mediante el control del inversor, el cual tiene como entrada 3 corrientes de referencia desfasadas  $120^\circ$  (para un sistema balanceado), 3 corrientes

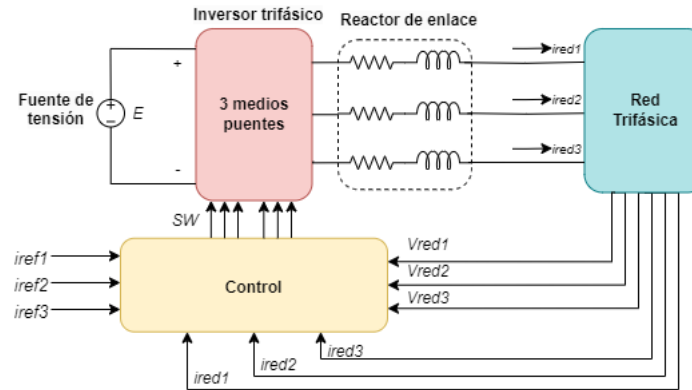


FIGURA 4.4: Diagrama de inversor seguidor de red trifásico.

de retroalimentación medidas a la salida del reactor de enlace (filtro inductivo) y el voltaje de la red.

#### 4.1.1.1 DIMENSIONAMIENTO DEL REACTOR DE ENLACE (FILTRO L)

El inversor necesita de un reactor (inductor) de enlace que limite la corriente entregada por la fuente de tensión en cada periodo de conmutación para así formar una corriente sinusoidal. Para el dimensionamiento del inductor se tomó en cuenta la metodología propuesta por [23]. El diseño de un inductor depende de varios factores, incluido el cálculo del ondulación de corriente y la selección de la inductancia para controlar la ondulación de la corriente.

En la Fig. 4.5 se muestra la forma de onda del ciclo de conmutación de la tensión de salida del inversor ( $V_i$ ) en relación con la corriente del inductor. El rizo de la corriente de salida del inversor es  $\Delta i_{pp}$ , el valor máximo superior e inferior del rizo viene dado por  $\Delta i_{max}$ . El ciclo de trabajo del inversor se representa con  $D$  y el periodo de conmutación con  $T_s$ . Esta representación gráfica es útil para visualizar el comportamiento de la tensión de salida durante el ciclo de conmutación y la relación con la corriente del inductor.

El valor de la inductancia requerida para un rizo de corriente determinado está

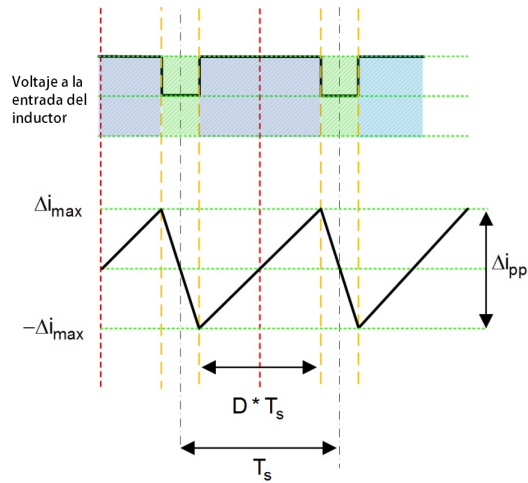


FIGURA 4.5: Rizo de corriente a la salida del inductor.

dado por:

$$L = \frac{V_{dc}}{4 \cdot F_{sw} \cdot \Delta i_{ppmax}} \quad (4.1)$$

donde  $\Delta i_{ppmax}$  es el diferencial del rizo de corriente,  $V_{dc}$  es el valor de voltaje del enlace de DC y  $F_{sw}$  es la frecuencia de conmutación. Para calcular  $\Delta i_{ppmax}$  es necesario conocer el voltaje de la red y la potencia aparente del inversor como se muestra en la ecuación a continuación:

$$\Delta i_{ppmax} = \sqrt{2} \cdot \frac{S}{\sqrt{3}V_{red}} \cdot \%rizo \quad (4.2)$$

donde  $S$  es la potencia aparente del inversor,  $V_{red}$  es el voltaje de la red en la que operará el inversor y  $\%rizo$  es el porcentaje de rizo deseado.

#### 4.1.1.2 CONTROL DE LAZO-CERRADO DEL INVERSOR SEGUIDOR DE RED

El subsistema de control es el encargado de enviar la señal de conmutación a los interruptores de potencia del inversor. Este debe ser capaz de cumplir con la referencia garantizando que la salida del inversor coincida con la referencia,

debe de asegurar un comportamiento estable, evitando oscilaciones y debe evitar la generación de picos perjudiciales en la salida del inversor, protegiendo tanto los dispositivos conectados como el propio inversor. Para asegurar estos requerimientos es crucial diseñar un control para el inversor.

Para diseñar el sistema de control es necesaria la función de transferencia del sistema. El circuito equivalente de la planta se muestra en la Fig. 4.6.

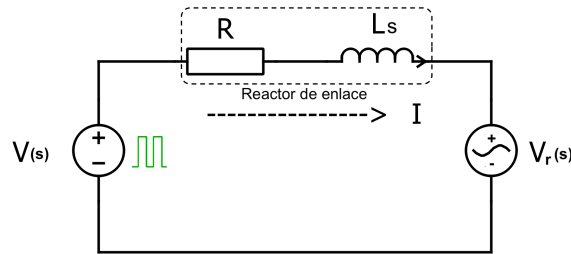


FIGURA 4.6: Circuito equivalente del inversor seguidor de red con filtro RL en el dominio de la frecuencia.

Al aplicar la ley de voltajes de kirchhoff llegamos a la siguiente expresión:

$$-V(s) + I(R + Ls) + V_r(s) = 0 \quad (4.3)$$

Al despejar la corriente la ecuación queda de la siguiente forma:

$$I(s) = \frac{V(s) - V_r(s)}{Z(s)} \quad (4.4)$$

donde  $Z(s)$  es  $R + Ls$ . Se observa que el voltaje de la red repercute en la corriente que el inversor entrega, para simplificar el sistema se pre-compensa el voltaje de la red sumandolo en el sistema de control para eliminarlo de la ecuación y obtener el circuito equivalente de la Fig. 4.7.

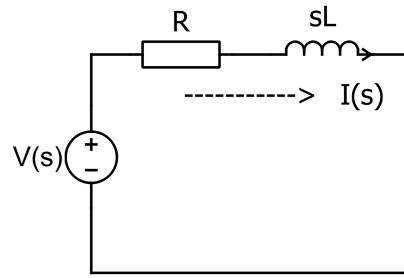


FIGURA 4.7: Circuito equivalente simplificado del inversor seguidor de red con filtro RL en el dominio de la frecuencia.

La función de transferencia del sistema es dada por (4.5), donde  $s$  es el operador de Laplace.

$$\frac{I(s)}{V(s)} = \frac{k}{\tau s + 1} \tag{4.5}$$

donde:  $\tau = \frac{L}{R}$  (Constante de tiempo);  $k = \frac{1}{R}$  (Ganancia del sistema en lazo abierto).

Con el modelo de la planta es posible realizar el diagrama de bloques del control del inversor, como se muestra en la Fig. 4.8.

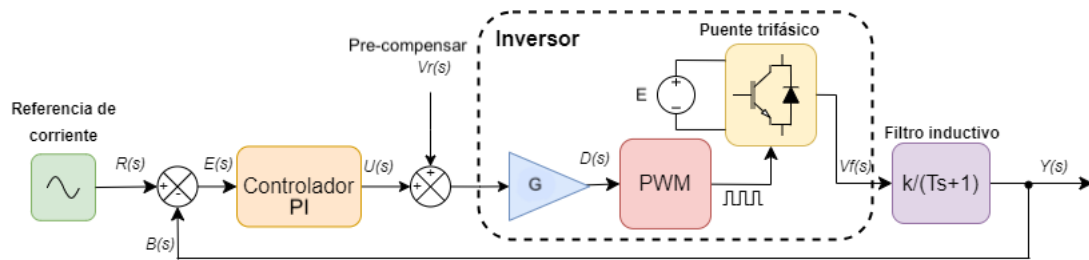


FIGURA 4.8: Diagrama de control del inversor seguidor de red.

La descripción del diagrama de bloques se presenta a continuación:

1. La señal de corriente de referencia  $R(s)$  ingresa al comparador, donde se compara con la señal de salida del inversor, generando una señal de error  $E(s)$ .
2. El error  $E(s)$ , es introducido en el controlador  $C(s)$  para corrección.

3. La salida del controlador  $C(s)$  se suma con el voltaje de la red  $V_r(s)$  para precompensar el sistema.
4. La señal de voltaje o corriente promedio  $U(s)$  pasa por una ganancia  $G$  que equivale a  $\frac{2}{E}$ , convirtiéndose en el ciclo de trabajo del inversor ( $D$ ), limitado por un saturador ( $0 \leq D \leq 1$ ).
5. El ciclo de trabajo  $D$  se dirige al bloque PWM, que genera las señales de control del inversor.
6. Al conmutar los interruptores debido a la señal del PWM, el voltaje  $V_f(s)$  proveniente de la fuente, entra al bloque de la función de transferencia del filtro inductivo.
7. La salida del filtro  $Y(s)$  es la corriente que se inyecta a la red, esta se retroalimenta al sistema de control.

Como se puede apreciar en el diagrama de control, la función del controlador es crucial para corregir el error entre la entrada y salida del sistema, por lo que la correcta selección de sus ganancias es importante, el controlador debe ser sintonizado.

#### 4.1.1.3 SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR DEL INVERSOR SEGUIDOR DE RED

El proceso mediante el cual se calculan los valores de las ganancias del controlador para lograr el desempeño deseado se denomina sintonía. Para llevar a cabo la sintonización del controlador, se requiere realizar un análisis de la respuesta en frecuencia (aunque existen otros métodos). Se incorpora un control en adelanto (PI) con el objetivo de eliminar el error en estado estacionario y permitir que el convertidor siga la referencia. Este tipo de compensador se emplea para aumentar la ganancia del lazo a bajas frecuencias, logrando hacer el sistema más robusto ante perturbaciones.

En (4.6) se muestra la función de transferencia del controlador, que introduce un cero invertido en la ganancia del lazo a la frecuencia  $f_L$ , lo que equivale a  $\frac{\omega_L}{2\pi}$ .

$$G_c(s) = G_{c\infty} \left(1 + \frac{\omega_L}{s}\right) \quad (4.6)$$

Si  $f_L$  es suficiente menor que la frecuencia de corte del lazo  $f_c$ , el margen de fase se mantiene sin cambios.

Para poder obtener los valores de las ganancias es necesario contar con los parámetros del inversor, siendo los más destacados la frecuencia de operación y los valores de la resistencia e inductancia del filtro inductivo. Las características del inversor seguidor de red se muestran en la Tabla 4.1 (El cálculo de los parámetros del inversor se detallan en el apéndice A.1).

TABLA 4.1: Parámetros de diseño del inversor seguidor de red.

Parámetros de diseño del inversor trifásico Fotovoltaico				
Potencia del Inversor (kW)	Voltaje impuesto por la red al inversor (Vrms)	Corriente máxima del inversor	Voltaje del enlace de DC del inversor	Tipo de filtro a la salida
12	220	31.5A	500V	R-L
Frecuencia de conmutación (kHz)	Porcentaje de rizo de corriente (%)	Valor de L (mH)	Valor de R (ohm)	Tipo de controlador
20	5	2.8	0.1	PI

Es necesario fijar las especificaciones del controlador como el margen de fase deseado y la frecuencia de corte para lograr el ancho de banda deseado. En la Tabla 4.2, se muestran los valores especificados. El margen de fase deseado es seleccionado



en  $52^\circ$  ya que la respuesta al escalón del sistema es la que presenta un equilibrio entre tiempo de levantamiento, sobreimpulso y tiempo de asentamiento. El rango de la frecuencia de corte se seleccionó como mínimo 10 veces la frecuencia de operación, para evitar atenuación a esa frecuencia, y como máximo la frecuencia de conmutación entre 10, para así poder atenuar lo mayor posible las componentes de alta frecuencia debido a la frecuencia de conmutación.

TABLA 4.2: Valores objetivos para la sintonización del controlador del inversor seguidor de red.

Margen de fase objetivo	Rango de frecuencia de corte (Hz)
$52^\circ$	600-2000

Para la obtención de los valores de las ganancias del controlador PI se realizó un análisis a la respuesta a la frecuencia como se describe en [17]. El análisis completo de los diagramas de Bode empleados en la sintonización, se dan en el apéndice A.1. La respuesta de lazo abierto del filtro inductivo con la adición del controlador PI previamente sintonizado se muestra en la Fig.4.9.

La función de transferencia del controlador PI sintonizado se muestra a continuación:

$$PI = \frac{74.77s + 1.997 \times 10^6}{s} = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (4.7)$$

donde:  $k_p = 74.77$ ;  $k_i = 1.997 \times 10^6$

Se puede observar en el diagrama de Bode de la Fig. 4.9 que al agregar el controlador PI sintonizado el margen de fase es muy cercano al valor objetivo. Esto conduce a un factor de amortiguamiento muy cercano a la unidad, lo que indica una mayor estabilidad relativa y un comportamiento menos oscilatorio del sistema. También es preciso destacar que la frecuencia de corte se mantiene por debajo del 10 % de la frecuencia de conmutación, lo que puede considerarse como un resultado

aceptable. En la Tabla 4.3 se presentan los valores obtenidos de la respuesta del sistema en lazo abierto.

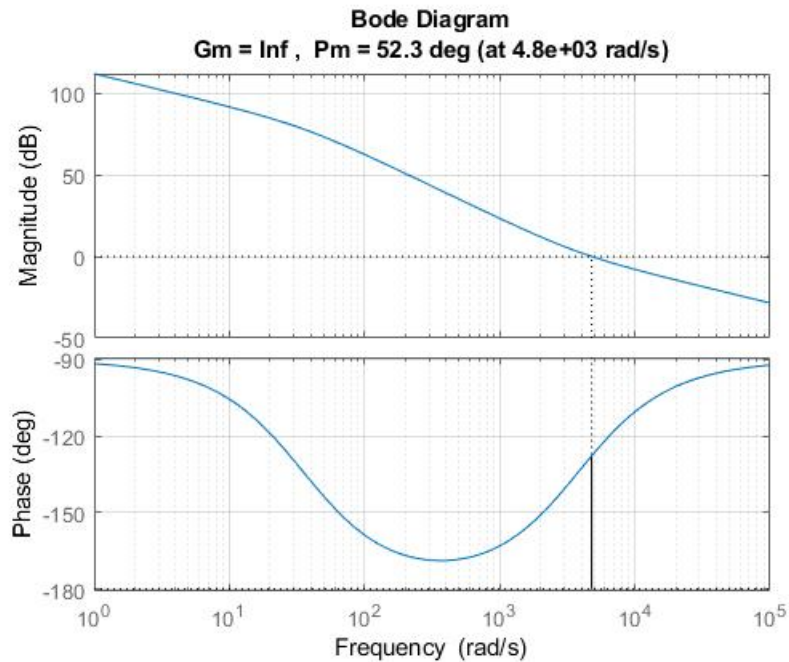


FIGURA 4.9: Diagrama de Bode del filtro RL con el controlador PI.

TABLA 4.3: Valores obtenidos de la sintonización del inversor seguidor de red.

Margen de fase obtenido	Frecuencia de corte (Hz)
52.3°	763.94

Para terminar de analizar la respuesta del sistema de control, es necesario tomar en cuenta el diagrama de lazo cerrado, ya que el sistema de control cuenta con retroalimentación. En la Fig. 4.10 se puede observar el diagrama de Bode del lazo cerrado del sistema.

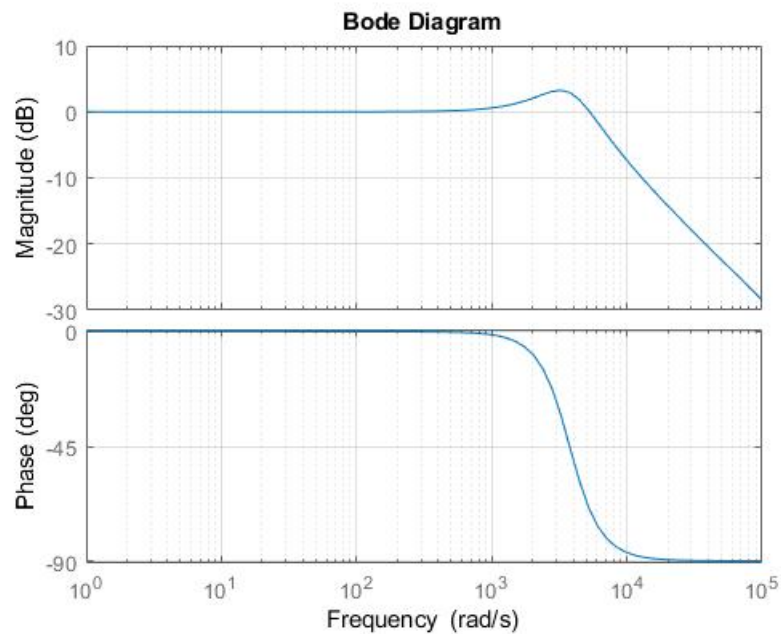


FIGURA 4.10: Diagrama de Bode de lazo cerrado del sistema RL.

En el diagrama de lazo cerrado se observa que hasta aproximadamente 1000 rad/s (159 Hz) no hay atenuación ni amplificación, y el desfase es de 0 grados. Esto significa que en teoría, si la señal de entrada (señal de referencia) es de 60 Hz, el inversor debería ser capaz de seguirla sin problemas. La respuesta del sistema en lazo cerrado parece ser adecuada para seguir una señal de referencia de 60 Hz de manera efectiva, ya que se mantiene dentro de un rango de frecuencia en el que el sistema no introduce desfase significativo ni atenuación. El ancho de banda del inversor puede llegar hasta 6000 rad/s (954.92 Hz) sin sufrir atenuación ni desfase considerable, podría compensar hasta la armónica 16 si fuera requerido.

La respuesta al escalón se muestra en la Fig. 4.11, de esta figura se pueden obtener los valores mostrados en la Tabla A.2.

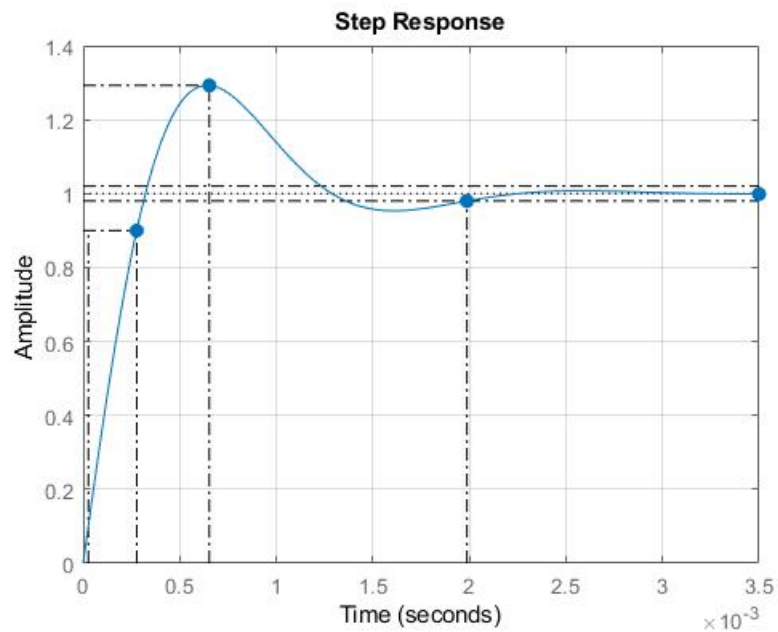


FIGURA 4.11: Respuesta al escalón del lazo cerrado del circuito equivalente RL.

TABLA 4.4: Valores de los parametros de la respuesta al escalón del filtro RL en modo seguidor de red.

Respuesta al escalón	
Tiempo de levantamiento (s)	2.5092e-04
Tiempo de asentamiento (s)	0.0020
Asentamiento Mínimo (s)	0.9306
Asentamiento Máxima (s)	1.2927
Sobreimpulso (%)	29.2727
Magnitud de cresta	1.2927
Tiempo de cresta (s)	6.5345e-04

#### 4.1.1.4 PRUEBAS AL INVERSOR TRIFÁSICO SEGUIDOR DE RED

Se llevaron a cabo simulaciones del inversor trifásico seguidor de red con el filtro RL (para mayores detalles de la implementación en PLECS revisar el apéndice C).

Estas pruebas se realizaron con los valores de controlador PI previamente derivados a partir del análisis de respuesta a la frecuencia. El propósito principal de estas pruebas es evaluar la capacidad de seguimiento tanto para corrientes máximas, conforme a las especificaciones de diseño del inversor, como para corrientes mínimas de  $5A_{rms}$ . Los resultados de las corrientes de salida del inversor (I inv 1,2 y 3) durante la simulación se presentan en la Fig. 4.12 (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap4\_InvSeguidorRL*). Para la simulación se varió la corriente de referencia (I ref 1, 2 y 3), comenzando por  $5A_{rms}$ , cuando  $t = 0.016s$  la referencia aumentó a  $20A_{rms}$ , después en  $t = 0.032s$  la refernecia aumentó a la corriente máxima del inversor ( $31.5A_{rms}$ ). Tambien se disminuyó la corriente de referencia, bajando a  $20A_{rms}$  y por último a  $5A_{rms}$ . Esto permite evaluar el comportamiento del inversor trifásico en términos de seguimiento de la corriente de referencia y distorsión armónica. Algo a destacar es que el rizo de corriente en la simulación se encuentra en  $0.86A$  lo que está por debajo del  $5\%$  especificado ( $2.227A$ ).

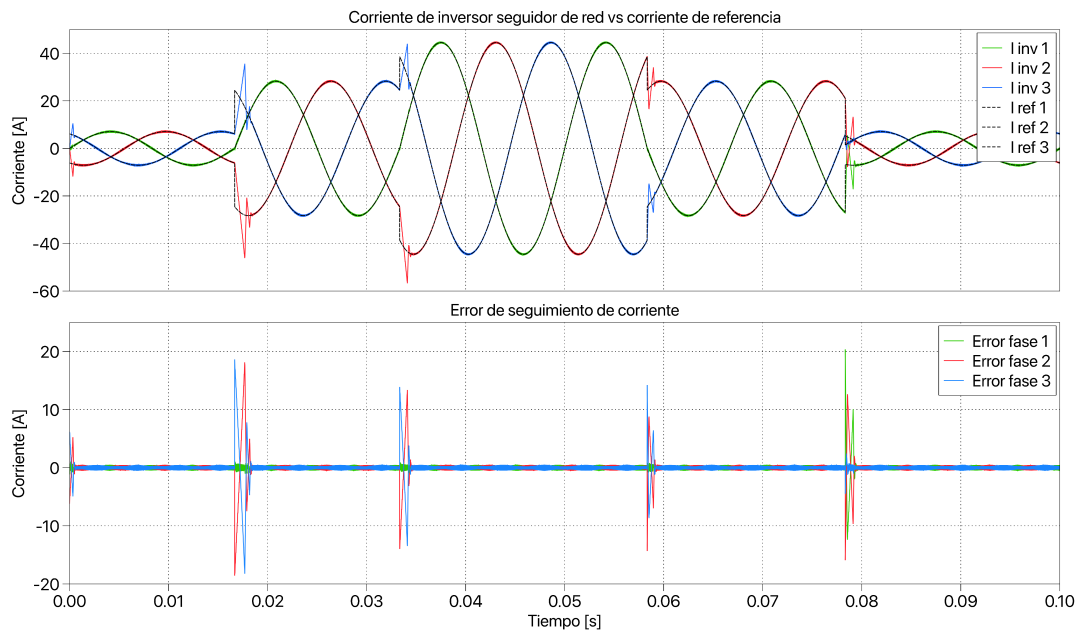


FIGURA 4.12: Corriente de referencia vs corriente a la salida inversor trifásico simulación  $5A_{rms}$ .

El seguimiento de la corriente de referencia es aceptable, ya que no se presenta

un desfase o diferencia de magnitud considerable en la corriente de salida del inversor trifásico. La corriente RMS a la salida del inversor tiene un valor de 5.004 A rms, lo que refleja un seguimiento muy cercano a la referencia y el Índice de Distorsión Armónica Total (THDi) se ubica en un nivel reducido del 3.86%. En la Fig. 4.12 también se aprecia el error de seguimiento, el cual oscila entre  $\pm 0.5$  A. Para el valor máximo del inversor el valor RMS de la corriente generada alcanza los 31.507 A, valor cercano al de la referencia. También se aprecia el error de seguimiento, el cual oscila entre  $\pm 1$  A, una vez alcanzado el estado estable. El THDi es bajo, situándose en el 0.632%. Esta cifra revela una mejor calidad de la corriente generada por el inversor al inyectar corriente de mayor magnitud.

Se evaluó la respuesta transitoria del cambio de referencia de forma escalonada, en la Fig. 4.13a se puede apreciar el transitorio en el cambio de operación de 5 a  $20A_{rms}$  y en la Fig. 4.13b la disminución de 20 a  $5 A_{rms}$ .

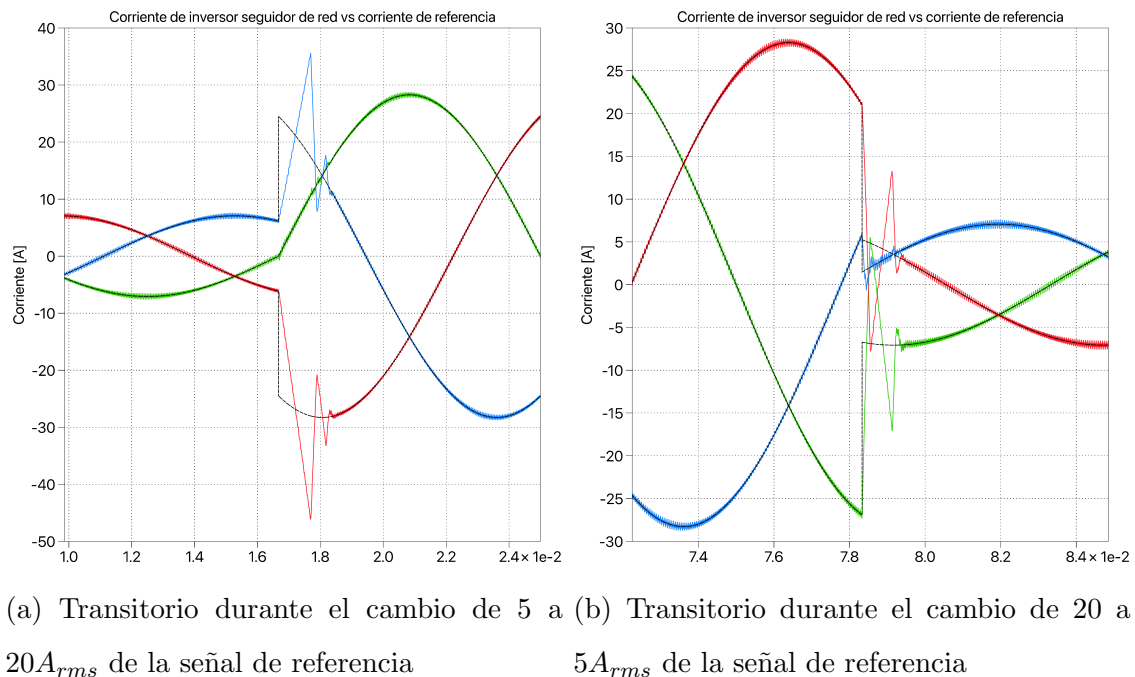


FIGURA 4.13: Transitorio de corriente durante cambio de operación.

Es destacable que el inversor es capaz de detectar y seguir la señal de referencia en un tiempo de aproximadamente 0.0015 segundos, ver la Fig.4.13a, lo que equivale a un cuarto de ciclo. Esto se asemeja a la respuesta al escalón que se mostró en

la Fig. 4.11, donde se demuestra la capacidad del inversor para seguir rápidamente cambios en la señal de referencia. Para la disminución de la señal de referencia el tiempo que transcurre para alcanzar el estado estable es de 0.00082s.

#### 4.1.2 MODELO SIMPLIFICADO DEL INVERSOR SEGUIDOR DE RED (PROPUESTO)

Se propone un modelo de inversor seguidor de red simplificado que captura la función de los componentes del inversor. En este modelo, se eliminaron los interruptores del inversor, el PWM y la fuente de corriente directa, siendo reemplazados por una fuente de corriente controlada. Esta modificación se traduce en un ahorro de tiempo de simulación al evitar la necesidad de tener en cuenta la frecuencia de conmutación, lo que suele aumentar la complejidad de las simulaciones.

En lugar de utilizar solo una fuente de corriente controlada (modelo ideal del inversor seguidor de red), se optó por incluir la función de transferencia del filtro inductivo de salida del inversor. Esta elección no solo simplifica el modelo, sino que también incorpora las características del filtro en la salida del inversor, permitiendo una representación más precisa del comportamiento del sistema. El modelo propuesto logra emular los efectos transitorios del inversor modelado con el PWM, pero sin presentar el rizo de la conmutación.

En relación al control, se mantiene el control proporcional-integral (PI) sintonizado, similar al utilizado en el modelo de inversor con el PWM. Además, se ha integrado un saturador que opera con límites equivalentes al voltaje de la fuente, asignando un límite a la fuente de corriente controlada.

Este enfoque simplificado, junto con una representación aceptable de los comportamientos transitorios, proporciona una herramienta efectiva para el análisis y diseño de sistemas con gran número de inversores seguidores de red.

#### 4.1.2.1 MODELO SIMPLIFICADO PROPUESTO DE INVERSOR SEGUIDOR DE RED MONOFÁSICO

En la Fig. 4.14 se muestra el modelo propuesto para un inversor seguidor de red monofásico (para mayores detalles de la implementación en PLECS revisar el apéndice C).

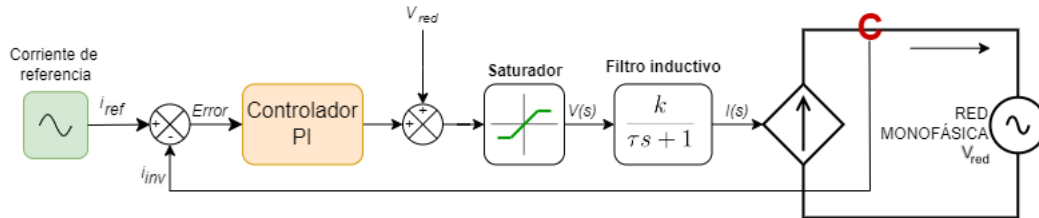


FIGURA 4.14: Modelo propuesto de inversor seguidor de red monofásico.

Se observa que el sistema cuenta con una corriente de referencia, la retroalimentación de corriente para calcular el error e ingresarlo al controlador PI. Es necesario realizar ajustes a las ganancias del controlador PI para que la respuesta a eventos transitorios sea lo más parecida a la del modelo del inversor con PWM. El sistema parte de conservar los mismos ajustes de las ganancias calculadas para el inversor con PWM, pero el modelo propuesto al no contar con rizo alcanza un tiempo de asentamiento más corto y el sobre impulso es menor para un transitorio debido al mismo escalón en la corriente de referencia. Se propone un factor que relaciona las ganancias y las respuesta al escalón de ambos modelos, las ganancias para el modelo propuesto se presentan en (4.8) y (4.9).

$$k_{p2} = k_p \quad (4.8)$$

$$k_{i2} = \frac{k_i}{2} \quad (4.9)$$

Continuando con la Fig. 4.14, a la salida del controlador se precompensa el voltaje de la red, para después pasar por un saturador. El saturador se dimensiona



con respecto al voltaje del enlace de DC del inversor que se busca simplificar, esto para representar que el inversor no puede proporcionar un voltaje mayor al voltaje de enlace de DC. La relación para asignar el valor al saturador se muestra en (4.10) y (4.11).

$$Limite_{superior} = \frac{E}{2} \quad (4.10)$$

$$Limite_{inferior} = -\frac{E}{2} \quad (4.11)$$

Por último se agrega la función de transferencia del filtro a la salida del inversor. La salida del filtro es la corriente que el inversor deberá inyectar a la red, esto lo hace por medio de la fuente de corriente controlada. En la Fig. 4.15 se presenta la corriente y el error del modelo ideal, propuesto y completo del inversor. Para esta simulación se compensó con una referencia de corriente de  $5 A_{rms}$ , cuando  $t = 2.3/60s$  la referencia cambió a  $30 A_{rms}$  y cuando  $t = 4.8/60s$  la referencia cambió a  $15 A_{rms}$ . El error en estado estable oscila entre  $\pm 0.8$  A considerando el rizo del inversor con PWM, pero no existe un desfase de corriente y error de corriente rms (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap4\_InvModeloPropuestoMonofasico*).

Para evaluar la similitud entre los modelos, en la Fig. 4.16a se muestra el transitorio del incremento de corriente y en la Fig. 4.16b se presenta el transitorio de decremento de corriente.

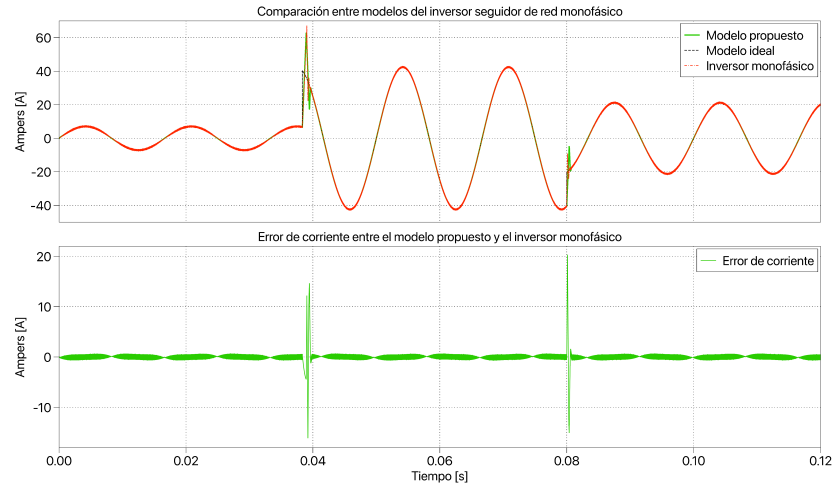
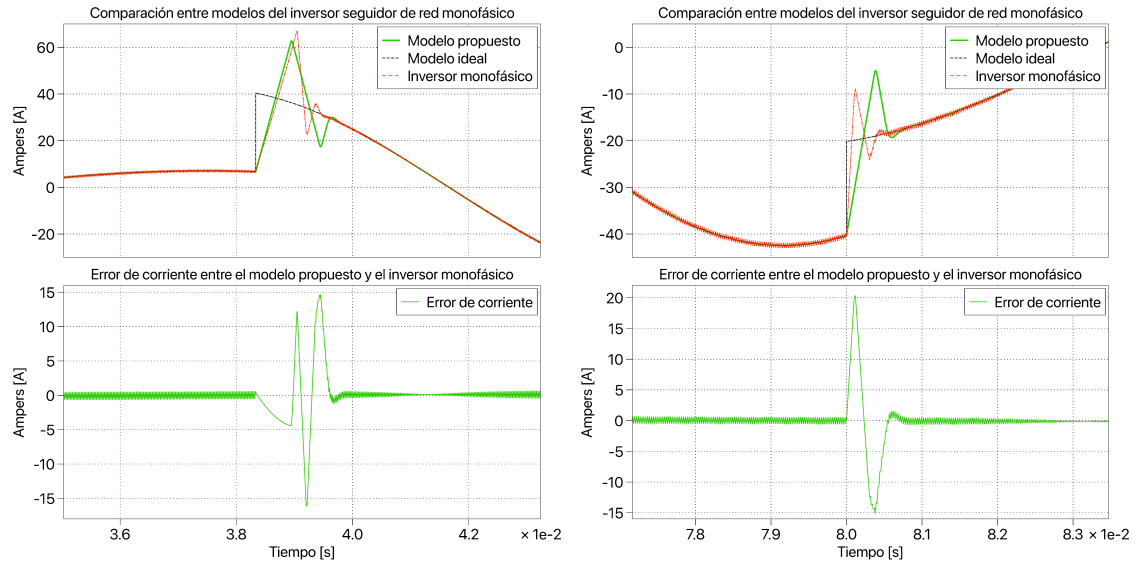


FIGURA 4.15: Comparación y error de corriente entre el inversor monofásico y el modelo propuesto.



(a) Transitorio durante el cambio de referencia de 5 a  $30A_{rms}$ . (b) Transitorio durante el cambio de referencia de 30 a  $15A_{rms}$ .

FIGURA 4.16: Comparación del transitorio de corriente durante cambio de operación.

El error mostrado durante el transitorio se debe principalmente al desfase en el tiempo entre los modelos. Pero la respuesta al escalón del modelo propuesto es muy similar a la del modelo con PWM, por lo que independientemente del desfase logra representar el evento en mucho menor

tiempo de simulación. En la Tabla 4.5 se muestran los valores de los parámetros utilizados para evaluar la similitud entre los modelos.

TABLA 4.5: Comparación de la respuesta transitoria del modelo propuesto con el modelo completo.

Cambio de referencia de 5 a 30 $A_{rms}$		
Parámetros a evaluar	Modelo con PWM	Modelo propuesto
Valor max.	67.09A	62.65A
Valor min.	22.30A	17.48A
Duración	0.00127s	0.00145s
Cambio de referencia de 30 a 15 $A_{rms}$		
Parámetros a evaluar	Modelo con PWM	Modelo propuesto
Valor max.	-8.91	-5.05
Valor min.	-24.13	-19.30
Duración	0.00058s	0.00084s

La mayor diferencia entre los modelos durante el transitorio de cambio de referencia de 5 a 30  $A_{rms}$  es en los picos inferiores, el pico inferior del inversor modelado con PWM ocurre primero y el del modelo propuesto ocurre 0.00023s después. En el cambio de referencia de 30 a 15  $A_{rms}$  la mayor diferencia se presenta en el pico superior, ocurriendo primero el del inversor modelado con PWM y  $9.91e^{-5}$ s después el del inversor propuesto.

Para obtener el tiempo que tarda en simularse cada modelo se utilizó la función *tic – toc* en PLECS. Ambos modelos se simularon con las características mostradas en la Tabla 4.6.

TABLA 4.6: Parámetros de la simulación.

Tiempo de simulación	
Tiempo de inicio	0.0
Tiempo a simular	0.12
Solucionador	
Tipo	Paso-Variable
Solucionador	auto
Opciones del solucionador	
Tamaño máx. del paso	1e-3
Tamaño del paso inicial	auto
Factor de refinamiento	1
Tolerancia relativa	1e-3
Tolerancia absoluta	auto

La comparación del tiempo de simulación de los modelos para un inversor monofásico seguidor de red se muestra en la tabla 4.9. El modelo propuesto dura 15 veces menos que el modelo con el PWM.

TABLA 4.7: Comparación entre la duración de simulación (modelo monofásico).

Modelo PWM	Modelo propuesto
0.159876s	0.0103321s

#### 4.1.2.2 MODELO SIMPLIFICADO PROPUESTO DE INVERSOR SEGUIDOR DE RED TRIFÁSICO

El modelo simplificado propuesto para el inversor trifásico sigue la metodología propuesta para el inversor monofásico, el saturador se dimensiona de la misma forma ( $Limite_{superior} = \frac{E}{2}$  y  $Limite_{inferior} = -\frac{E}{2}$  y los valores de las ganancias

del controlador se mantienen igual que los resultados de la sintonización. La única diferencia es el número de referencias, controladores, saturadores y funciones de transferencia del filtro de enlace. En la Fig. 4.17 se muestra el diagrama del modelo simplificado propuesto para un inversor trifásico seguidor de red.

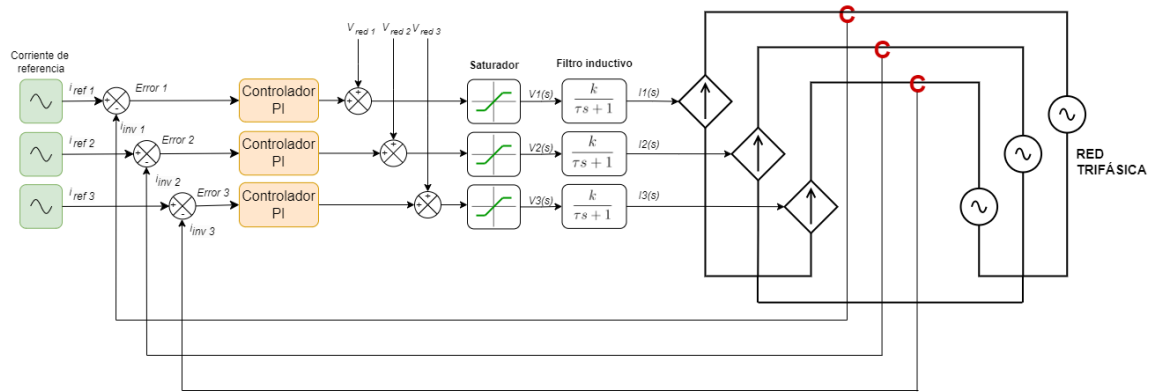


FIGURA 4.17: Modelo simplificado propuesto de inversor seguidor de red trifásico.

En el caso del inversor trifásico no es necesario ajustar las ganancias del controlador PI, no se consigue una gran mejora en la respuesta ante un escalón de corriente de referencia. En la Fig. 4.18 se presenta la corriente y el error del modelo ideal, propuesto y completo del inversor trifásico. Para esta simulación se compensó con una referencia de corriente de  $5 A_{rms}$ , cuando  $t = 2.3/60s$  la referencia cambió a  $25 A_{rms}$  y cuando  $t = 4.8/60s$  la referencia cambió a  $10 A_{rms}$  (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap4\_InvModeloPropuestoTrifasico*). El error en estado estable oscila entre  $\pm 0.55 A$  considerando el rizo del inversor con PWM, pero no existe un desfase de corriente y error de corriente rms.

Para evaluar la similitud entre los modelos, en la Fig. 4.19a se muestra el transitorio del incremento de corriente y en la Fig. 4.19b se presenta el transitorio de decremento de corriente.

El error mostrado durante el transitorio al igual que en el modelo monofásico se debe principalmente al desfase en el tiempo entre la respuesta de los modelos. Pero la respuesta al escalón del modelo propuesto es muy similar a la del modelo con

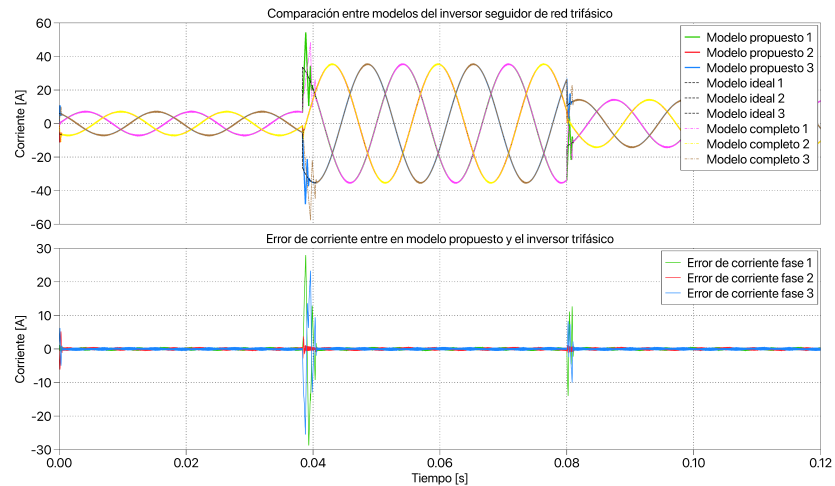
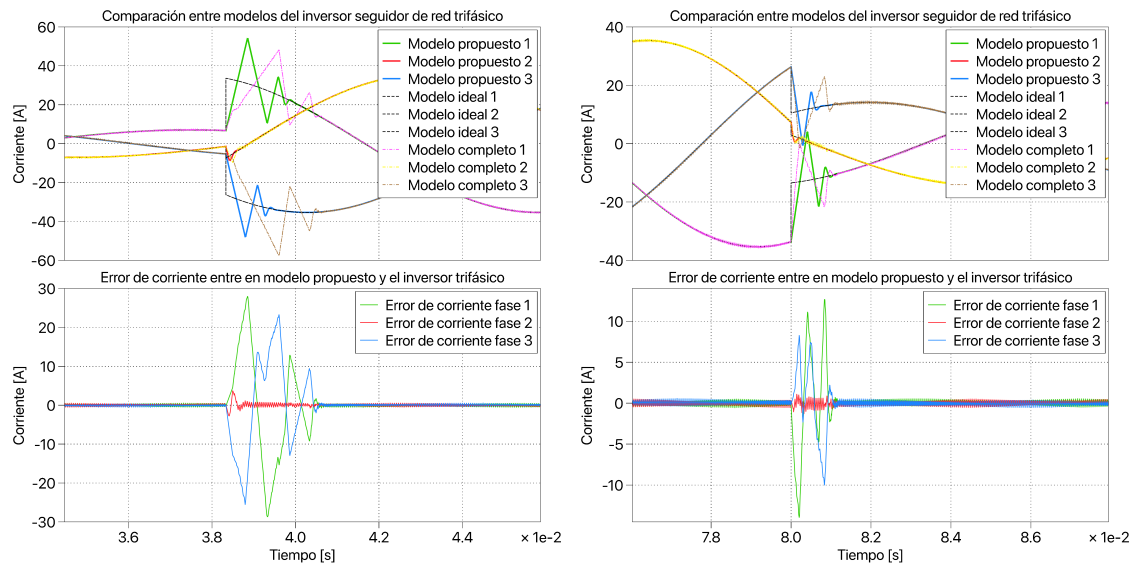


FIGURA 4.18: Comparación y error de corriente entre el inversor trifásico y el modelo propuesto.

PWM, por lo que independientemente del desfase logra representar el evento en mucho menor tiempo de simulación. En la Tabla 4.8 se muestran los valores de los parámetros utilizados para evaluar la similitud entre los modelos.



(a) Transitorio durante el cambio de referencia de 5 a  $25A_{rms}$ . (b) Transitorio durante el cambio de referencia de 25 a  $10A_{rms}$ .

FIGURA 4.19: Comparación del transitorio de corriente durante cambio de operación para el inversor trifásico.

TABLA 4.8: Comparación de la respuesta transitoria del modelo propuesto con el modelo completo trifásico.

Cambio de referencia de 5 a 25 $A_{rms}$		
Parámetros a evaluar	Modelo con PWM	Modelo propuesto
Valor max. del evento Fase 1	48.36A	53.94A
Valor min. del evento Fase 3	-57.60A	-47.74A
Duración del evento	0.00223	0.00165s
Cambio de referencia de 25 a 10 $A_{rms}$		
Parámetros a evaluar	Modelo con PWM	Modelo propuesto
Valor max. del evento Fase 1	-21.62	-21.32
Valor min. del evento Fase 3	-1.46	-0.46
Duración del evento	0.00117s	0.00107s

La mayor diferencia entre los modelos durante el transitorio de cambio de referencia de 5 a 25  $A_{rms}$  es en los picos inferiores, el pico inferior del modelo propuesto ocurre primero y el inversor modelado con PWM ocurre 0.00075s después en la fase 1 (verde). En el cambio de referencia de 25 a 10  $A_{rms}$  la mayor diferencia se presenta en el pico superior, ocurriendo primero el modelo propuesto y 0.000325s después el del inversor con PWM en la fase 3 (azul).

Para obtener el tiempo que tarda en simularse cada modelo se utilizó la función *tic – toc* en PLECS. Ambos modelos se simularon con las características mostradas en la Tabla 4.6. La comparación del tiempo de simulación de los modelos para un inversor trifásico seguidor de red se muestra en la Tabla 4.9. El modelo propuesto dura 20 veces menos que el modelo con el PWM.

TABLA 4.9: Comparación entre la duración de simulación (modelo trifásico).

Modelo PWM	Modelo propuesto
0.371907s	0.018286s

El modelo simplificado propuesto puede ser una opción práctica para la simulación de microrredes con un gran número de inversores, ahorrando tiempo computacional y con una respuesta transitoria aceptable, ya que el efecto del cambio de corrientes de referencia no pasa desapercibido en el modelo monofásico y trifásico presentado.

### 4.1.3 INVERSOR FORMADOR DE RED

El inversor formador de red tiene la capacidad de crear una microrred autónoma o una red en isla; esto significa que puede funcionar de manera independiente y proporcionar energía a cargas locales incluso en ausencia de la red eléctrica principal. Este se encarga de imponer un voltaje sinusoidal sus terminales, regulando el voltaje y la frecuencia, lo que permite que el inversor funcione de manera similar a una fuente controlada de voltaje de AC. El equivalente ideal se muestra en la Fig.4.20 siempre y cuando el control del inversor funcione.

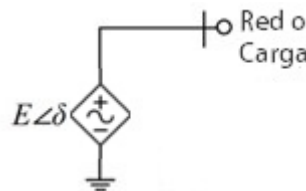


FIGURA 4.20: Equivalente ideal de un inversor formador de red.

En la Fig. 4.20 se muestra el equivalente ideal del inversor formador de red donde  $E$  es la magnitud de voltaje que el inversor genera en sus terminales y  $\delta$  es el ángulo de voltaje.

El inversor formador de red necesita un capacitor conectado en sus terminales de salida para poder regular el voltaje. El capacitor al no permitir cambios abruptos debido a su característica  $dv/dt$ , permitirá tener un voltaje sinusoidal al conmutar los interruptores del inversor, conectados a la fuente de tensión de corriente directa.

En la Fig. 4.21 se muestra el esquema de un inversor trifásico formador de red.



Este inversor se encuentra conectado a una carga trifásica.

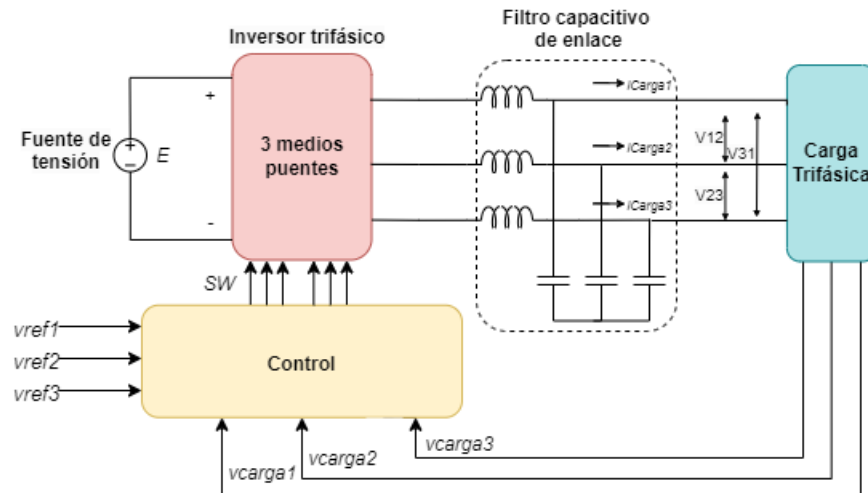


FIGURA 4.21: Diagrama de inversor trifásico formador de red.

El inversor formador de red, cuenta con una fuente de tensión conectada a un módulo de inversor conmutado mediante las salidas del módulo de control, el cual tiene voltajes de referencia como entradas y voltajes medidos en terminales del filtro capacitivo que son retroalimentados. El filtro capacitivo funciona como el enlace del inversor formador para conectarse a la red o a una carga que puede ser lineal o no lineal, estos filtros pueden ser de distintas topologías, siendo el más común el filtro LC o LCL.

#### 4.1.3.1 DIMENSIONAMIENTO DEL FILTRO LCL

Para el enlace del inversor formador de red se utilizó un filtro LCL, el cual se compone de tres elementos principales: una bobina ( $L_1$ ) en serie, 1 capacitor (C) en paralelo y otra bobina ( $L_2$ ) en serie como se muestra en la Fig. 4.22. Estos componentes forman una red de filtrado que atenúa las componentes de frecuencia no deseables generadas por el inversor.

El dimensionamiento de las inductancias y la capacitancia de un filtro LCL consiste en encontrar los valores que aseguren una respuesta rápida y estable del

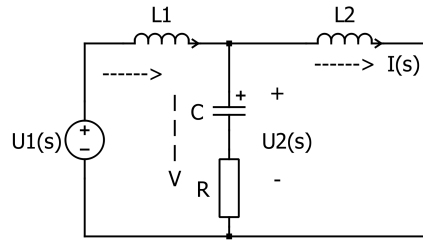


FIGURA 4.22: Circuito equivalente de filtro LCL en el dominio de la frecuencia.

sistema, al tiempo que eviten problemas de resonancia y sobrecorriente. Durante el proceso de dimensionamiento, se deben considerar varios factores, como la potencia del inversor, la frecuencia de conmutación, la impedancia de la carga y los límites de corriente y voltaje [24]. El proceso de dimensionamiento comienza limitando la potencia reactiva que el capacitor puede manejar. La potencia reactiva se limita al 5 % de la potencia aparente del inversor.

$$Q = \frac{V^2}{\frac{1}{2\pi f C}} = 0.05 \cdot S \quad (4.12)$$

Al despejar la capacitancia se obtiene la siguiente expresión:

$$C = \frac{0.05 \cdot S}{V^2 2\pi f} \quad (4.13)$$

Una vez obtenido el valor de la capacitancia, se calcula el valor de la inductancia 1 ( $L_1$ ). Esta es calculada con base en el rizo máximo de corriente, el cual puede ubicarse entre un 5-10 % de la corriente nominal ya que el inductor ( $L_2$ ) complementará el filtrado.

$$L_1 = \frac{V_{dc}}{4 \cdot f_{sw} \cdot \Delta i_{ppmax}} \quad (4.14)$$

La inductancia total es ( $L_1 + L_2$ ). Se selecciona la inductancia 2 ( $L_2$ ) con la máxima caída de tensión limitándola al 10 %. La ecuación para calcular la inductancia 2 se muestra a continuación:

$$L_2 = \frac{0.1V^2}{S \cdot 2\pi \cdot f} - L_1 \quad (4.15)$$

#### 4.1.3.2 CONTROL DE LAZO-CERRADO DEL INVERSOR FORMADOR DE RED CON FILTRO LCL

Como se ha mencionado previamente, el filtro de enlace del inductor relaciona la entrada y la salida del sistema por lo que es posible modelarlo como la planta del sistema. En el caso del inductor formador de red con filtro LCL, se desprecia la inductancia  $L_2$  para el análisis, tratando al circuito como un filtro LC. Este filtro se complementa con un elemento de amortiguamiento pasivo, una resistencia en serie con el condensador. Para realizar el diagrama de bloques del inductor, es necesario obtener la función de transferencia del filtro de salida como se muestra en la Fig. 4.23.

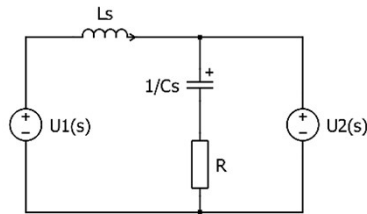


FIGURA 4.23: Circuito equivalente del filtro LC del inductor híbrido operando en modo formador de red.

Al analizar el circuito llegamos a la siguiente función de transferencia:

$$\frac{U_2(s)}{U_1(s)} = k_4 \frac{s + k_3}{s^2 + k_4s + k_5} \quad (4.16)$$

Donde:  $k_1 = RC$ ;  $k_2 = CL$ ;  $k_3 = \frac{1}{k_1}$ ;  $k_4 = \frac{k_1}{k_2}$ ;  $k_5 = \frac{1}{k_2}$

Conociendo la planta del sistema es posible realizar el diagrama de bloques del control del inductor formador de red con filtro LCL, como se muestra en la Fig. 4.24.

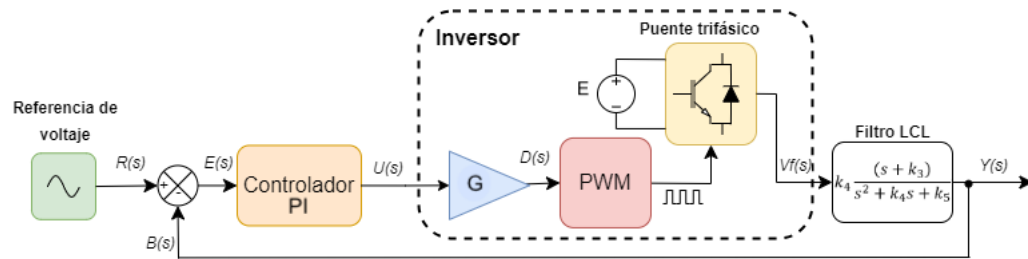


FIGURA 4.24: Diagrama de control del inversor híbrido en modo formador de red.

La descripción del diagrama de bloques se presenta a continuación:

1. La señal de voltaje de referencia  $R(s)$  ingresa al comparador, donde se compara con la señal de salida del inversor.
2. La comparación da como resultado el error  $E(s)$ , introducido en el controlador  $C(s)$  para corrección.
3. La señal de voltaje o corriente promedio  $U(s)$  pasa por una ganancia  $G$ , que equivale a  $\frac{2}{E}$ , convirtiéndose en el ciclo de trabajo del inversor ( $D$ ), limitado por un saturador ( $0 \leq D \leq 1$ ).
4. El ciclo de trabajo  $D$  se dirige al bloque PWM, que genera las señales de control del inversor.
5. Al conmutar los interruptores debido a la señal del PWM, el voltaje  $Vf(s)$  proveniente de la fuente, entra al bloque de la función de transferencia del filtro LCL simplificado.
6. La salida del filtro  $Y(s)$  es el voltaje en terminales del inversor, esta se retroalimenta al sistema de control.

#### 4.1.3.3 SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR DEL INVERSOR FORMADOR DE RED CON FILTRO LCL

Para obtener un seguimiento a la señal de referencia de voltaje es necesario implementar un controlador PI, con el objetivo de eliminar el error de estado estable.

La sintonización del controlador se llevará a cabo con las especificaciones del inversor mostradas en la Tabla 4.10 (El cálculo de los parámetros del inversor se detallan en el apéndice A.2).

TABLA 4.10: Parámetros de diseño del inversor trifásico conectado al banco de baterías

Parámetros de diseño del inversor trifásico del Banco de baterías				
Potencia del Inversor (kW)	Voltaje impuesto por la red al inversor (Vrms)	Corriente máxima del inversor	Voltaje del capacitor interno del inversor	Frecuencia de conmutación (kHz)
12	220	31.49A	500V	20
Valor de L1 (mH)	Valor de L2 (mH)	Valor de C(uF)	Valor de R (ohm)	Tipo de controlador
0.404	0.202	33	1.5	PI

Para lograr sintonizar el controlador, se hace un análisis de la respuesta a la frecuencia del sistema como se describe en [17]. Los objetivos fijados para sintonización son los mismos que los mostrados en la Tabla 4.2. El análisis completo de los diagramas de Bode empleados en la sintonización se dan en el apéndice A.2.1. La respuesta de lazo abierto del filtro LCL simplificado con la adición del controlador PI previamente sintonizado se muestra en la Fig. 4.25. La función de transferencia del controlador PI sintonizado se muestra a continuación:

$$PI = \frac{6s + 37.7 \times 10^4}{s} = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (4.17)$$

Donde:  $k_p = 6$ ;  $k_i = 37.7 \times 10^4$

En el diagrama de Bode que se muestra en la Fig. 4.25, se aprecia que con la

integración del controlador PI el margen de fase no alcanza el valor objetivo, pero el factor de pico de lazo-cerrado es de 1.092 ( $Q$ , factor que relaciona el margen de fase con el factor de amortiguamiento de lazo-cerrado), lo que resulta en una respuesta al escalón aceptable. Es importante destacar que la frecuencia de corte se ubica por encima del rango de frecuencia de corte objetivo. Los valores obtenidos de la respuesta a la frecuencia del sistema en lazo abierto se muestran en la Tabla 4.11.

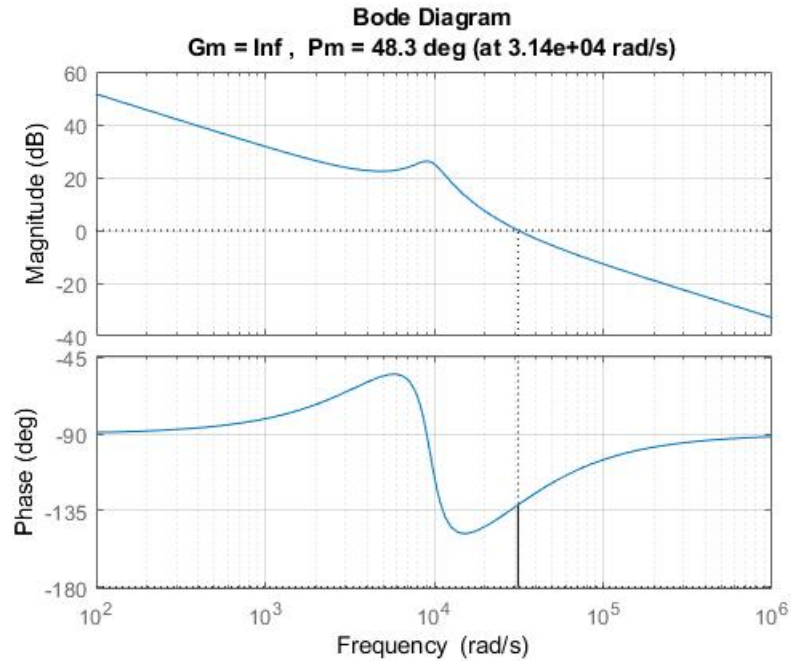


FIGURA 4.25: Diagrama de bode de lazo abierto del filtro LC con controlador PI.

TABLA 4.11: Valores obtenidos de la sintonización del inversor híbrido en modo formador de red.

Margen de fase obtenido	Frecuencia de corte (Hz)
48.3°	4997.4

La frecuencia de corte se encuentra por encima del valor objetivo, pero al ser un filtro que cumple con dos funciones, obtener los valores deseados puede resultar en una tarea compleja. Al examinar el diagrama de Bode de lazo cerrado en la Fig. 4.26, se puede apreciar que en la frecuencia de operación del sistema (60 Hz) no habrá

atenuación ni amplificación, y el desfaseamiento será nulo. Este resultado es crucial para garantizar un seguimiento preciso de la señal de referencia y un funcionamiento estable del sistema en su conjunto. Sin embargo, es importante tener en cuenta que el filtro tiene un ancho de banda amplio y se pueden escapar componentes de alta frecuencia en el filtrado debido al bajo valor de frecuencia de conmutación utilizado.

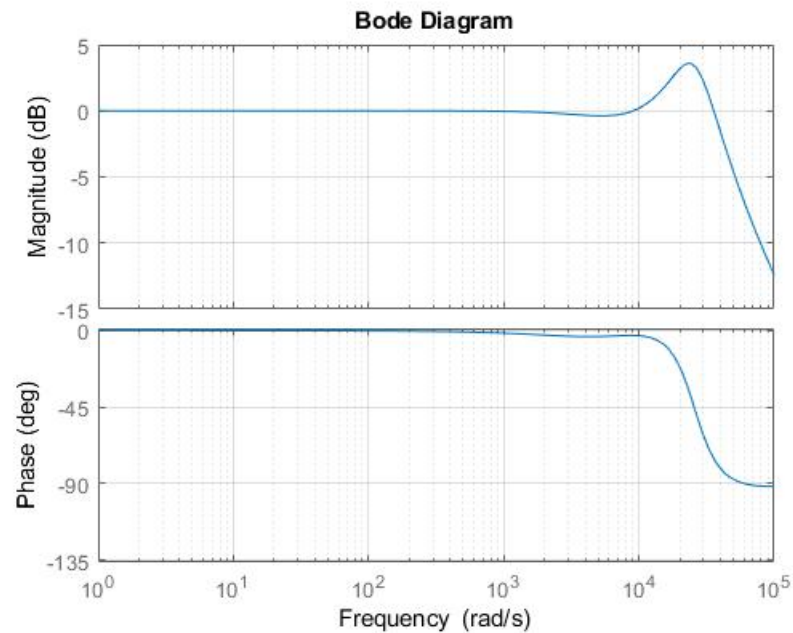


FIGURA 4.26: Diagrama de bode de lazo cerrado con controlador PI para filtro LC.

La respuesta al escalón se muestra en la Fig. 4.27, de esta figura se pueden obtener los valores mostrados en la Tabla 4.12.

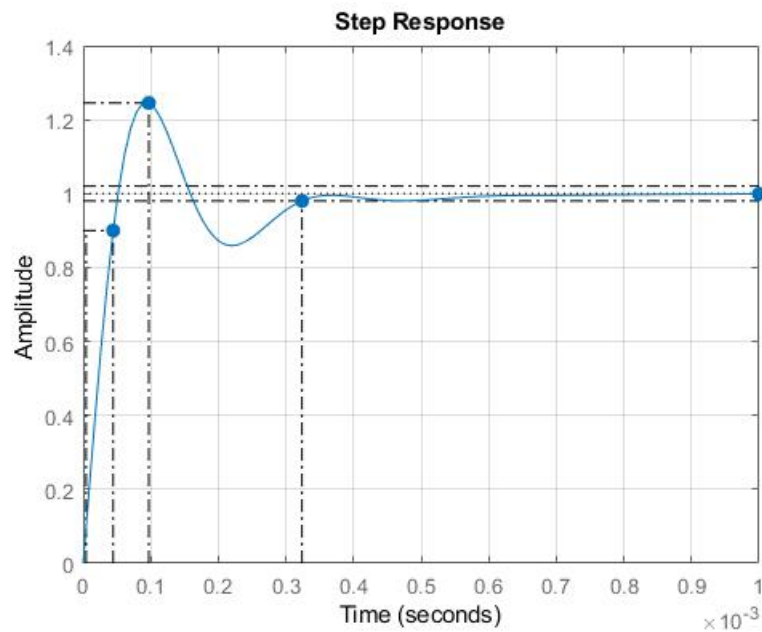


FIGURA 4.27: Respuesta al escalón con controlador PI para un filtro LC en lazo cerrado.

TABLA 4.12: Valores de los parámetros de la respuesta al escalón del filtro LCL en modo formador de red.

Respuesta al escalón	
Tiempo de levantamiento (s)	4.0050e-05
Tiempo de asentamiento (s)	3.2389e-04
Asentamiento Mínimo (s)	0.8591
Asentamiento Máxima (s)	1.2452
Sobreimpulso (%)	24.5240
Magnitud de cresta	1.2452
Tiempo de cresta (s)	9.7077e-05



#### 4.1.3.4 PRUEBAS AL INVERSOR TRIFÁSICO FORMADOR DE RED CON FILTRO LCL

La simulación del inversor trifásico formador de red con filtro LCL se realizó utilizando los valores del controlador PI, obtenidos tras el análisis de respuesta a la frecuencia (para mayores detalles de la implementación en PLECS revisar el apéndice C). Durante estas pruebas, se evaluó el rendimiento del inversor en diversas condiciones, enfocándonos en el seguimiento del voltaje de referencia. Se observó que el inversor mantuvo precisión en el seguimiento del voltaje de referencia, mostrando coherencia entre la señal de entrada y salida. Se examinó la capacidad del inversor frente a la carga total de la microrred, demostrando su habilidad para mantener un voltaje estable y controlado, incluso ante distorsiones armónicas significativas en la corriente de carga. Los niveles de THDv se mantuvieron dentro de los límites aceptables.

Los resultados de la simulación con la carga total de la microrred se presentan en la Fig. 4.28 (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap4\_InvFormadorLCL*). La simulación inició con la carga total de la microrred conectada, cuando  $t = 0.035s$  se dejó conectada solo la carga crítica y por último cuando  $t = 0.065s$  se conectó el total de la carga. En esta figura, se puede observar el seguimiento del inversor trifásico a una referencia de voltaje de  $127 V_{rms}$  de fase (lo que equivale a un voltaje de salida entre fases de  $220 V_{rms}$ ), cuando la carga total se encuentra conectada. Este resultado demuestra la capacidad del inversor trifásico para mantener un seguimiento del voltaje de referencia en condiciones de carga máxima y carga mínima.

El seguimiento del voltaje de referencia es aceptable, sin mostrar ningún desfase importante entre la entrada y la salida. El voltaje RMS medido en la salida del inversor (después del filtro LCL) es de  $126.99V_{rms}$ , lo que indica un buen seguimiento entre la señal de referencia. En la Fig. 4.28 también se aprecia el error de seguimiento,

el cual oscila entre  $\pm 6$  V. El Índice de Distorsión Armónica Total del voltaje (THD<sub>v</sub>) es de 1.76 %.

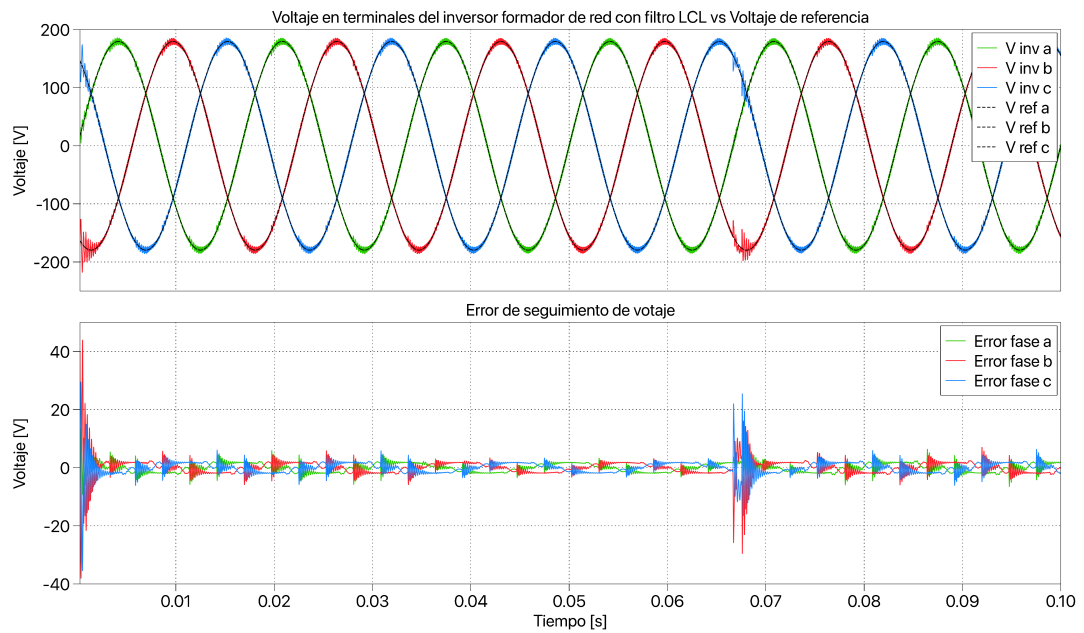


FIGURA 4.28: Voltaje de referencia vs voltaje a la salida del inversor con cambio de carga.

Al evaluar el comportamiento del voltaje en las terminales del inversor al conectar solamente la carga crítica de la microrred se observa que se mantiene muy similar a la referencia deseada, el voltaje rms con la carga crítica conectada es de  $126.97V_{rms}$ , también se aprecia el error de seguimiento, el cual oscila entre  $\pm 4$  V. El THD<sub>v</sub> es del 1.58 %, lo que sugiere una distorsión armónica aceptable en el voltaje de salida.

Durante la simulación se presentó un transitorio en la tensión del inversor, en la Fig. 4.29 se muestra el transitorio de la simulación. Este evento ocurre durante el aumento de la carga, tiene una duración de 0.0022 segundos lo que lo hace sin importancia para la mayoría de las aplicaciones.

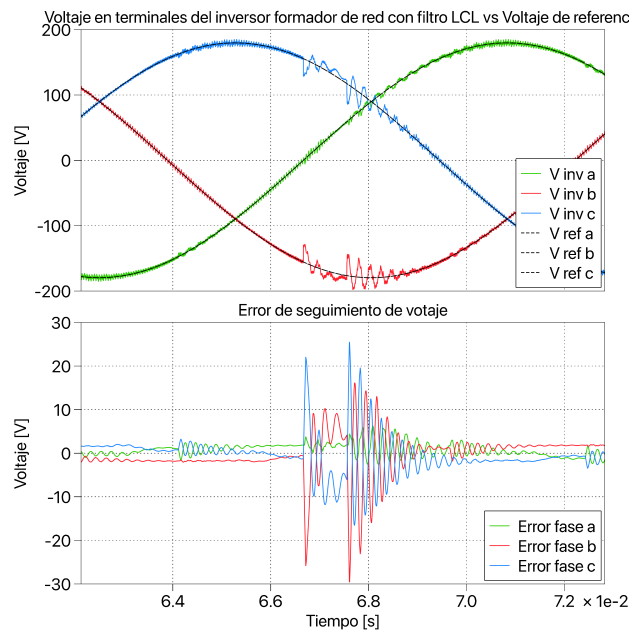


FIGURA 4.29: Transitorio de tensión durante cambio de carga.

En la Fig. 4.30 se logra apreciar el voltaje en terminales de la carga y la corriente de la carga durante la simulación.

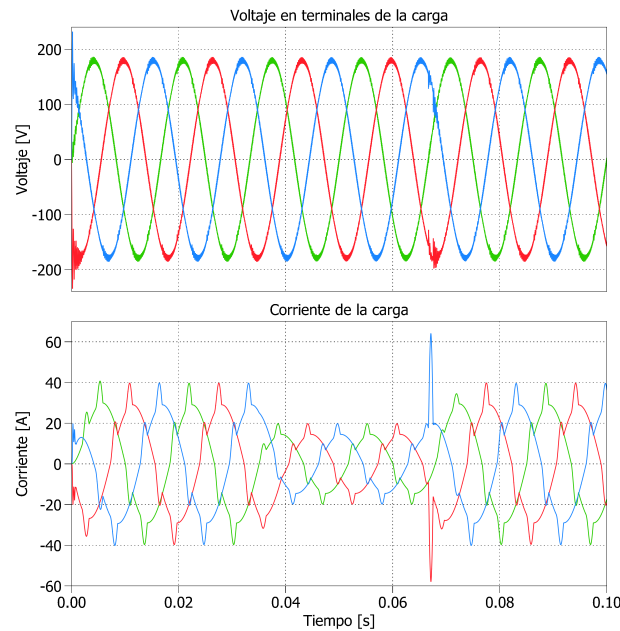


FIGURA 4.30: Voltaje y corriente de la carga durante la operación del inversor formador.

#### 4.1.4 INVERSOR FORMADOR-SEGUIDOR DE RED (INVERSOR HÍBRIDO)

Los inversores con configuración híbrida son versátiles, siendo capaces de funcionar en dos entornos distintos: conectados a la red y en modo aislado. En entornos interconectados, pueden operar como seguidores de red, inyectando energía en la red eléctrica. Asimismo, en entornos aislados, estos inversores pueden funcionar en modo formador de red, generando y gestionando la energía de forma autónoma, prescindiendo de una red externa.

Esta adaptabilidad dinámica se logra mediante ajustes en el control interno del inversor, permitiendo una transición fluida entre ambos modos de operación. El filtro LCL desempeña un papel esencial en esta versatilidad al garantizar que el inversor

mantenga un rendimiento óptimo y estable, tanto en sistemas interconectados como en modos aislados. En la Fig. 4.31 se muestra el modelo equivalente ideal del inversor formador-seguidor de red.

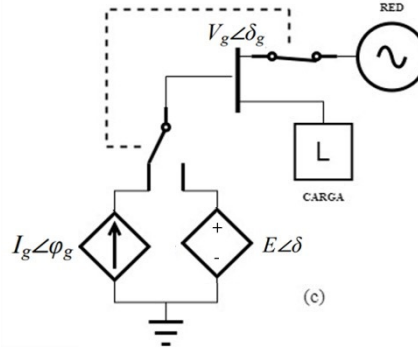


FIGURA 4.31: Equivalente de un inversor formador-seguidor de red.

El propósito del filtro LCL es habilitar la operación en modo seguidor de red al controlar la corriente en la salida del inversor a través de la segunda inductancia ( $L_2$  de la Fig. 4.22) funcionando como reactor de enlace. Asimismo, tiene la capacidad de desempeñarse como formador de red al controlar la tensión en los condensadores del filtro. Este inversor como se observa en la Fig. 4.31, debe comunicarse con el PCC, ya que la función en modo formador de red depende de la apertura del PCC debido a la interrupción en el suministro eléctrico.

#### 4.1.4.1 CONTROL DE LAZO-CERRADO DEL INVERSOR SEGUIDOR DE RED CON FILTRO LCL

Para diseñar el esquema de control del inversor formador-seguidor de red en modo seguidor de red, es necesario obtener la función de transferencia que relaciona el voltaje de entrada con la corriente a la salida del circuito. Al analizar el circuito representado en la Fig. 4.22, podemos llegar a la siguiente función de transferencia:

$$\frac{I(s)}{U(s)} = \frac{k_4(s + k_5)}{s^3 + k_6s^2 + k_7s} \quad (4.18)$$

donde:  $k_1 = RC$ ;  $k_2 = L_1 \cdot L_2 \cdot C$ ;  $k_3 = L_1 + L_2$ ;  $k_4 = \frac{k_1}{k_2}$ ;  $k_5 = \frac{1}{k_1}$ ;  $k_6 = \frac{k_3 k_1}{k_2}$ ;  $k_7 = \frac{k_3}{k_2}$

Introduciendo el modelo de la planta del sistema operando en modo seguidor de red como en (4.18) es posible realizar el diagrama de bloques del control del inversor formador-seguir de red como se muestra en la Fig. 4.32.

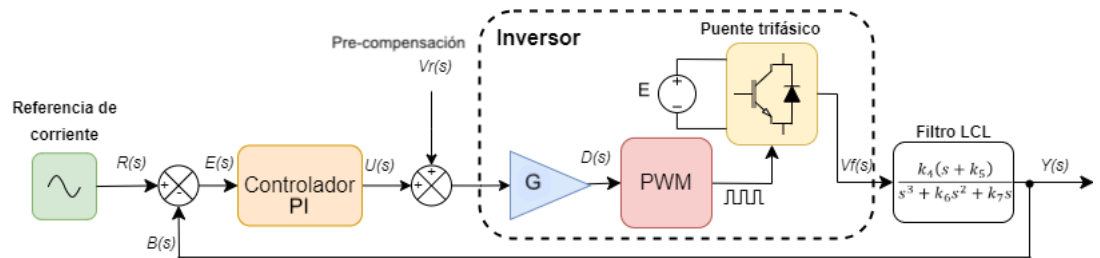


FIGURA 4.32: Diagrama de control del inversor formador-seguir de red en modo seguidor de red.

La descripción del diagrama de bloques se presenta a continuación:

1. La señal de corriente de referencia  $R(s)$  ingresa al comparador, donde se compara con la señal de salida del inversor.
2. La comparación da como resultado el error  $E(s)$ , introducido en el controlador  $C(s)$  para corrección.
3. La salida del controlador  $C(s)$  se suma con el voltaje de la red  $Vr(s)$  para precompensar el sistema.
4. La señal de voltaje o corriente promedio  $U(s)$  pasa por una ganancia  $G$  que equivale a  $\frac{2}{E}$ , convirtiéndose en el ciclo de trabajo del inversor ( $D$ ), limitado por un saturador ( $0 \leq D \leq 1$ ).
5. El ciclo de trabajo  $D$  se dirige al bloque PWM, que genera las señales de control del inversor.
6. Al conmutar los interruptores debido a la señal del PWM, el voltaje  $Vf(s)$  proveniente de la fuente, entra al bloque de la función de transferencia del

filtro LCL.

7. La salida del filtro  $Y(s)$  es la corriente que se inyecta a la red, esta se retroalimenta al sistema de control.

Así, la función del controlador es crucial para corregir el error entre la entrada y salida del sistema en cada modo de operación ya que la función de transferencia cambia. Al tener dos modos de operación es necesario tener dos controladores uno sintonizado en modo formador de red y otro en modo seguidor de red.

#### 4.1.4.2 SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR DEL INVERSOR SEGUIDOR DE RED CON FILTRO LCL

Para sintonizar el controlador, se hace un análisis de la respuesta a la frecuencia del sistema como se describe en [17]. Los objetivos fijados para la sintonización son los mismos que los mostrados en la Tabla 4.2. Los detalles del análisis de los diagramas de Bode empleados en la sintonización, se dan en el apéndice A.2.2. La respuesta de lazo abierto del filtro LCL con la adición del controlador PI previamente sintonizado se muestra en la Fig. 4.33. La función de transferencia del controlador PI sintonizado se muestra a continuación:

$$PI = \frac{2.22s + 8369}{s} = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (4.19)$$

donde:  $k_p = 2.22$ ;  $k_i = 8369$

Al agregar el controlador PI se obtiene el diagrama de bode presentado en la Fig. 4.33. En este diagrama, se aprecia que el margen de fase obtenido resulta en un factor de pico de lazo-cerrado ( $Q$ ) de 1. Además, la frecuencia de corte cumple con los límites propuestos. Los valores obtenidos de la respuesta a la frecuencia del sistema en lazo abierto se muestran en la tabla 4.13

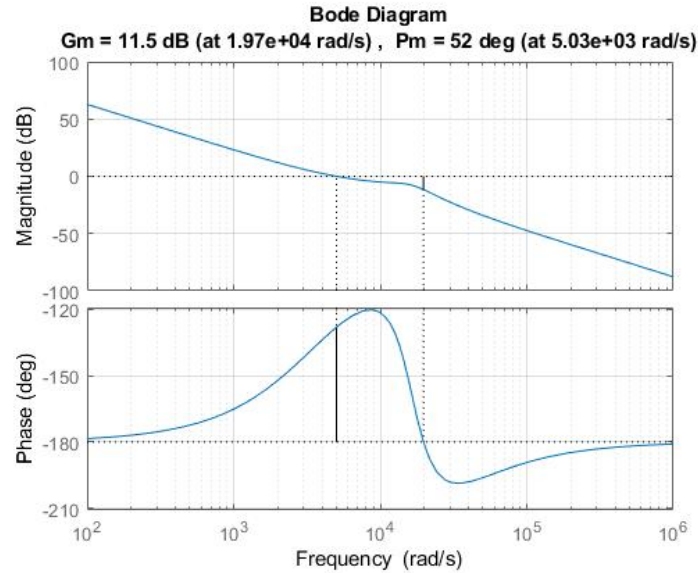


FIGURA 4.33: Diagrama de bode del lazo del filtro LCL con control en atraso.

TABLA 4.13: Valores obtenidos de la sintonización del inversor híbrido en modo seguidor de red.

Margen de fase obtenido	Frecuencia de corte (Hz)
52°	800.5

La respuesta a la frecuencia del sistema en lazo cerrado se observa en la Fig. 4.34. El diagrama de Bode revela que a la frecuencia de operación del sistema no habrá atenuación ni amplificación significativa, y el desfase será nulo, lo que indica que el sistema está bien ajustado y es capaz de seguir la referencia de manera precisa en esa frecuencia fundamental. Es relevante destacar que al acercarnos a la frecuencia de conmutación, se observa una atenuación de aproximadamente -40 dB. Esto es una característica importante, ya que la atenuación en la frecuencia de conmutación es esencial para reducir las componentes de alta frecuencia no deseadas en la salida del inversor.



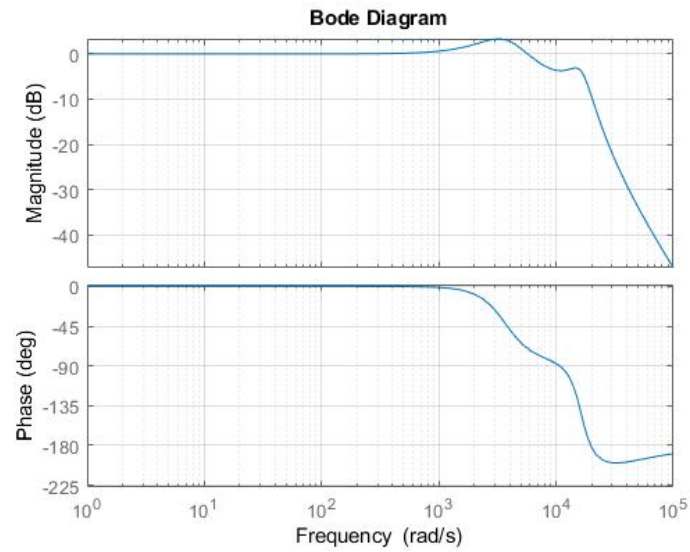


FIGURA 4.34: Diagrama de bode de lazo cerrado con controlador PI para filtro LCL.

Se evaluó el sistema mediante la respuesta al escalón mostrada en la Fig. 4.35, del gráfico se pueden destacar los valores presentados en la Tabla 4.14.

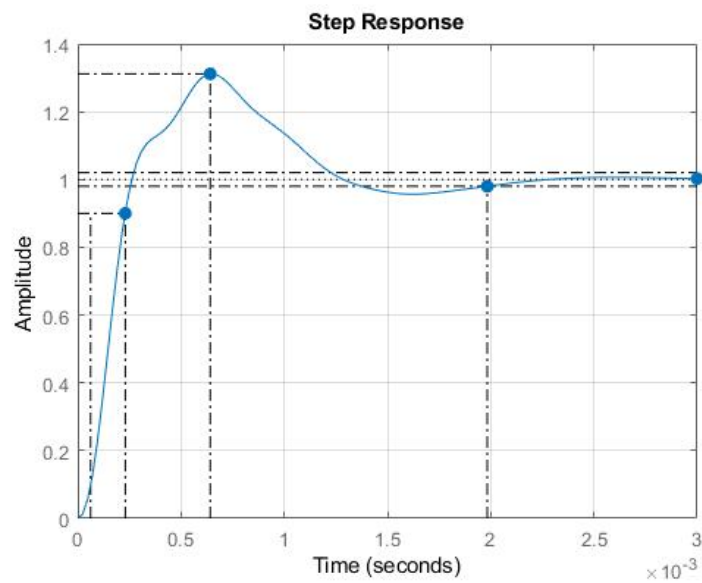


FIGURA 4.35: Respuesta al escalón con controlador PI para un filtro LCL.

TABLA 4.14: Valores de los parametros de la respuesta al escalón del filtro LCL en modo seguidor de red.

Respuesta al escalón	
Tiempo de levantamiento (s)	1.6757e-04
Tiempo de asentamiento (s)	0.0020
Asentamiento Mínimo (s)	0.9291
Asentamiento Máxima (s)	1.3117
Sobreimpulso (%)	31.1677
Magnitud de cresta	1.3117
Tiempo de cresta (s)	6.4147e-04

#### 4.1.4.3 PRUEBAS AL INVERSOR TRIFÁSICO SEGUIDOR DE RED CON FILTRO LCL

Se llevaron a cabo pruebas mediante la simulación de un inversor trifásico seguidor de red con filtro LCL, con los parámetros del controlador PI que se obtuvieron a través del análisis de respuesta en frecuencia (para mayores detalles de la implementación en PLECS revisar el apéndice C). Durante estas pruebas, se evaluó el rendimiento del inversor en su función de seguimiento de red. Esto implicó someter los inversores a escenarios diversos, incluyendo la inyección controlada de corriente en la red eléctrica. El inversor trifásico demostró su capacidad para seguir de manera precisa y sin desfases notables la frecuencia y amplitud de la señal de referencia de red. Esto se confirmó mediante mediciones de corriente en la salida del inversor donde las diferencias entre los valores de referencia y los valores medidos fueron mínimas. Estas pruebas abarcaron el seguimiento de corrientes tanto en niveles máximos, correspondientes al dimensionamiento del inversor, como en niveles mínimos de  $5A_{rms}$  (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap4\_InvSeguidorLCL*).

Se pudo observar que, a medida que la corriente de referencia disminuía, el THDi aumentaba, lo cual es una característica típica en inversores de baja frecuencia de conmutación. Algo importante a destacar es que el rizo de corriente en la simulación se encuentra en 1.36A lo que está por debajo del 5 % especificado (1.856A).

A pesar del aumento del THDi en condiciones de corriente baja, los inversores demostraron ser capaces de seguir la señal de referencia con precisión y mantener un seguimiento adecuado, lo que confirma su capacidad para funcionar de manera confiable. En la Fig. 4.36 se muestra el seguimiento del inversor seguidor trifásico a diferentes valores de corriente de referencia. La simulación comenzó con una referencia de 5A rms, cuando  $t = 0.016s$  la referencia aumentó a  $15 A_{rms}$ , después en  $t = 0.032s$  la referencia aumentó a la corriente máxima del inversor ( $26.25A_{rms}$ ). También se disminuyó la corriente de referencia, bajando a  $15A_{rms}$  y por último a  $5A_{rms}$ .

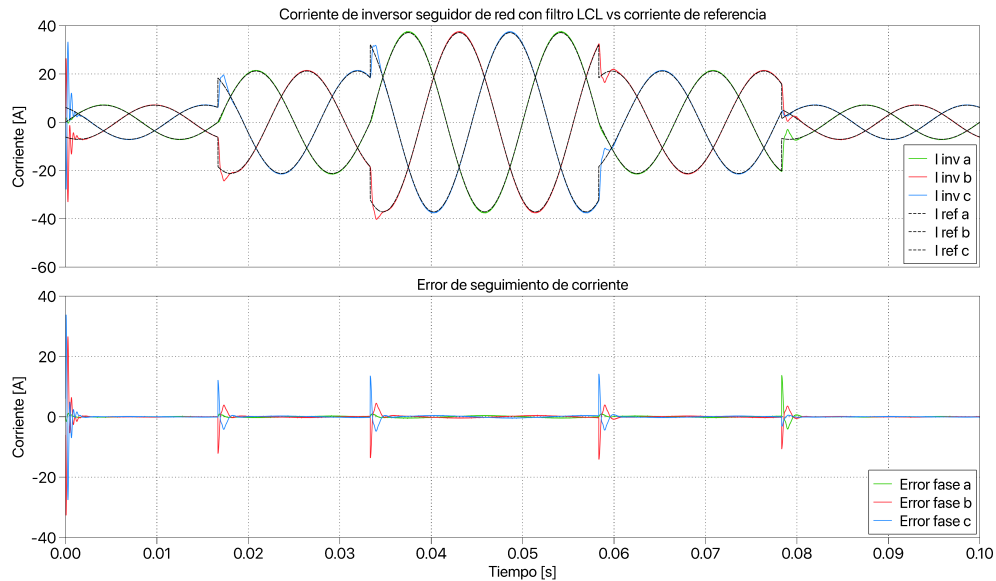
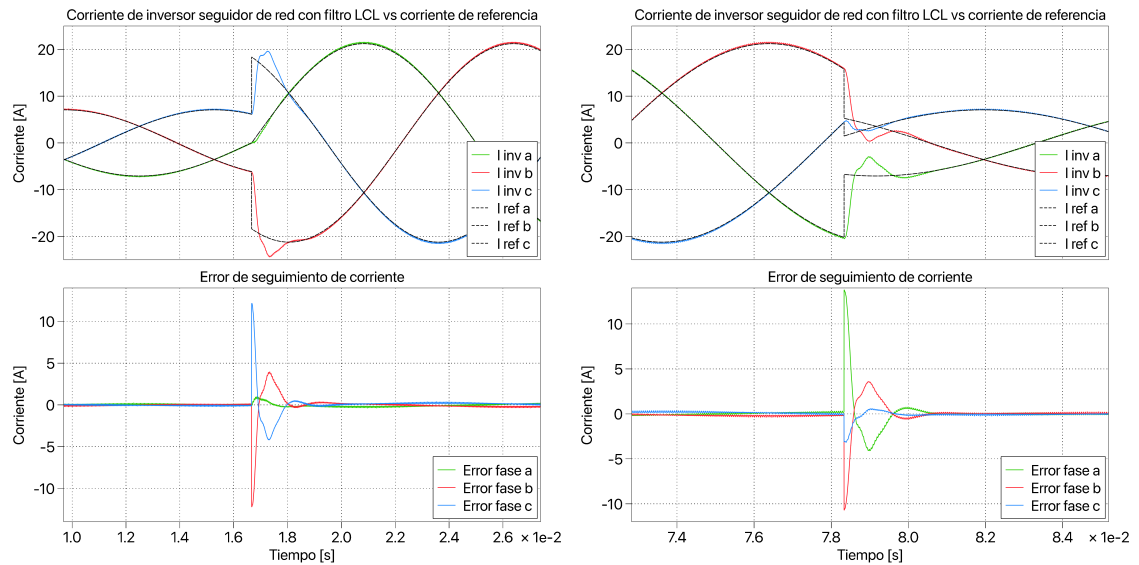


FIGURA 4.36: Corriente de ref. vs corriente a la salida inversor trifásico seguidor de red con filtro LCL durante la simulación.

El seguimiento de la corriente de referencia es preciso, ya que no se observa ningún desfase o diferencia de magnitud considerable en la corriente de salida del inversor. La corriente rms medida a la salida del inversor es de  $5.05A_{rms}$  para la corriente mínima, lo que resulta en un THDi de 1.02%. En la Fig. 4.36 también se aprecia el error de seguimiento, el cual oscila entre  $\pm 0.3$  A para una corriente de  $5A_{rms}$ . Es importante destacar que se observa un transitorio durante el arranque del inversor, con un pico que alcanza hasta 4 veces la corriente de referencia. Para la corriente máxima el valor eficaz es de 26.52 A, lo cual está muy próximo al valor de referencia. Además, el THDi se mantiene en 0.19%. También se aprecia el error de seguimiento, el cual oscila entre  $\pm 0.5$  A. Es notable que el inversor detecta y sigue la señal de referencia en un tiempo muy corto, alrededor de 0.002 s, tal como se ilustra en la respuesta al escalón que se muestra en la Fig. 4.35.

Se evaluó la respuesta transitoria del cambio de referencia de forma escalonada, en la Fig. 4.37a se puede apreciar el transitorio en el cambio de operación de 5 a  $15A_{rms}$  y en la Fig. 4.37b la disminución de 15 a  $5A_{rms}$ .



(a) Transitorio durante aumento de 5 a  $15A_{rms}$  en la señal de referencia      (b) Transitorio durante disminución de 15 a  $5A_{rms}$  en la señal de referencia

FIGURA 4.37: Transitorio de corriente durante el cambio de referencia del inversor híbrido en modo seguidor de red.

El inversor es capaz de detectar y seguir la señal de referencia en un tiempo de aproximadamente 0.00113 segundos, ver la Fig.4.37. Esto se asemeja a la respuesta al escalón que se mostró en la Fig. 4.35, donde se evidencia la capacidad del inversor para seguir rápidamente cambios en la señal de referencia. Para la disminución de la señal de referencia el tiempo que transcurre para alcanzar el estado estable es de 0.00108s.

#### 4.1.5 INVERSOR TRIFÁSICO FOTOVOLTAICO

La integración de los módulos fotovoltaicos en el inversor trifásico seguidor de red es necesario para realizar simulaciones de los componentes de la microrred en conjunto. La inclusión de estos módulos altera el circuito del inversor, lo que implica la necesidad de añadir un capacitor entre el conjunto de módulos y el inversor trifásico. Para probar el funcionamiento del inversor fotovoltaico se simuló una planta fotovoltaica formada por 2 cadenas de 12 módulos de 500W, esto se redujo a utilizar un solo módulo modelado con las características de potencia, voltaje y corriente, correspondiente a los 24 módulos (12kWp) que conforman la planta solar (para mayores detalles de la implementación en PLECS revisar el apéndice C).

La Fig.4.38 ilustra la representación monofásica del sistema utilizado para validar el funcionamiento del inversor fotovoltaico. Al integrar el módulo de MPPT al inversor fotovoltaico, fue necesario realizar ajustes en los parámetros del controlador PID del bloque del MPPT y agregar un lazo de control de voltaje para evitar que el voltaje en el capacitor caiga y afecte la operación del inversor.

Se observa a la izquierda del diagrama de bloques del inversor fotovoltaico un subsistema llamado arreglo FV, dentro de este se encuentra la planta solar modelada con el modelo de 1 diodo, las entradas del bloque son la irradiancia y temperatura. El subsistema de arreglo FV se conecta al capacitor del inversor el cual se dimensionó grande (0.01F) para evitar que se descargue rápidamente. A

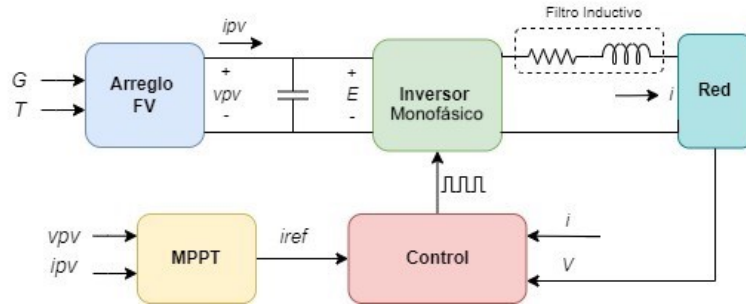


FIGURA 4.38: Diagrama de bloques del sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica.

continuación se encuentra el subsistema del inversor fotovoltaico monofásico (puede ser trifásico) y a la salida del inversor se tiene el reactor de enlace con el que se conecta a una red trifásica a 60 Hz con un voltaje en 220V para la realización de las simulaciones.

El subsistema del inversor recibe la señal de conmutación de los interruptores del subsistema de control, la cual proviene de una corriente de referencia que el MPPT calcula. El control utilizado para el inversor fotovoltaico es el mismo que el que se utiliza para el inversor seguidor de red, la diferencia es que la señal de referencia proviene del MPPT.

En la Fig. 4.39, se muestra como se conforma el bloque del MPPT presentado en la Fig. 4.38.

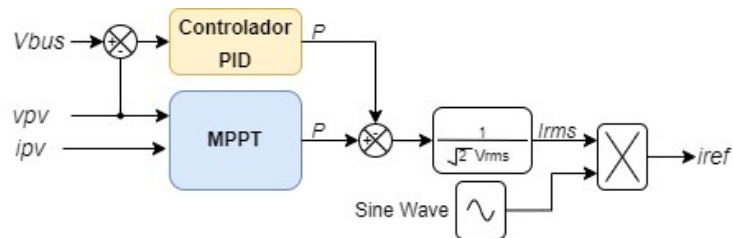


FIGURA 4.39: Bloque de generación de corrientes de referencia.

El subsistema del MPPT, tiene como entrada el voltaje y la corriente del arreglo fotovoltaico, los cuales son muestreados a una frecuencia de 1 muestra por ciclo (1/60). Para el inversor trifásico se agregó un voltaje de referencia para encontrar el MPP, este voltaje es el voltaje máximo pico a potencia máxima del

arreglo fotovoltaico. Este valor se tomó como fijo ya que el voltaje en el punto de máxima potencia no varía mucho al cambio de irradiancia, esto se observa en la curva I-V del módulo utilizado para la simulación Fig. 4.40.

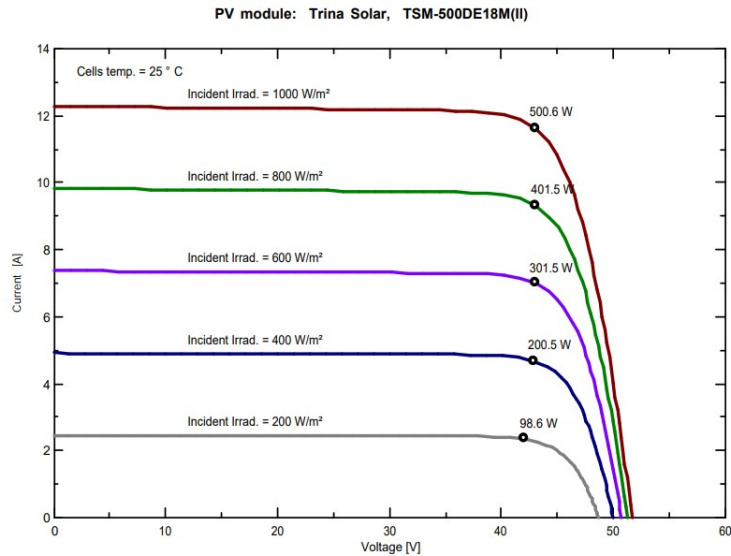


FIGURA 4.40: Curva I-V de modulo trina solar de 500W.

Se observa que el voltaje para diferentes niveles de irradiancia varia muy poco, por lo que se consideró mantener fija la referencia del control de voltaje. El error de voltaje entre la referencia y el medido entra a un controlador PID, a la salida se obtiene la potencia monofásica por fase que debe inyectar el inversor. El valor de la corriente de referencia se obtiene al multiplicar la potencia de referencia por una ganancia y después por una senoide por fase, para después ingresarla al control del inversor seguidor de red.

#### 4.1.5.1 EVALUACIÓN DE LA INTEGRACIÓN FOTOVOLTAICA EN EL INVERSOR

Se realizaron pruebas al inversor fotovoltaico variando la irradiancia y evaluando el seguimiento de del punto de máxima potencia durante un lapso de 1.5 segundos (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap4\_invFVTrifasicoRL*). La prueba se realizó comenzando con una irradiancia de  $1000 W/m^2$ , de ahí cuando  $t = 0.5s$

se cambió la irradiancia de forma escalonada a un valor de  $500\text{W}/\text{m}^2$ , por ultimo cuando  $t = 1\text{s}$  se cambió la irradiancia hasta  $800\text{W}/\text{m}^2$ . Es de notar que al sistema se le está evaluando bajo una situación de cambio abrupto de irradiancia lo que en realidad no sucede ya que la atenuación de la luz solar no tiene una dinámica tan rápida. El voltaje del arreglo fotovoltaico fue un valor importante a evaluar, en la Fig. 4.41 se muestra la tensión y corriente del sistema fotovoltaico.

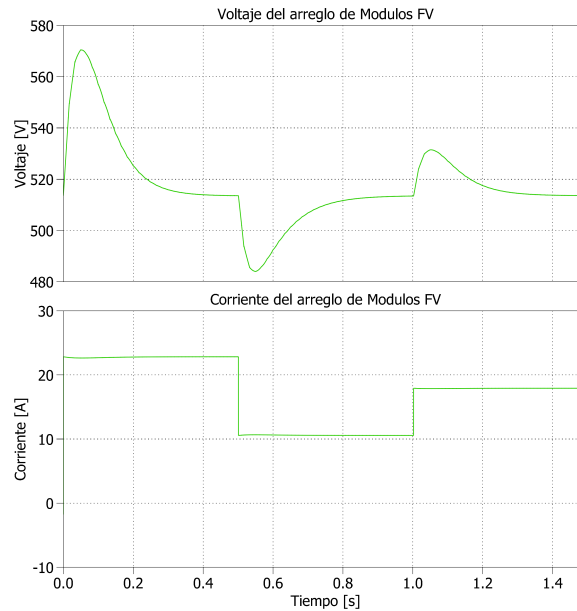


FIGURA 4.41: Voltaje y corriente del arreglo fotovoltaico de 10 módulos de  $500\text{W}$  en serie.

Se observa que en  $t = 0.3\text{s}$  el voltaje se estabiliza en el punto de máxima potencia, después se observa como cae el voltaje cuando en  $t = 0.8\text{s}$  la irradiancia cae hasta  $500\text{W}/\text{m}^2$ , la corriente entregada por los módulos disminuye. El voltaje después del cambio de irradiación en menos de 0.3 segundos se recupera. Se observa que cuando se realizó cambio de irradiancia a  $800\text{W}/\text{m}^2$  el voltaje incrementó debido al aumento de energía repentino, la corriente igual aumenta y en menos de 0.3 segundo el voltaje y corriente vuelven a alcanzar otro estado estable.

La potencia por fase (monofásica) que se obtiene del subsistema del MPPT para después convertirse en corriente de referencia a  $1000\text{W}/\text{m}^2$  es de  $3819.42\text{W}$  por fase, a  $500\text{W}/\text{m}^2$  la potencia es de  $1783.52\text{W}$  por fase y a  $800\text{W}/\text{m}^2$  la potencia



es de 3009.02 W por fase. Por ultimo se evaluó la corriente entregada a la red por el inversor fotovoltaico. La corriente inyectada a la red se observa en la Fig. 4.42.

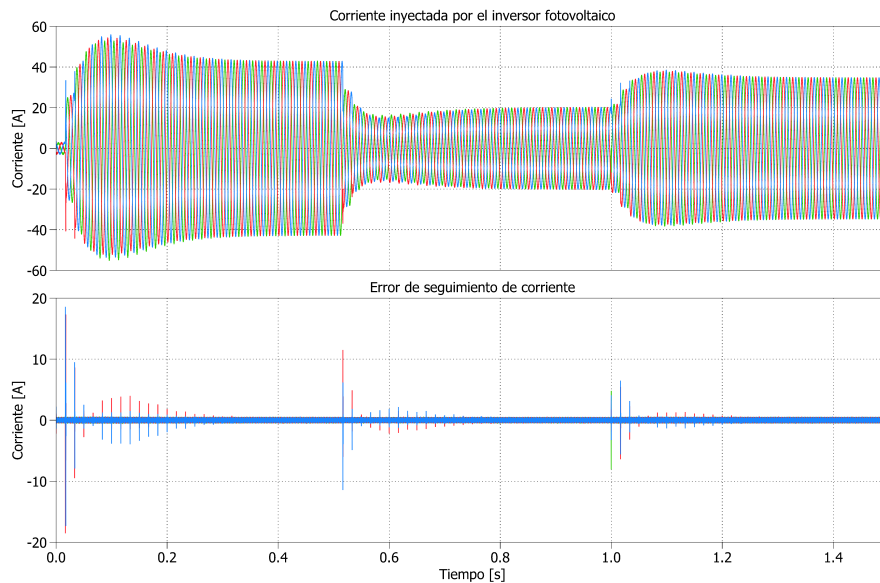
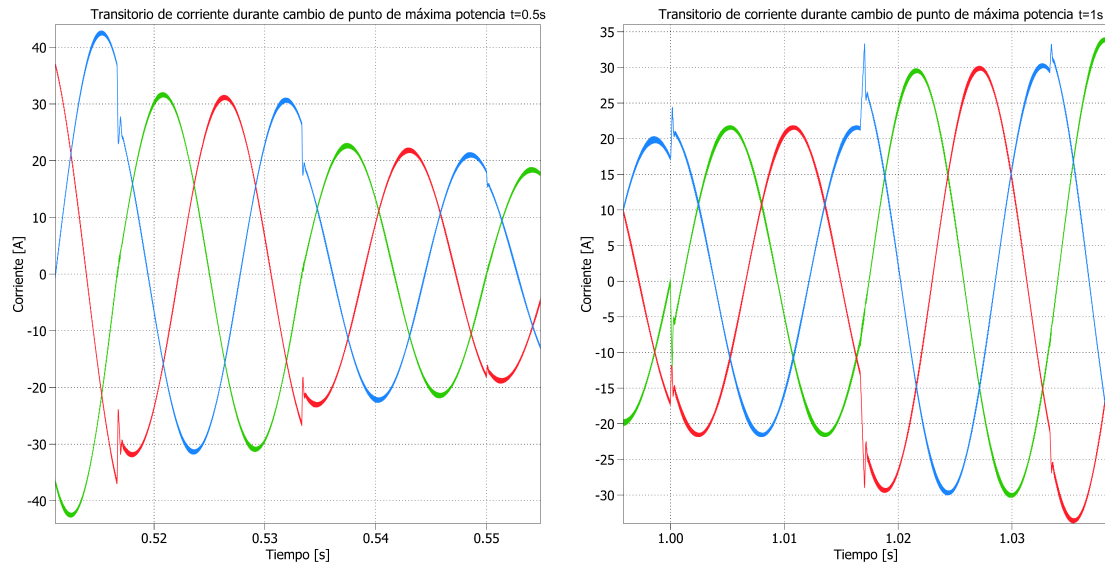


FIGURA 4.42: Corriente medida a la salida del inversor fotovoltaico.

La corriente se comporta de una forma aceptable y el inversor responde a cambios rápidos en la potencia. A 1000W/m<sup>2</sup> la corriente rms es de 30.11A por fase y el THDi es de 0.657 %, a 500W/m<sup>2</sup> la corriente es de 13.99A por fase y el THDi es de 1.38 %, a 800W/m<sup>2</sup> la corriente rms es de 24.43A y el THDi es de 0.824 %. Al arranque del sistema la corriente llega a un valor máximo de 56.02A lo que es un sobre alcance de 1.31 veces la corriente nominal pico a 1000W/m<sup>2</sup>. El error en estado estable oscila ente  $\pm 0.5$  A.

En la Fig. 4.43a, se observa el transitorio durante el cambio de irradiancia de 1000 a 500W/m<sup>2</sup>, este tiene una duración de 0.00048 segundos y el error máximo en el seguimiento de la corriente es de 12 A. Por otra parte, en la Fig. 4.43b, se observa el transitorio durante el cambio de irradiancia de 500 a 800W/m<sup>2</sup>, este tiene una duración de 0.000613 segundos y el error máximo en el seguimiento de la corriente es de 7 A. El transitorio de corriente es muy corto, lo que puede pasar desapercibido durante la operación del inversor fotovoltaico.



(a) Transitorio durante cambio de irradiancia de 1000 a 500W/m<sup>2</sup>. (b) Transitorio durante cambio de irradiancia de 500 a 800W/m<sup>2</sup>.

FIGURA 4.43: Transitorio de corriente durante el cambio del irradiancia.

## 4.2 CONCLUSIONES PRELIMINARES

El modelado de inversores es fundamental para la integración de generación distribuida, especialmente basada en fuentes renovables, a la red eléctrica. En este estudio, se propuso y validó un modelo simplificado tanto para inversores seguidores de red monofásicos como trifásicos, los cuales ofrecen una representación satisfactoria de su comportamiento operativo.

Este enfoque simplificado no solo optimiza el proceso de simulación de microrredes con múltiples inversores, reduciendo significativamente el tiempo computacional necesario, sino que también asegura una respuesta transitoria adecuada. La atención a la sintonización del controlador establece una base robusta para la integración efectiva de estos inversores en la microrred modelada asegurando una operación eficiente y confiable del sistema.

## CAPÍTULO 5

# CONTROL ENERGÉTICO DE LA MICRORRED

---

Este capítulo se centra en el control de la microrred, explora diferentes modos de operación y destaca la importancia del controlador en la calidad y eficiencia energética. Se proponen las medidas de control que el controlador puede realizar durante operación interconectada como en modo aislado. También se prueban los algoritmos con los que el controlador realiza la toma de decisiones.

La microrred a modelar se basa en una red radial diseñada para operar de forma interconectada todo el tiempo, cuenta con la opción de funcionar en modo isla cuando exista interrupción en el suministro. La operación en modo isla es un estado transitorio en el que solamente se espera que el suministro se restablezca para volver a operar en modo interconectado. La microrred a estudiar puede operar de dos formas cuando se encuentra interconectada, en modo 1 el cual llamaremos “Interconexión bidireccional”, y el modo 2 “Interconexión aislada”. Esto se debe a que en México la instalación de sistemas fotovoltaicos para cubrir la demanda en la industria se ha popularizado. Los esquemas de interconexión con la red se han dividido en dos, el operar como generación distribuida, esto cuando el sistema fotovoltaico no supera los 500kW picos instalados y el modo de abasto aislado, esto con la finalidad de simplificar trámites con las agencias gubernamentales correspondientes cuando la

generación supera los 500kW pico.

El modo 1 implica la interconexión con la red eléctrica principal, lo que permite una aportación de energía desde la red hacia la microrred y de la microrred hacia la red cuando haya generación excedente, asegurando una fuente de respaldo, estabilidad y permite operar en el punto de máxima potencia todo el tiempo.

El modo 2, conocido como operación “Abasto aislado”, se enfoca en la autosuficiencia de la microrred, donde la generación de energía dentro de la microrred satisface todas las demandas de energía tratando de evitar la aportación de la red. El Abasto Aislado es la generación o importación de energía eléctrica para cubrir necesidades propias, sin que esta electricidad se transmita por la Red Nacional de Transmisión (“RNT”) o las Redes Generales de Distribución (“RGD”). Estos sistemas suelen estar equipados con sistemas de almacenamiento de energía; almacenan energía durante los períodos de generación excedente y la liberan cuando la demanda supera la generación o cuando no hay luz solar disponible para generar electricidad. Además, se cargan durante las horas en que la tarifa eléctrica se encuentra en su nivel base, especialmente si la industria está sujeta a una tarifa horaria. La operación “aislada” ha ganado popularidad gracias a las recientes modificaciones en la ley de la industria eléctrica, las cuales fueron publicadas en el Diario Oficial de la Federación bajo el “ACUERDO Núm. A/037/2021”, de la Comisión Reguladora de Energía. Estas modificaciones han alterado el “ACUERDO Núm. A/049/2017”, que establece el criterio de interpretación del concepto de “Necesidades propias”, conforme al artículo 22 de la Ley de la Industria Eléctrica, así como los aspectos generales aplicables a la actividad de abasto aislado.

El modo 3 que se abordará en este capítulo es el de operación en modo isla. Es fundamental que una microrred tenga la capacidad de operar en forma de isla para garantizar la continuidad del suministro eléctrico durante fallas (interrupción del suministro) en la red principal. La gestión de esta transición se lleva a cabo mediante el controlador central de la microrred, que desempeña un papel crucial en monitorear

y coordinar las operaciones de generación, almacenamiento y distribución de energía dentro de la microrred. Cuando se produce una interrupción en el suministro de la red eléctrica, el controlador detecta la ausencia de tensión y gestiona la transición hacia el modo 3 mediante el interruptor de interconexión. Durante este modo, la microrred utiliza sus fuentes de energía internas, como generadores y sistemas de almacenamiento de energía, para mantener el suministro eléctrico en las áreas conectadas.

## 5.1 CONTROLADOR DE LA MICRORRED

La gestión eficiente de las diversas fuentes de energía en una microrred es esencial para garantizar un suministro de energía continuo. Esto se logra a través de la implementación de un Controlador Central de Microrred (MGCC, por sus siglas en inglés). Un Controlador Central de Microrred desempeña la gestión de la carga y generación dentro de la microrred, asegurando un equilibrio energético durante la operación en el modo 2 y modo 3. Su función principal es comparar la cantidad total de energía generada con la demanda de carga en la microrred, en la Fig. 5.1 se muestra un esquema de bloques de una microrred con un controlador central. Si la demanda supera la generación, el MGCC toma ciertas medidas predefinidas, como la desconexión de cargas no críticas o inyectar la energía almacenada para restablecer el equilibrio.

Las técnicas y estrategias de control empleadas en una microrred dependen del modo de operación de la misma [25]. En el modo isla, la microrred debe gestionar internamente la generación y el consumo de energía, lo que requiere estrategias de control específicas para garantizar la estabilidad y la calidad de la energía. En este modo, la microrred se vuelve muy sensible a las fluctuaciones en la generación y las variaciones de carga debido a la baja inercia del sistema. La tensión y la frecuencia pueden mantenerse constantes en condiciones de isla mediante el control eficiente de los dispositivos de almacenamiento, como baterías y supercondensadores, entre otros.

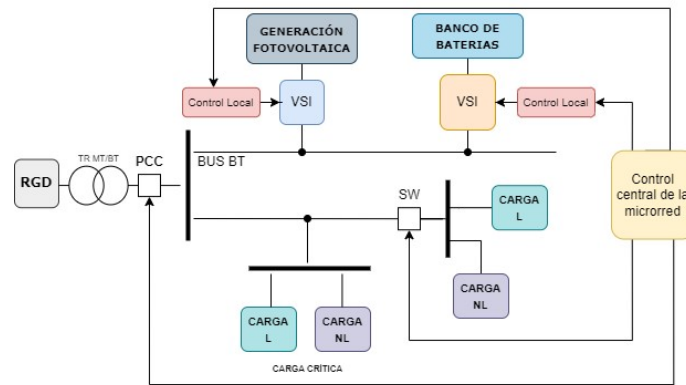


FIGURA 5.1: Diagrama de bloques de una microrred con un controlador central.

Dado que la distribución de potencia entre los inversores de diferentes generadores es un aspecto crucial para la operación en isla, se han investigado diversas estrategias de control en microredes aisladas. Una estrategia popular es el control V-f, esta estrategia supone que una microred debe atender todas las demandas de carga conectadas a ella mientras mantiene constantes el voltaje y la frecuencia en sus valores nominales. Sin embargo, el control V-f puro, que busca mantener voltaje y frecuencia invariables, no puede adaptarse de manera efectiva a las variaciones en la carga. La demanda de energía puede fluctuar, y en una microred aislada, es esencial tener la capacidad de ajustar dinámicamente la generación y el consumo de energía para mantener la estabilidad del sistema.

Para superar esta limitación, se propone una configuración de control maestro-esclavo para la microred. En esta configuración, se establece un lazo de control que puede modificar las características de voltaje y frecuencia en respuesta a cambios en la carga. El controlador principal (maestro) supervisa continuamente la carga y la generación de energía en la microred. Si se produce un cambio en la carga, el controlador maestro ajusta las características de voltaje y frecuencia de manera que el producto V-f se mantenga constante. Esto garantiza que la mayoría de los equipos eléctricos conectados a la microred funcionen correctamente, incluso cuando la carga varía.

Por otro lado, cuando la microred está interconectada con la red eléctrica

principal se requiere que el controlador tome otras estrategias para mantener la coordinación y la estabilidad de la operación. El controlador de la microred monitorea continuamente la generación y la demanda en la microred, y el exceso de energía se exporta o la energía insuficiente se importa a través del interruptor de interconexión, dependiendo de las condiciones de carga y generación. Una vez que está conectada a la red, la microred pierde su control sobre la frecuencia y el voltaje en el sistema y cambia al control P-Q para regular la potencia activa y reactiva [25]. El control P-Q se encarga de gestionar la potencia activa y reactiva de la microred de manera precisa y eficaz. Sin embargo, es importante tener en cuenta que la aportación de potencia reactiva a través del inversor puede afectar la capacidad de entrega de potencia activa, lo que puede resultar económicamente desafiante. Las facturas eléctricas generalmente se basan en la potencia activa, por lo que inyectar una gran cantidad de potencia reactiva puede tener un impacto negativo en los costos operativos de la microred. Para abordar este desafío, es esencial utilizar métodos convencionales para la generación y gestión de potencia reactiva, como la coordinación de compensadores de reactivos pasivos como bancos de capacitores y filtros de armónicas.

Además de su papel en la gestión de la carga y la generación, el MGCC también tiene la tarea de supervisar la calidad de la energía. En situaciones en las que la calidad de la energía suministrada por la red sea baja, el MGCC puede tomar la decisión de desconectar la microred de la red principal evitando el daño de cargas sensibles, lo que inicia el modo de operación en isla. Una vez que la red principal se restaura, el MGCC se encarga de resincronizar el sistema, asegurando que el voltaje y la frecuencia se ajusten correctamente al restablecer la conexión.

### 5.1.1 CONTROL DE LA CALIDAD DE LA ENERGÍA

La calidad de la energía es un aspecto crítico en la operación de las microrredes eléctricas, y el MGCC desempeña un papel fundamental en su mejora. En este contexto, es importante mencionar el estándar IEEE 1547 [26], este define los

requisitos técnicos y las pautas de operación para sistemas de generación distribuida conectados a redes eléctricas de servicio público. IEEE 1547 aborda aspectos cruciales relacionados con la calidad de energía, como cambios rápidos de tensión, armónicos y la respuesta a perturbaciones en la red.

En México, el cumplimiento del Código de Red es de gran relevancia en centros de carga que incorporan generación distribuida. Este establece requisitos específicos para la conexión de centros de carga (industria) a la red de distribución eléctrica. Esto incluye la evaluación y la mitigación de impactos en la calidad de energía, como la reducción de armónicos y el factor de potencia, para garantizar que el centro de carga no degrade la calidad del suministro eléctrico en la red local. Es necesario prestar especial atención en lo que respecta a la integración de la generación distribuida, especialmente para cumplir con el Código de Red. Esto se debe a que al reducir la potencia activa demandada sin la correspondiente provisión de potencia reactiva local, la acometida puede registrar un bajo factor de potencia, lo que representa un incumplimiento con el código de red. De manera similar, los armónicos también son una preocupación ya que cuando la corriente de frecuencia fundamental disminuye debido a la integración de generación distribuida, el THDi tiende a aumentar si no se cuenta con una fuente de mitigación local. Es aquí donde cobra relevancia la función del controlador central en la microrred, este coordina eficazmente los equipos diseñados para regular la calidad de energía en la microrred.

En el modo isla, las variaciones en la potencia reactiva de las cargas pueden dar lugar a fluctuaciones de voltaje. Para mejorar la calidad de energía en este escenario, es esencial implementar estrategias que mantengan la estabilidad de la operación. Es importante destacar que actualmente no existe un estándar específico que establezca límites para los parámetros de calidad de energía en la operación en modo isla. Por lo tanto, se recomienda seguir los límites de parámetros de calidad de energía vigentes para redes de corriente alterna, como los indicados en el estándar IEEE 519 [27] por mencionar alguno.



En respuesta a esta necesidad en [28], se ha desarrollado un sistema combinado que utiliza un Compensador Estático de VARs (SVC) y un Filtro Activo de Potencia en Derivación (SAPF). Este sistema tiene la capacidad de compensar la potencia reactiva y mitigar las corrientes armónicas de manera simultánea. Esta solución proporciona un enfoque integral para abordar los desafíos de calidad de energía en modo de operación en isla, ya que no solo estabiliza el voltaje ante las variaciones en la potencia reactiva, sino que también reduce los armónicos no deseados en la red.

## 5.2 PROPUESTA DE CONTROLADOR DE LA MICRORRED

Para el modelado de la microrred, se desarrolló un controlador central para gestionar de manera eficiente los aspectos operativos y la calidad de energía en el sistema. El controlador propuesto cuenta con funciones y estrategias para coordinar la operación de la microrred, las funciones clave del controlador para cada modo de operación se muestran a continuación:

### **Operación Interconectada (Modo 1 y 2):**

1. **Inyección de Potencia a la Red:** El controlador debe permitir que los inversores de la generación distribuida operen en su punto de máxima potencia. Esto permite inyectar cualquier energía excedente generada en la red eléctrica.
2. **Utilización de Energía de la Red:** Cuando la demanda en la microrred supere la capacidad de generación local, el controlador debe permitir que la red eléctrica suministre la energía necesaria.
3. **Operación abasto aislado:** En situaciones en las que la generación no satisface por completo la demanda, el inversor conectado al almacenamiento distribuido puede suministrar la energía faltante, evitando la utilización de energía de la red.

4. **Regulación de Reactivos:** El controlador debe gestionar los reactivos de bancos de capacitores, filtros pasivos e inversores para mantener el equilibrio en la red y evitar que los reactivos provengan de la red eléctrica.
5. **Mitigación de Armónicos:** Para garantizar una buena calidad de energía, el controlador debe gestionar la mitigación de armónicos generados por la carga, evitando que se propaguen hacia la red.
6. **Detección de interrupciones en el suministro:** El controlador debe ser capaz de detectar la pérdida de conexión con la red eléctrica y realizar una transición inmediata a la operación en modo isla.

#### **Operación en Modo Isla (Modo 3):**

1. **Equilibrio de Potencia:** Durante la operación en modo isla, el controlador debe garantizar que la generación de energía sea igual a la demanda de la carga para mantener la estabilidad del sistema.
2. **Disparo de Carga:** Cuando la carga supera la capacidad de generación, el controlador debe tener la capacidad de desconectar cargas no críticas para evitar sobrecargas en el sistema.
3. **Regulación de Reactivos:** Al igual que en la operación interconectada, el controlador debe gestionar los reactivos para mantener una tensión estable en la red.
4. **Compensación de Armónicos:** El controlador debe satisfacer la demanda de armónicos por parte de la carga, asegurando que estos no afecten negativamente la calidad de energía.

#### 5.2.1 MODO DE OPERACIÓN 1

La operación interconectada se establece como el modo operativo principal de la microrred, ya que, en la mayoría de las circunstancias, una microrred industrial

opera de manera interconectada, siendo esta la configuración predominante. El modo de operación 1 cuenta con generación distribuida en forma de un sistema fotovoltaico y un sistema de almacenamiento de energía en baterías. En la Fig. 5.2 se observa el diagrama de la microrred con la generación distribuida y el almacenamiento distribuido conectado a través de los inversores seguidores de red.

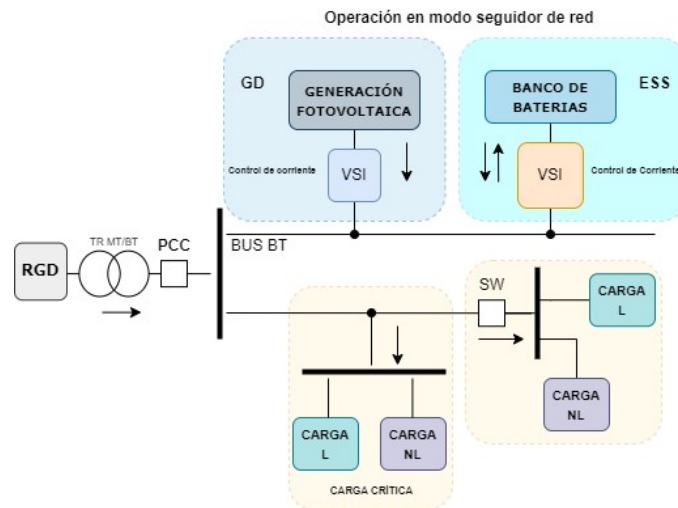


FIGURA 5.2: Microrred operando con inversores seguidores de red.

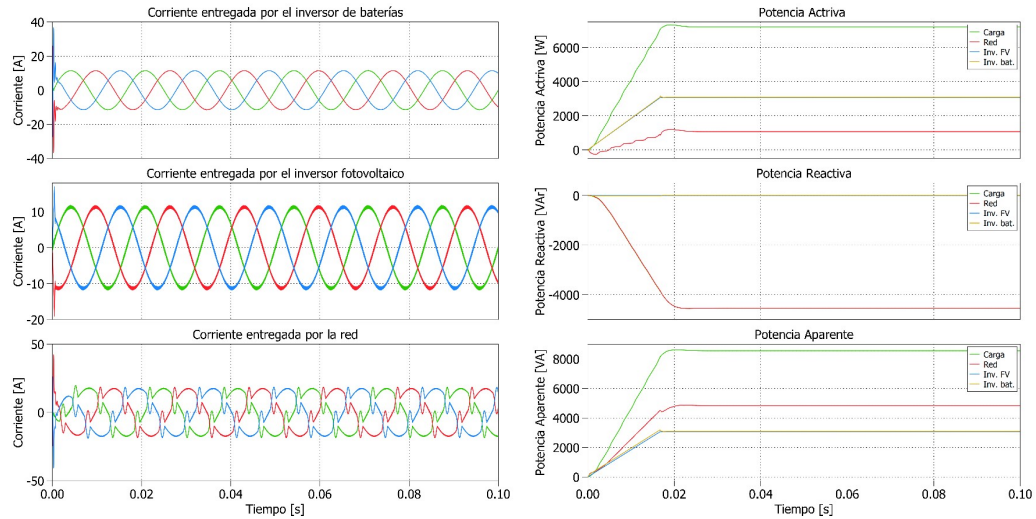
En este modo de operación el controlador cumple las siguientes funciones:

### Consumo de Energía de la Red

Esta operación se basa en la consideración de la red como un bus infinito, un enfoque que permite proporcionar la potencia adicional requerida por la carga.

Se realizó la simulación de la microrred con los inversores en modo seguidores de red inyectando menor potencia que la requerida por la carga (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap5\_ConsumoInyeccionEnergia*). Para esto se solicitó que cada inversor entregue  $8 A_{rms}$  y que la red entregue el resto de la corriente que la carga demanda. En la Fig. 5.3a se pueden observar las corrientes medidas en las terminales de los inversores y la suministrada por la red. En la Fig. 5.3b se puede observar el flujo de potencia en la microrred, siendo menor la potencia activa suministrada por

los inversores que la potencia que consume la carga. En este escenario la potencia reactiva no está siendo considerada por el controlador y se observa que la totalidad es entregada por la red.



(a) Corrientes suministradas a la carga mediante inversores seguidores de red. (b) Potencia activa, reactiva y aparente en la microrred con aportación de la red.

FIGURA 5.3: Simulación de inversores seguidores de red interconectados en la microrred a modelar.

## Inyección de Potencia a la Red

El principio que guía esta operación es simple: la energía excedente fluye hacia la red eléctrica. Así, el inversor fotovoltaico suministra la potencia máxima accesible en ese momento. Este enfoque no solo optimiza la eficiencia de la generación fotovoltaica, sino que también garantiza que la energía excedente se canalice hacia la red cuando la demanda esté cubierta.

Se realizó la simulación de la microrred con los inversores seguidores de red inyectando una potencia mayor a la de la carga (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap5\_ConsumoInyeccionEnergia*). Para simular este escenario se le dió una referencia de  $12 A_{rms}$  a cada inversor. En la Fig. 5.4 se observa como la red en vez de aportar potencia activa, esta la consume (potencia activa negativa) debido a que existe un excedente de generación.

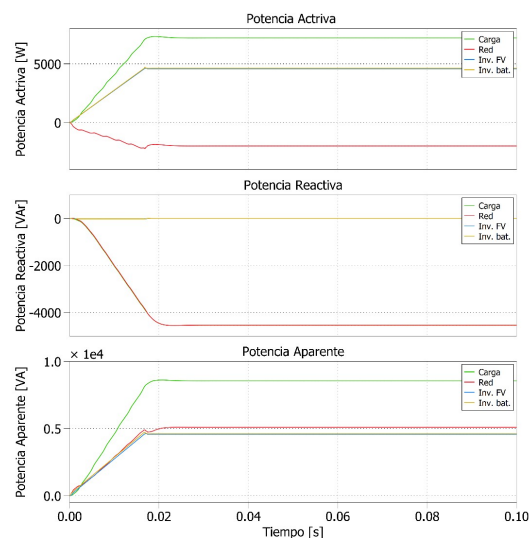


FIGURA 5.4: Potencia activa, reactiva y aparente en la microrred con generación mayor a la carga.

## Regulación de Reactivos y mitigación de armónicos

El controlador está encargado de administrar la distribución de reactivos y armónicos dentro de la microrred. Para la generación de las corrientes de compensación, se emplea un algoritmo basado en componentes simétricas instantáneas. Esta metodología se aplica en sistemas trifásicos de 3 o 4 hilos y se eligió por encima del algoritmo basado en la teoría PQ instantánea debido a que las componentes simétricas instantáneas permiten un control directo del ángulo del factor de potencia, posibilitando así la compensación al valor deseado del factor de potencia. Las referencias necesarias para la compensación se calculan utilizando las ecuaciones mostradas a continuación [18]:

$$i_{fa}^* = i_{la} - \frac{v_{sa} + (v_{sb} - v_{sc})\beta}{v_{sa}^2 + v_{sb}^2 + v_{sc}^2} \cdot p_{lav} \quad (5.1)$$

$$i_{fb}^* = i_{lb} - \frac{v_{sb} + (v_{sc} - v_{sa})\beta}{v_{sa}^2 + v_{sb}^2 + v_{sc}^2} \cdot p_{lav} \quad (5.2)$$

$$i_{fc}^* = i_{lc} - \frac{v_{sc} + (v_{sb} - v_{sa})\beta}{v_{sa}^2 + v_{sb}^2 + v_{sc}^2} \cdot p_{lav} \quad (5.3)$$

donde  $i_{fa}^*$ ,  $i_{fb}^*$ ,  $i_{fc}^*$  son las corrientes de compensación por fase. Las corrientes de la carga son  $i_{la}$ ,  $i_{lb}$ ,  $i_{lc}$ , los voltaje de la fuente son  $v_{sa}$ ,  $v_{sb}$ ,  $v_{sc}$  y la potencia promedio de la carga es  $p_{lav}$ . El factor  $\beta$  está relacionado con el ángulo del factor de potencia  $\phi$  mediante la siguiente ecuación:

$$\beta = \frac{\tan(\phi)}{\sqrt{3}} \quad (5.4)$$

Se realizó un bloque en PLECS con el algoritmo para la generación de corrientes de referencia mediante el método de componentes simétricas instantáneas (para mayores detalles de la implementación en PLECS revisar el apéndice B.6). Las entradas al bloque son el voltaje de la red, la corriente de carga y el factor de potencia

deseado para la compensación. La Fig. 5.5 muestra los elementos contenidos dentro del bloque comp. simétricas instantáneas.

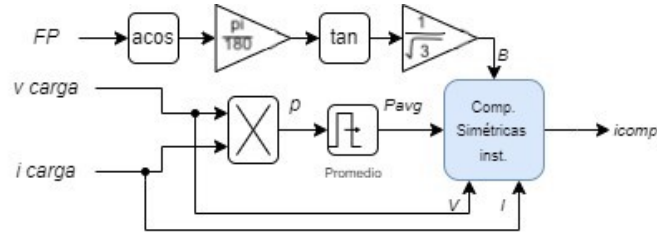


FIGURA 5.5: Bloque para el cálculo de componentes simétricas instantáneas.

Al ingresar factor de potencia deseado en el bloque este se transforma en el ángulo del factor de potencia,  $\phi$ , el cual se utiliza para calcular  $\beta$ , siendo luego ingresado al C-script es cual es representado mediante el bloque Comp. Simétricas Inst. Además, se determina la potencia instantánea de la carga mediante (5.5) para después obtener el promedio.

$$p_{\text{inst}} = v_{\text{sa}}i_{\text{sa}} + v_{\text{sb}}i_{\text{sb}} + v_{\text{sc}}i_{\text{sc}} \quad (5.5)$$

La potencia promedio absorbida por la carga, junto con los voltajes y corrientes instantáneas por fase, son introducidos al C-script (para visualizar la implementación del algoritmo en código revisar el apéndice B.6). La salida de este bloque es la corriente de referencia por fase destinada a mitigar el total de armónicos, así como la corriente reactiva necesaria para compensar hasta alcanzar el factor de potencia deseado.

Para tener un mejor control sobre la corriente de compensación generada se realizó una separación entre la parte reactiva y armónica. Esta separación resultó fundamental para distribuir la compensación entre los inversores que conforman la microrred. En la Fig. 5.6 se presenta el diagrama de bloques con la inclusión de la etapa de separación.

En la Fig. 5.6, se aprecia la distribución de la corriente de compensación total entre el inversor de baterías y el inversor fotovoltaico. La separación de la corriente

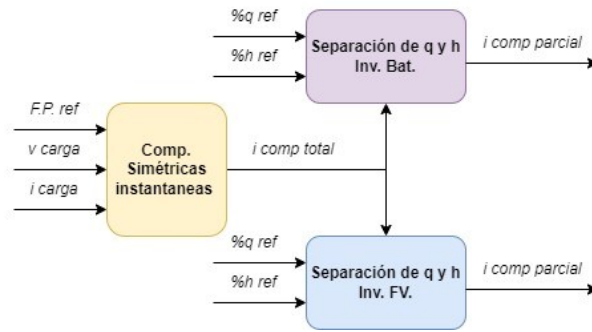


FIGURA 5.6: Diagrama de bloques utilizado para la compensación de reactivos y armónicos.

reactiva y armónica de compensación se efectúa en el bloque denominado "separación de q y h", en este bloque se asigna el porcentaje de compensación de corriente reactiva y armónica a cada inversor. El diagrama correspondiente a este proceso se representa en la Fig. 5.7.

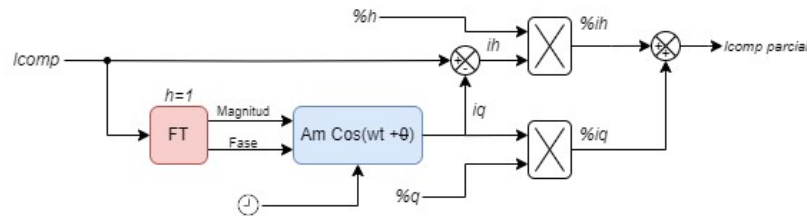


FIGURA 5.7: Bloque de separación de corrientes armónicas y reactivas.

El proceso de separación inicia con la corriente de referencia total ( $I_{comp}$ ), que pasa por un bloque de transformada de Fourier ( $FT_{h=1}$ ) para extraer la magnitud y fase de la primera armónica, correspondiente a la corriente reactiva. La magnitud y fase extraídas se aplican a una senoide (el argumento de la senoide viene dado por  $w = 377rad/s$  y un bloque de *Clock* para ingresar el tiempo  $t$ ) generando así la corriente reactiva de referencia total. Al restar esta corriente reactiva de referencia total ( $i_q$ ) de la corriente de referencia total ( $i_f^*$ ), se obtiene la corriente armónica total ( $i_h$ ) a compensar como se muestra en (5.6).

$$i_h = i_f^* - i_q \tag{5.6}$$



La corriente reactiva y armónica total se multiplican por el porcentaje de compensación que será asignado al inversor. Finalmente, se suman ambas corrientes obteniendo como resultado la corriente parcial de compensación para el inversor. En la Fig. 5.8 se muestran las corrientes  $i_f^*$ ,  $i_q$ ,  $i_h$  (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap5\_CorrientesSimetricasInst*).

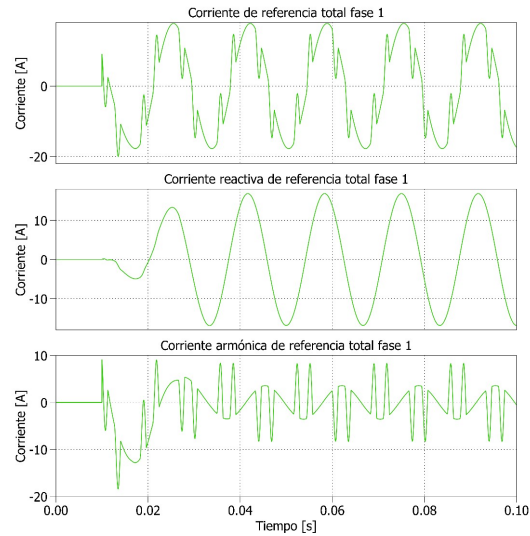


FIGURA 5.8: Corrientes de compensación separadas en reactivas y armónicas.

Esta función permite aprovechar a los inversores utilizandolos para compensar reactivos y mitigación de armónicos, evitando la adición de equipos de compensación adicionales en la microrred.

### Detección de interrupción en el suministro

El controlador está equipado con un algoritmo capaz de detectar variaciones en el voltaje de suministro o cortes de energía. Este algoritmo tiene como salida la señal para cambiar la operación de modo interconectado al modo aislado. Su diseño se basa en las pautas establecidas en la normativa Código de Red CFE-02-2017, donde se definen los márgenes aceptables de variación del voltaje suministrado. Por lo general, estos límites se sitúan en un rango alrededor del valor nominal, por ejemplo, puede especificarse que el voltaje suministrado debe mantenerse entre un margen del 5%

al 10 % alrededor del valor nominal. Estas medidas aseguran un suministro eléctrico estable y seguro para los consumidores.

En la Fig. 5.9 se muestra el diagrama de bloques del algoritmo (para mayores detalles de la implementación en PLECS revisar el apéndice B.7).

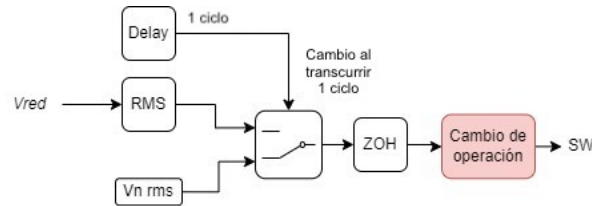


FIGURA 5.9: Diagrama de bloques del módulo de detección de interrupción.

La única entrada en el bloque de cambio de operación es el voltaje de la red. Se realiza el cálculo del voltaje RMS de las tres fases (esto dura 1 ciclo aproximadamente), después este se muestrea a una frecuencia de 128 muestras por ciclo, por último ingresa al C-Script de cambio de operación. Para evitar detecciones de bajo voltaje al inicio de la simulación (en lo que el bloque de RMS calcula el valor) se le agrega una compensación con el voltaje nominal ( $V_{n rms}$ ). Se realizó una simulación en donde el voltaje de la red disminuye, la forma de onda del voltaje se presentan en la Fig. 5.10 (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap5-CambioOperacion*).

Durante la simulación, se nota una disminución del voltaje de la red hasta llegar a cero. En la gráfica de Voltaje RMS de la red se aprecia que inicia en cero y alcanza su valor RMS tras completar un ciclo. El delay y el voltaje nominal aplicado compensa este lapso de tiempo como se observa en la gráfica de voltaje muestreado, esto para prevenir la activación errónea del algoritmo.

Una vez muestreada la señales estas entran al bloque de C-script el cual cuenta con el algoritmo descrito por el diagrama de flujo de la Fig. 5.11 (para visualizar la implementación del algoritmo en código revisar el apéndice B.7).

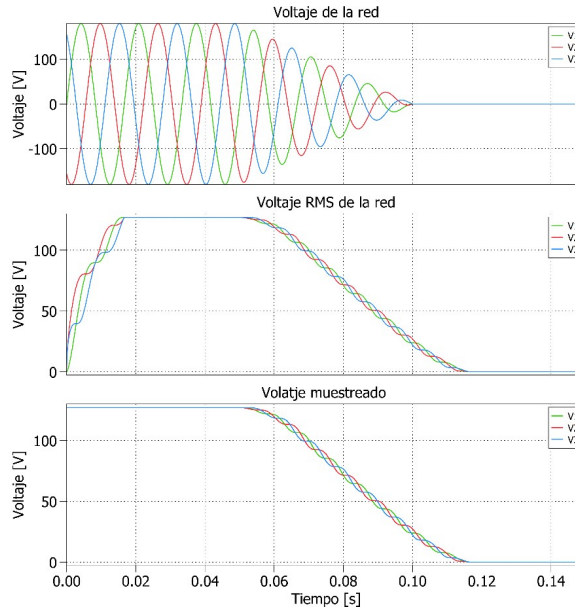


FIGURA 5.10: Voltaje de la red, y voltajes RMS utilizados como entrada al algoritmo de detección de interrupción.

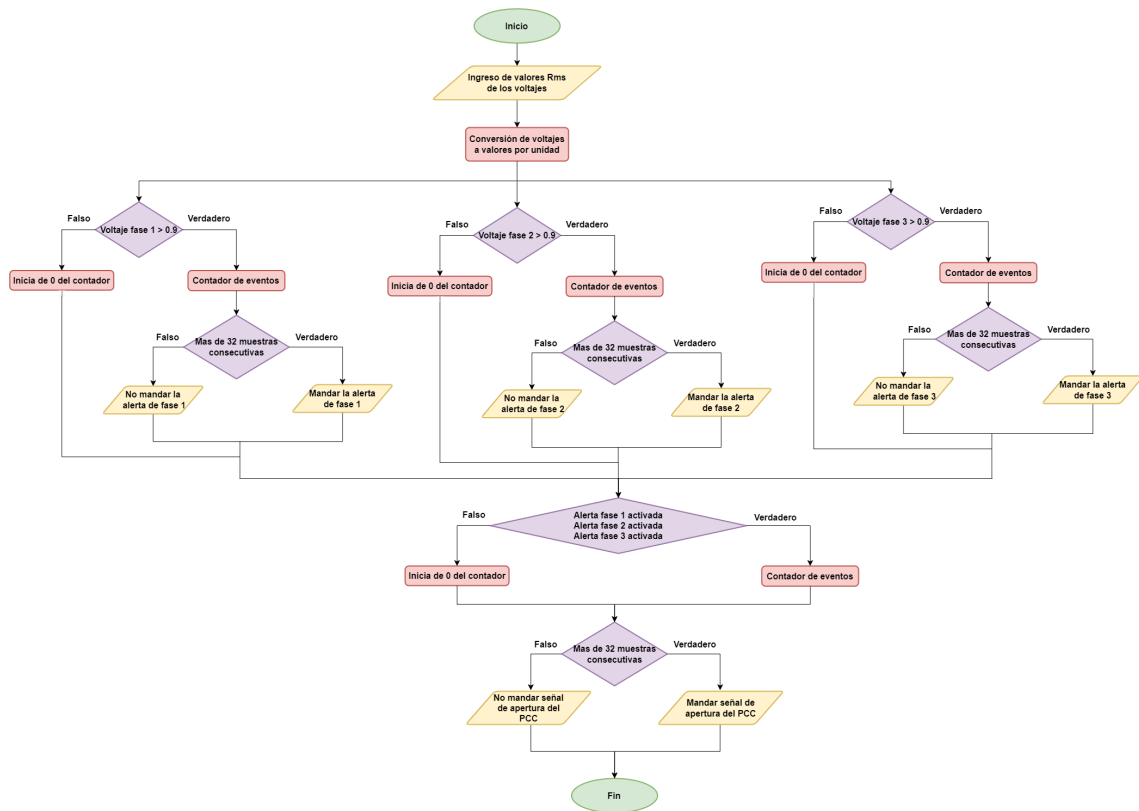


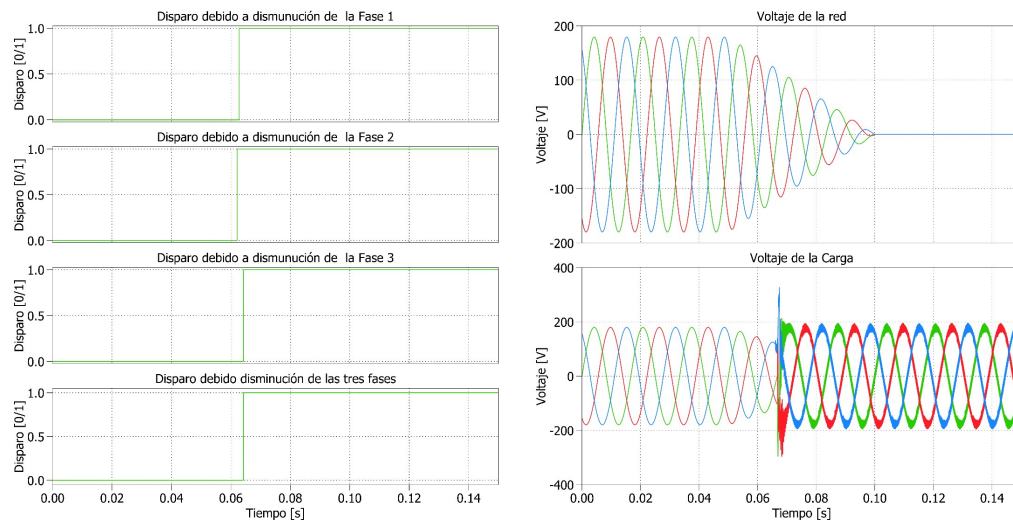
FIGURA 5.11: Diagrama de flujo del algoritmo para detección de voltaje por debajo del umbral mínimo por fase.

El voltaje RMS que ingresa al bloque de C-Script se convierte primero en voltajes por unidad, utilizando 127V como el voltaje base. El algoritmo encargado de detectar el estado de la fase 1 inicia comparando si el voltaje  $V_a$  es inferior al 10 % por debajo del valor nominal. Si esta comparación resulta verdadera, se incrementa un contador. Una vez que el contador ha reunido 32 muestras, lo que equivale a un cuarto de ciclo, se emite la señal de alarma para la fase.

Si durante la operación el voltaje vuelve al valor nominal, el contador vuelve a comenzar desde 1 para acumular nuevas 32 muestras por debajo del valor mínimo de operación. Este algoritmo opera de manera similar para las tres fases. Para asegurarse que realmente se interrumpió el suministro es necesario comparar las señales de alarma de las tres fases.

La Fig. 5.12a representa la etapa final del algoritmo, donde se comparan las alertas de bajo voltaje de las tres fases. Una vez activadas las tres alarmas, se procede al cambio de operación. En caso de no reunir las 32 muestras con las tres alarmas, el contador vuelve a iniciar desde 1. Esta sección del algoritmo contribuye a asegurar que el cambio de operación se realice únicamente cuando efectivamente no hay suministro eléctrico disponible. En la Fig. 5.12a se observan las alertas presentadas durante la simulación.

Después de la señal de disparo y el cambio de operación, el voltaje experimenta un transitorio, aunque rápidamente se estabiliza. La Fig. 5.12b muestra el comportamiento del voltaje en terminales de la carga durante este proceso, evidenciando cómo se restablece la estabilidad tras el cambio operativo.



(a) Disparos durante la simulación.

(b) Voltajes durante la simulación.

FIGURA 5.12: Señales de disparo del interruptor de interconexión y los voltajes durante una interrupción en el suministro con cambio de modo de operación.

### 5.2.2 MODO DE OPERACIÓN 2

Para permitir que la microrred funcione en el modo de operación 2 (abasto aislado), es crucial mantener una igualdad de potencia. El controlador, a través de un algoritmo programado en lenguaje C, asume la tarea de asignar a cada inversor la potencia que debe suministrar. En el proceso, el controlador utiliza como entrada las mediciones de potencia de la carga, la red y cada inversor. Durante la operación de la microrred, se pueden presentar varios escenarios, entre los cuales se destacan los siguientes:

- **Generación fotovoltaica menor a la demanda:** Cuando la generación fotovoltaica es insuficiente para satisfacer la demanda, el inversor con banco de baterías interviene suministrando la potencia adicional necesaria.
- **Generación fotovoltaica mayor a la demanda:**
  - Opción 1: Cuando la generación fotovoltaica supera la demanda, el algoritmo del controlador puede igualar la potencia del inversor

fotovoltaico a la potencia requerida por la carga. Sin embargo, esta operación podría implicar que el sistema fotovoltaico no opere en su punto de máxima potencia.

- Opción 2: Se puede tomar la decisión de dirigir el excedente de energía del sistema fotovoltaico cargar las baterías del inversor con banco de baterías.

En la Fig. 5.13 muestra el diagrama de flujo del algoritmo utilizado para el funcionamiento en el modo de operación 2 (para visualizar la implementación del algoritmo en código revisar el apéndice B.5). El algoritmo recibe como entradas la potencia de la carga, la potencia del inversor fotovoltaico, la potencia del inversor de baterías y si se requiere cargar las baterías. En cuanto a las salidas, el algoritmo proporciona la potencia que debe suministrar el inversor de baterías. Además, genera el cambio de operación del inversor fotovoltaico, el cual implica la transición de operar en el MPP o inyectar la potencia que el controlador calcula como necesaria para lograr el equilibrio de potencia.

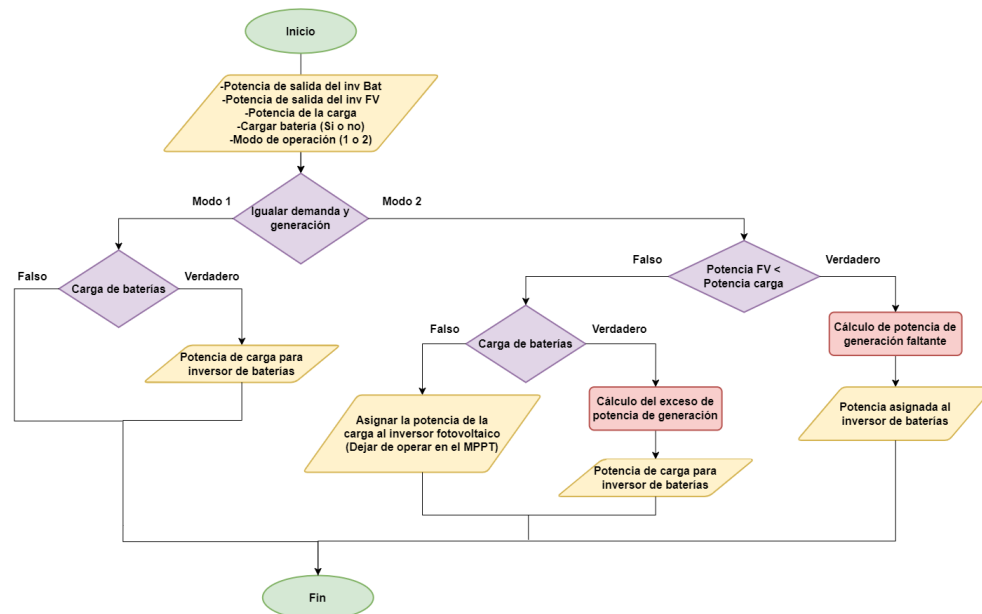
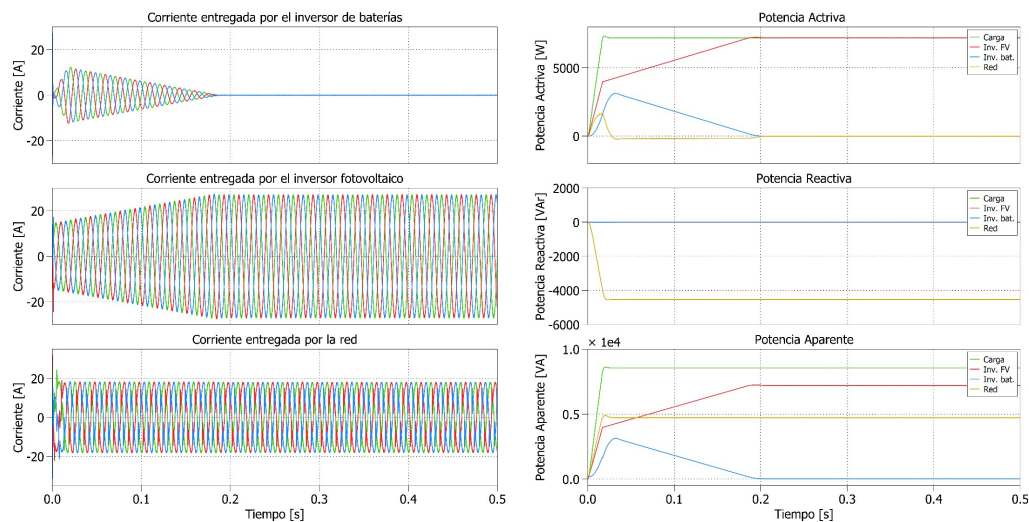


FIGURA 5.13: Diagrama de flujo del algoritmo para el equilibrio energético de la microrred.

Se realizó la prueba de balance energético en la microrred formada por inversores seguidores de red, para este caso se simuló que la irradiación fue

incrementando y el sistema dejara de operar el en punto de máxima potencia para que la generación iguale a la demanda (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap5\_AbastoAislado*). El inversor de baterías operará como respaldo cuando el inversor fotovoltaico no entregue la potencia necesaria para abastecer a la carga.

En la Fig. 5.14a se observan las corrientes entregadas por el inversor de baterías, el inversor fotovoltaico y la red. Se muestra como la corriente entregada por el inversor de baterías va disminuyendo mientras que la corriente del inversor fotovoltaico va aumentando, hasta que el inversor fotovoltaico abastece el total de la demanda de la carga. Esto debido a que el algoritmo ajusta el potencia de salida del inversor fotovoltaico para no inyectar excedente a la red. La corriente que entrega la red es puramente corriente reactiva y armónicos.



(a) Corrientes de los inversores y red, (b) Potencia activa, reactiva y aparente durante la operación en modo abasto en la microrred operando en abasto aislado.

FIGURA 5.14: Simulación de operación en modo abasto aislado sin inyección de energía excedente a la red.

En la Fig. 5.14b se muestran las potencias activa, reactiva y aparente, de la carga, inversor fotovoltaico, inversor de baterías y la red durante la simulación. Se

destaca la igualación de la potencia suministrada por el inversor fotovoltaico con la potencia demandada por la carga. Como resultado, la potencia activa de la red se reduce a cero. Este fenómeno evidencia el éxito del sistema al lograr un equilibrio entre la generación y el consumo de energía, donde la potencia entregada por el inversor coincide exactamente con la demanda de la carga.

### 5.2.3 MODO DE OPERACIÓN 3

En la microrred propuesta el inversor de baterías cumple la función de operar en modo formador de red, ya que este le da mayor confiabilidad al sistema debido al almacenamiento de energía. Se realizó una simulación en el sistema presentado en la Fig. 5.2 para analizar la transición de la operación interconectada a la operación en modo isla (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap5\_ModoIsla*).

En la Fig. 5.15, se puede observar cómo el voltaje de la red, que es de 127V rms, comienza a disminuir a partir de los 50 milisegundos hasta alcanzar cero. Durante este período de caída de la tensión en la red de suministro, el controlador debe iniciar la transición al modo aislado. Esta transición ocurre a los 60 milisegundos de la simulación, generando un transitorio que dura medio ciclo. Después del transitorio, el voltaje suministrado por el inversor formador de red, es de 126.8V rms y presenta un THDv del 6.49%.

En la Fig. 5.16a, se observa que la corriente suministrada por la red se vuelve cero durante la transferencia debido a la desconexión del interruptor de interconexión de la microrred. La corriente del inversor de baterías experimenta un transitorio significativo, pasando de inyectar una corriente fundamental de  $8A_{rms}$  con un THDi de 0.6% a inyectar bruscamente la corriente demandada por la carga, que es de  $16.5A_{rms}$  con un THDi de 21%. Esto genera una carga repentina en términos de compensación armónica y reactiva para el inversor de baterías.



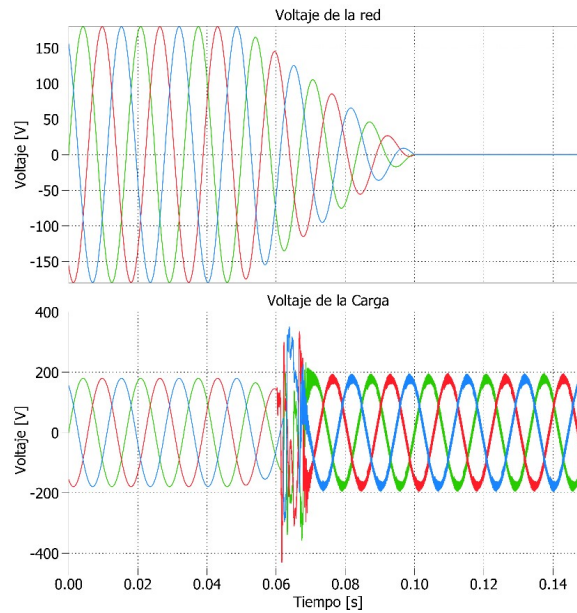


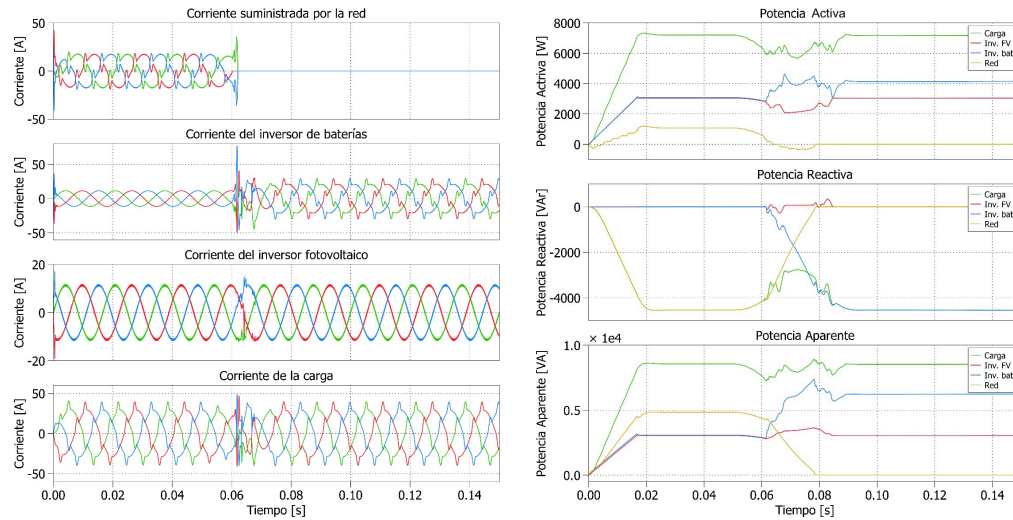
FIGURA 5.15: Voltajes durante el cambio de operación de seguidor a formador de red.

Por otro lado, el inversor fotovoltaico experimenta un transitorio menor que no tiene un impacto significativo, ya que sigue inyectando una corriente fundamental de  $8A_{rms}$ . La carga también experimenta un transitorio, similar al inversor de baterías, pero tiene la capacidad de manejarlo y continuar operando normalmente.

En la Fig. 5.16b, se puede notar que todas las potencias del sistema se ven afectadas debido al transitorio durante el cambio de operación. Después de la desconexión de la red, potencia activa se distribuye entre los inversores para mantener el equilibrio del sistema, mientras que la potencia reactiva proviene exclusivamente del inversor de baterías.

Durante la operación en modo aislado, el controlador debe supervisar y gestionar el sistema, asegurando un equilibrio energético y garantizando la mejor calidad de suministro para la carga. A continuación se muestran las funciones clave del controlador que aseguran la correcta operación del sistema:

### Equilibrio de Potencia

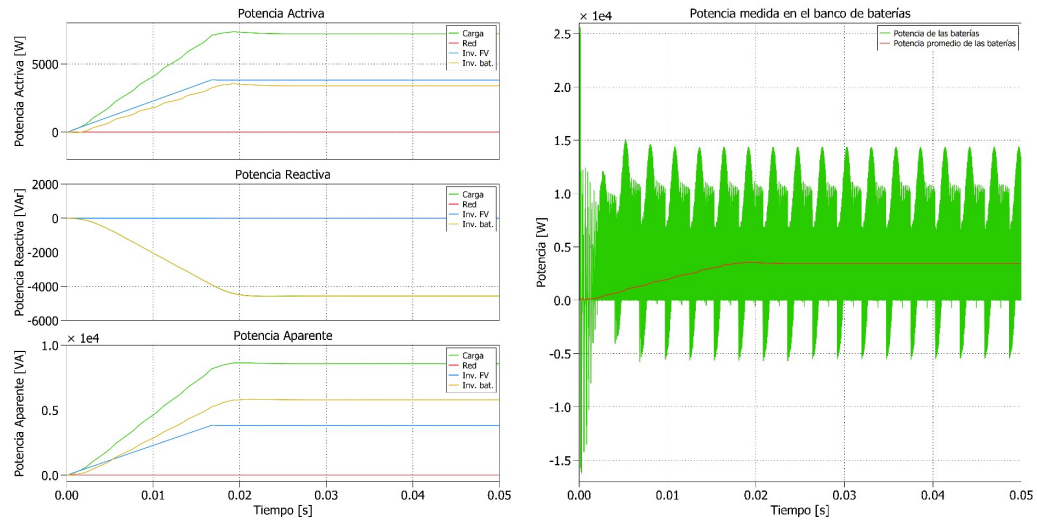


(a) Corrientes durante el cambio de operación. (b) Potencias activa, reactiva y aparente durante el cambio de operación.

FIGURA 5.16: Corrientes y potencias durante la transición de modo interconectado a modo aislado.

El equilibrio de potencia se gestiona de manera automática en el sistema, ya que la energía que falta es suministrada por el inversor de baterías. Esta capacidad permite al inversor de baterías proporcionar la energía adicional necesaria al sistema y mantener su operación durante la noche, siempre y cuando las baterías tengan almacenada energía. Este principio se ilustra en la Fig. 5.17a, que simula un escenario de déficit energético en el sistema operando de manera aislada (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap5\_EquilibrioPotencia*). Se observa cómo la energía faltante en el sistema es suministrada por el inversor de baterías, asegurando un equilibrio constante de la potencia sin requerir un algoritmo específico para su gestión.

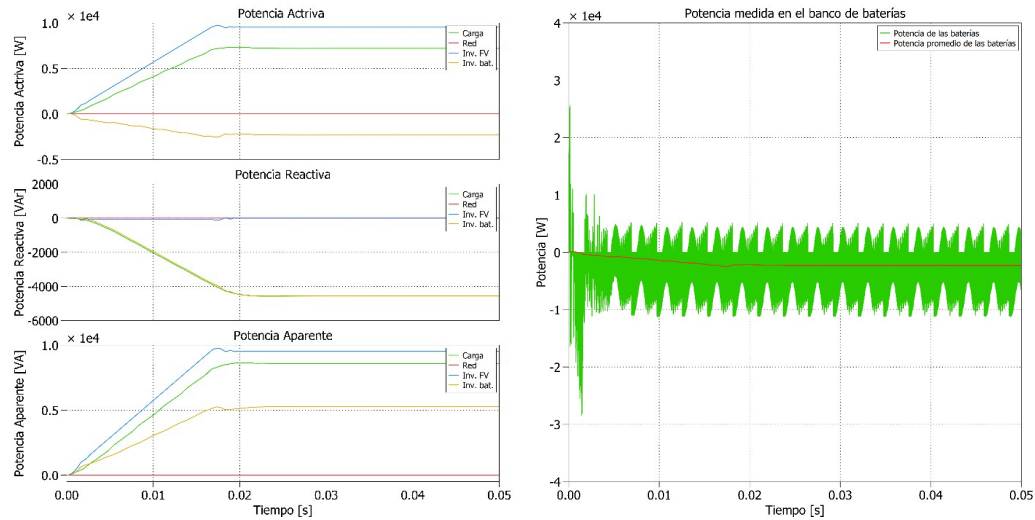
En la Fig. 5.17b, se presenta la medición de potencia en las baterías de la microrred. Se aprecia una fluctuación en la potencia de las baterías debido a la componente oscilatoria resultante de la compensación de armónicos en el sistema. La línea roja representa la potencia promedio suministrada por el banco de baterías a la microrred.



(a) Potencias del sistema cuando la demanda supera la generación (b) Potencia en baterías durante la aportación de energía faltante.

FIGURA 5.17: Potencias en la microrred y potencia medida en las baterías durante simulación con déficit energético.

Asimismo, cuando el inversor fotovoltaico genera más energía de la necesaria para la carga, este excedente se utiliza para cargar las baterías de la microrred. Las potencias del sistema durante la simulación con energía excedente en el sistema se observan en la Fig. 5.18a (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap5\_EquilibrioPotencia*). El equilibrio de potencia ocurre de forma automática, ya que cualquier excedente de energía en el sistema se emplea para cargar las baterías del inversor que opera como formador de red. La Fig. 5.18b ilustra la potencia registrada en el banco de baterías.



(a) Potencias del sistema cuando la generación supera la demanda. (b) Carga de baterías debido a la energía excedente.

FIGURA 5.18: Potencias en la microrred y potencia medida en las baterías durante simulación con energía excedente.

### Disparo de Carga

En el modo de operación 3, el controlador asume la responsabilidad de decidir qué cargas desconectar, ya que la energía almacenada en el banco de baterías es el único soporte de la microrred. Para esto, se implementa un código que considera el nivel de carga del banco de baterías como criterio para el disparo de la carga.

Las cargas críticas, esenciales y no desconectables, permanecen operativas. Por tanto, el disparo se dirige a las cargas no críticas. La decisión se basa en el nivel de carga del banco de baterías: si este cae por debajo del 70 %, se desactiva la carga no lineal no crítica. En caso de que la carga del banco de baterías descienda por debajo del 50 %, se desconecta la carga lineal no crítica. De esta forma se puede alargar la operación en modo aislado en lo que se restablece el suministro eléctrico.

Estos criterios y la lógica de disparo se reflejan en el diagrama de flujo presentado en la Fig. 5.19 (para visualizar la implementación del algoritmo en código revisar el apéndice B.8).



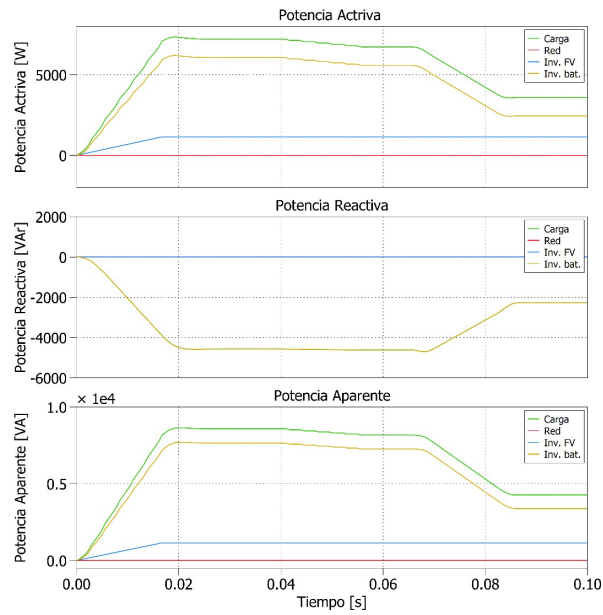


FIGURA 5.20: Potencias de los inversores y la red durante el disparo de cargas.

### Regulación de Reactivos y mitigación de Armónicos

Durante la operación en el modo 3, la regulación de reactivos y la mitigación de armónicos se vuelven menos restrictivas, ya que no existen penalizaciones por un bajo factor de potencia ni hay códigos de red que impongan límites estrictos sobre la distorsión armónica. En esta modalidad, el inversor formador de red asume la responsabilidad de suministrar los reactivos y armónicos necesarios para el funcionamiento adecuado de la carga, mientras que el inversor seguidor de red se encarga únicamente de proporcionar potencia activa a la microrred.

Otra opción de operación es que el controlador tiene la capacidad de gestionar los reactivos y armónicos suministrados por el inversor fotovoltaico, utilizando su capacidad como un filtro activo, y automáticamente se complementa la compensación restante a través del inversor formador de red. La Fig. 5.21 ilustra cómo el inversor formador de red suministra la corriente reactiva y armónica necesaria para la carga, dado que el inversor fotovoltaico proporciona únicamente potencia activa.

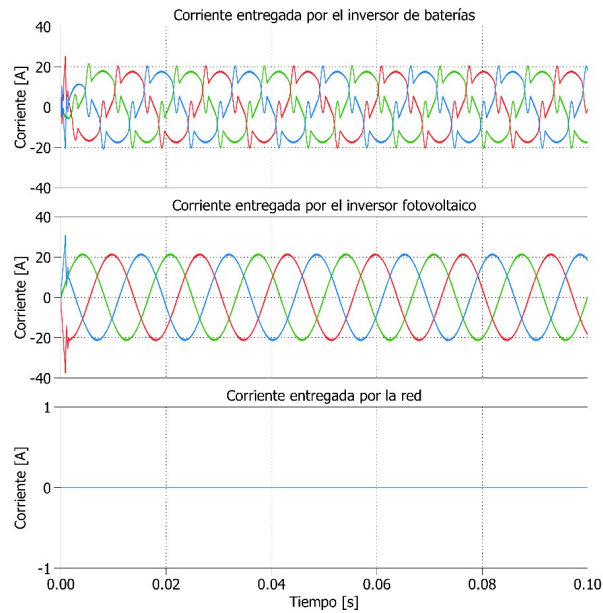


FIGURA 5.21: Corriente suministrada por los inversores operando en modo isla.

### 5.3 CONCLUSIONES PRELIMINARES

La gestión efectiva de una microrred es fundamental para mantener un equilibrio adecuado de potencia y garantizar el cumplimiento de normativas y regulaciones. En este estudio, se clasificó la operación de la microrred modelada en tres modos distintos, considerando tamaños con generación distribuida tanto por encima como por debajo de 500 kW, así como aquellos que operan en modo isla. Se subraya la importancia crucial del controlador en la calidad y estabilidad de la energía suministrada, destacando los algoritmos específicos implementados para cumplir con las funciones clave del controlador propuesto para la microrred. Los modelos desarrollados y probados en los capítulos anteriores se utilizaron conjuntamente en el estudio del controlador, demostrando ser una opción fiable para el análisis y estudio de microrredes.

## CAPÍTULO 6

# ESTUDIO DE LA CALIDAD DE LA ENERGÍA EN LA MICRORRED

---

Este capítulo se enfoca en el análisis de la calidad de energía en la microrred modelada durante los escenarios operativos propuestos en el capítulo 5. Se realiza la evaluación de la calidad de la energía en el punto de interconexión de la microrred industrial en conformidad con el código de red. Este análisis se lleva a cabo aplicando los criterios establecidos para un centro de carga, al mismo tiempo que se verifica el cumplimiento de los parámetros de calidad de energía definidos en estándares reconocidos, como el IEEE 519.

El código de red dicta que "los Centros de Carga conectados en niveles de Media Tensión con una demanda contratada mayor o igual a 1 MW deben mantener un factor de potencia entre 0.95 en atraso y 1.0 en el punto de conexión, con medición cinco-minutal conforme a la NOM-001-CRE/SCFI-2019 vigente o la que la sustituya. Dichos Centros de Carga deberán cumplir con este requerimiento al menos el 95 % del tiempo durante un periodo mensual" [29]. Para realizar esta evaluación se tomará la medición puntual del factor de potencia durante la simulación de los modos de operación de la microrred.

Para la evaluación de la Distorsión Armónica Total de Demanda, parámetro



a evaluar en el código de red, es necesario calcular la impedancia relativa o razón de cortocircuito ( $I_{cc}/I_L$ ), esta fué seleccionada para evaluar el caso más riguroso, siendo esta impedancia menor a 20, tal y como se muestra en la Tabla "Límites de distorsión armónica máxima permisible en corriente para tensiones menores o iguales a 69 kV" del código de red. El %DATD (porcentaje de distorsión armónica total de demanda) se calculó como porcentaje respecto a la corriente fundamental de la carga, la cual es de 32.63 A, mediante la siguiente ecuación:

$$\%DATD = \frac{\sum_{h=2}^{50} I_h^2}{I_L} 100 \quad (6.1)$$

donde  $I_h$  es la corriente rms de la armónica correspondiente y  $I_L$  es la corriente máxima de carga.

Es relevante destacar que, debido a que la microrred simulada se presenta como un sistema trifásico balanceado, el análisis del desbalance será omitido, concentrándose en la evaluación integral de otros aspectos para asegurar el cumplimiento normativo del sistema.

Aunque el capítulo 6 del código de red abarca aspectos generales sobre la operación y gestión de sistemas eléctricamente aislados, no profundiza en criterios específicos de calidad de energía. Sin embargo, es esencial asegurar que los niveles de armónicos cumplan con los límites establecidos por las regulaciones o estándares internacionales. El parámetro más importante para la operación en modo isla es la calidad de voltaje. Es por eso que como criterio se tomarán los límites de distorsión de voltaje establecidos en la Tabla "Voltage distortion limits" del estándar IEEE 519.

### **Mejora de la calidad de la energía de la microrred**

Además de cubrir la demanda energética de la microrred se deberá de asegurar el cumplimiento de normativas relevantes a corrientes reactivas y armónicas. En

la Tabla 6.1 se muestran los equipos de compensación utilizados en entornos industriales.

TABLA 6.1: Equipos de compensación de reactivos y mitigación de armónicos.

Compensación	Pasiva	Activa
Reactivos	Banco de capacitores	Compensador estático de VAR
Armónicas	Filtros de armónicas	Filtro activo de armónicos

Tanto el banco de capacitores automático como el filtro de armónicas son opciones efectivas cuando son dimensionados para llevar el factor de potencia a 0.99L, especialmente cuando la generación distribuida instalada no supera el 50% de la demanda de la carga. Esto asegura que, si se tenía previamente un factor de potencia de 0.99L, no disminuirá por debajo de 0.95L lo que seguiría cumpliendo con el código de red. Si la generación supera el 50% de la demanda, es probable que el factor de potencia ya no se encuentre por encima del 0.95L en el punto de interconexión. También es necesario tomar en cuenta que el THDi puede aumentar en el punto de interconexión, ya que la fórmula para su cálculo involucra la corriente fundamental, la cual es disminuida debido a la generación.

Cuando el objetivo es generar toda la energía que demanda la instalación y operar en el modo 2, la penalización por el factor de potencia por parte del suministrador de servicios eléctricos no sería aplicable, dado que se penaliza en función de un porcentaje de la potencia activa consumida; no obstante, si el consumo es nulo, la penalización debería ser inexistente. Sin embargo, al contar con un banco de capacitores automático con ramas de tamaño predefinido, estas podrían resultar insuficientes para compensar la totalidad de la potencia reactiva, lo que podría llevar a un factor de potencia bajo medido en el punto de interconexión. Por lo tanto, se vuelve esencial disponer de un dispositivo capaz de proporcionar la compensación fina y precisa que el sistema requiere. El filtro activo se perfila como una solución idónea para llevar a cabo esa compensación, permitiendo corregir de manera efectiva

la potencia reactiva y mejorar el factor de potencia, incluso en situaciones donde los bancos de capacitores automáticos no logran cubrir completamente esta necesidad.

En cuanto a la distorsión armónica, su mitigación puede lograrse mediante un filtro de armónicas, alcanzando a cumplir con las normativas siempre y cuando la generación no produzca la totalidad de la energía demandada. Esto se debe a que los filtros pasivos de armónicas, comúnmente empleados en la industria, no pueden eliminar por completo la presencia armónica debido a su naturaleza desintonizada. En el escenario de operación en el modo 2, es crucial mitigar todas las armónicas presentes en el sistema; de lo contrario, se pueden registrar valores elevados de THDi en el punto de interconexión.

Una solución recomendable en términos de relación funcionalidad/precio es la incorporación de filtros de armónicas desintonizados junto con filtros activos en la instalación. El filtro de armónicas debe dimensionarse para abarcar la totalidad de la demanda de reactivos del sistema, entendiendo que la compensación precisa será proporcionada por el filtro activo. El filtro de armónicas se encargará de filtrar una parte de los armónicos presentes en la red, dejando al filtro activo la parte restante. Esta solución es económicamente viable debido a que el filtro de armónicas desintonizado resulta más económico que un filtro activo.

La propuesta para la compensación implica aprovechar los mismos inversores para desempeñar la función de filtro activo. El controlador de la microrred al integrar el algoritmo mostrado en el capítulo 5, envía la referencia al inversor para compensar los reactivos y armónicos en el sistema. Esencialmente, cuando el sistema fotovoltaico esté operativo, el inversor de baterías puede asumir la función de compensación de reactivos y armónicos sin utilizar la capacidad del inversor fotovoltaico para entregar potencia activa. De manera similar, cuando el sistema fotovoltaico no esté en funcionamiento, el inversor fotovoltaico puede operar como filtro activo, evitando así utilizar la capacidad del inversor de baterías.

En la Tabla 6.2 se muestran los valores de los parámetros eléctricos de la carga

conectada a la microrred.

TABLA 6.2: Valores de los parámetros de la carga conectada a la microrred.

Información de la carga					
S (kVA)	P (kW)	Q (kVAr)	F. P.	Corriente $A_{Rms}$	THDi (%)
8.836	7.459	4.660	0.84	32.63	15.25

El sistema fotovoltaico consta de 2 cadenas en paralelo, cada una compuesta por 12 módulos fotovoltaicos de 500W, lo que resulta en una potencia pico de 12 kW. Las especificaciones del módulo modelado y utilizado se encuentran en la Tabla 6.3.

TABLA 6.3: Valores de los parámetros del módulo fotovoltaico modelado.

Modelo TSM-500DE18M(II)			
Potencia max. ( $P_{max}$ )	Voltaje max. potencia ( $V_{mp}$ )	Corriente max. potencia ( $I_{mp}$ )	Voltaje de circuito abierto ( $V_{oc}$ )
500.3W	42.8V	11.69A	51.7V
Corriente de cortocircuito ( $I_{sc}$ )	Coficiente de temp. de voltaje ( $K_v$ )	Coficiente de temp. de corriente ( $K_i$ )	Factor de idealidad del diodo ( $a$ )
12.28A	-145mV/°C	4.9mA/°C	0.95
Resistencia en serie ( $R_s$ )	Resistencia en paralelo ( $R_p$ )		
0.256	401.948		

Los parámetros de los inversores trifásicos de la microrred modelada se muestran en la Tabla 6.4.

TABLA 6.4: Características de los inversores de la microrred.

Parámetros de diseño del inversor Fotovoltaico			
Potencia (kW)	Voltaje de la red (Vrms)	Corriente máxima (Irms)	Enlace de DC (V)
12	220	31.5A	500V
Frecuencia de conmutación (kHz)	Rizo (%)	Filtro RL	Controlador PI
20	5	L:5.6mH, R:0.1 ohm	kp:74.77,ki:1.997e6
Parámetros de diseño del inversor del Banco de baterías			
Potencia (kW)	Voltaje de la red (Vrms)	Corriente máxima (Irms)	Enlace de DC (V)
12	220	31.49A	500V
Frecuencia de conmutación (kHz)	Filtro LCL	Controlador PI formador	Controlador PI seguidor
20	L1:0.404mH, L2:0.202mH, C:0.274uF	kp:6, ki:37.7e4	kp:2.22, ki:8369

## 6.1 OPERACIÓN EN MODO DE CENTRO DE CARGA

El centro de carga antes de convertirse en una microrred no contaba con generación distribuida, toda la energía consumida provenía de la red. Es necesario evaluar este escenario para tomarlo como un punto de partida y analizar si la microrred mejora el cumplimiento de los estándares y regulaciones aplicables o si es perjudicial en este sentido. El diagrama del centro de carga analizado se muestra en la Fig. 6.1. Este cuenta con carga lineal y no lineal, un equipo de corrección de factor de potencia (CFP) y depende exclusivamente de la energía de la red para

operar.

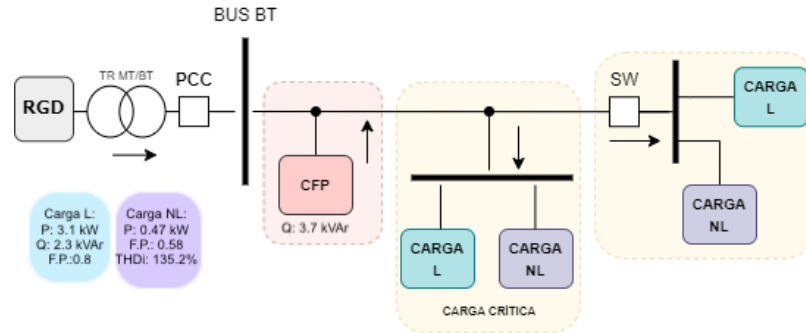


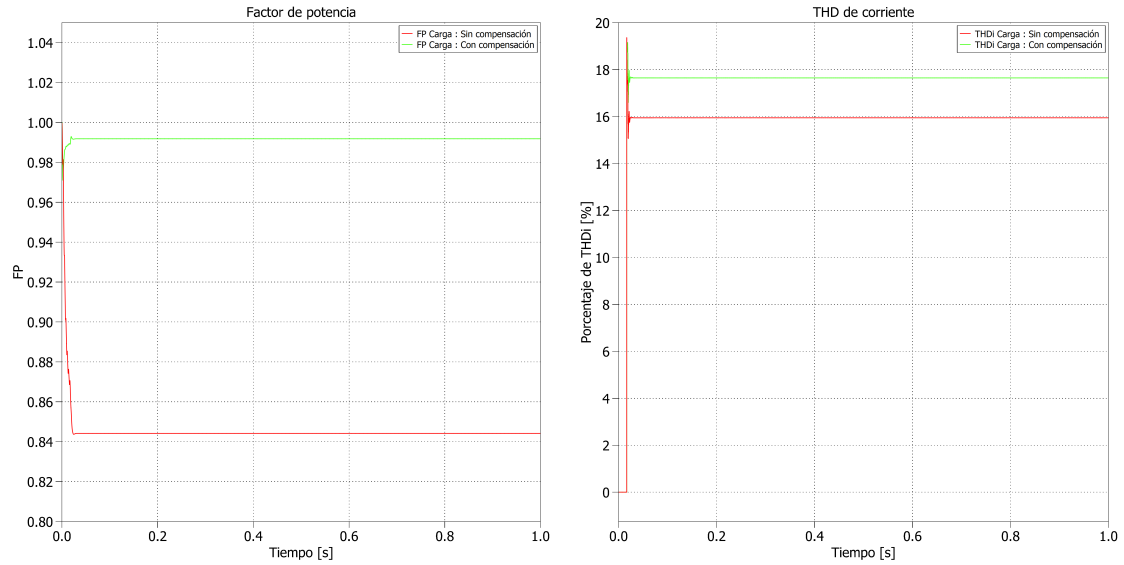
FIGURA 6.1: Diagrama de la red industrial con compensación de factor de potencia.

En la Tabla 6.5 se muestran las características del banco de capacitores. Este está dimensionado para llevar el factor de potencia de 0.84L a 0.99L.

TABLA 6.5: Valores de los parámetros del banco de capacitores.

Características del Banco de capacitores				
Q (Var)	Voltaje (Vrms)	Set point F.P.	Capacitancia	Conexión $3\phi$
3755.18	220	0.99L	205.80uF	Estrella

En la Fig. 6.2a se presenta el perfil del F.P. y en la Fig. 6.2b el perfil de THDi (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap6Carga*). El factor de potencia sin compensación es del 0.84 inductivo. Para mejorar el factor de potencia el banco de capacitores entrega la cantidad de reactivos necesarios para llegar a un factor de potencia de 0.99, valor con el que cumple con las regulaciones. El THDi es del 15.94% sin un banco de capacitores y del 17.64% con el banco de capacitores.



(a) Perfil de FP.

(b) Perfil de THDi en el PCC.

FIGURA 6.2: Perfil del factor de potencia y THDi con y sin compensación reactiva.

## 6.2 OPERACIÓN EN MODO 1

La topología de la microrred a simular para operar en el modo 1 se muestra en la Fig. 6.3, en este caso solo se utilizó el inversor fotovoltaico (el inversor conectado al banco de baterías no operó) ya que en la mayoría de las microrredes industriales no se cuenta con almacenamiento distribuido. El inversor fotovoltaico entrega su potencia máxima en todo momento. Este escenario operativo es el más común en los entornos industriales cuando la generación instalada es menor a 500kW.

Se consideró que la irradiancia fuera aumentando para representar la trayectoria solar en el día (variación de irradiancia). En la Fig. 6.4a se muestran los perfiles de las potencias medidas en los inversores y el punto de interconexión (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap6\_Mod01*). En la gráfica de potencia activa se muestra como la generación fotovoltaica va aumentando casi alcanzando a la potencia de la carga. Este aumento gradual de generación ocurre debido a la irradiancia, alcanzando su pico máximo cuando el sol se encuentra en su punto mas

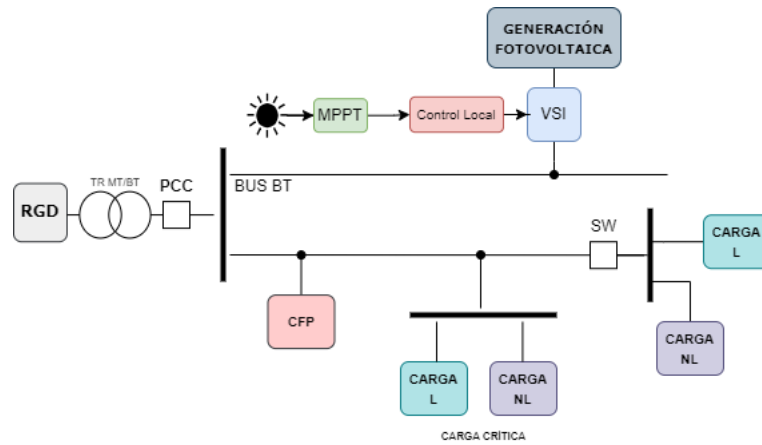
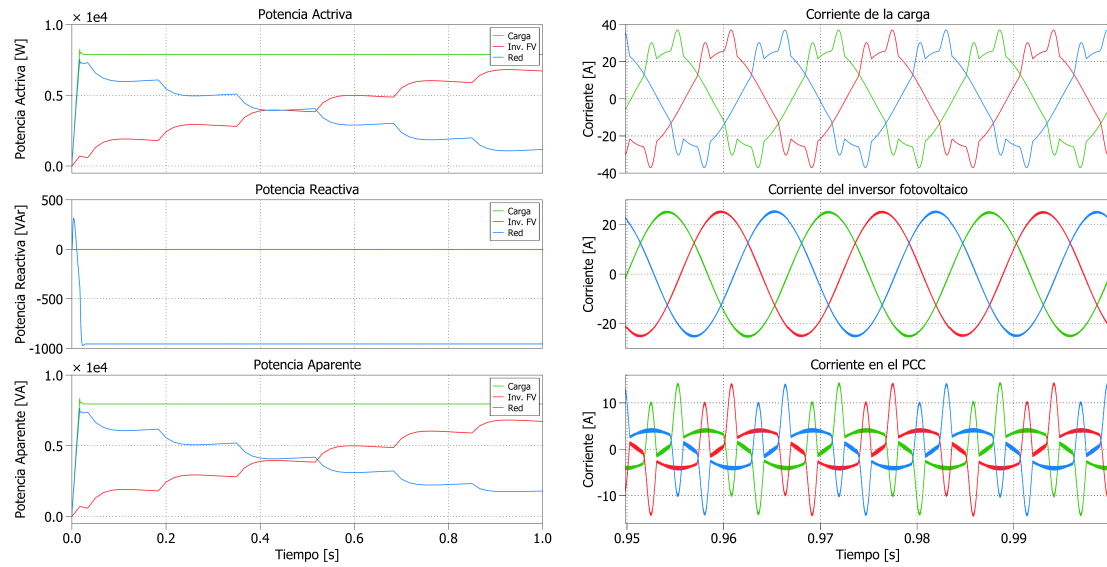


FIGURA 6.3: Microrred industrial compuesta de generación fotovoltaica y compensación reactiva.

alto. Se puede apreciar que el inversor fotovoltaico no entrega reactivos ya que se encuentra configurado para entregar solo potencia activa.

En la Fig. 6.4b se muestran las corrientes medidas en los inversores, carga y en el punto de interconexión. Se aprecia que el inversor fotovoltaico entrega solo corriente fundamental, significando que la corriente entregada por la red compensa los reactivos, armónicos y la corriente fundamental faltante para alimentar la carga.





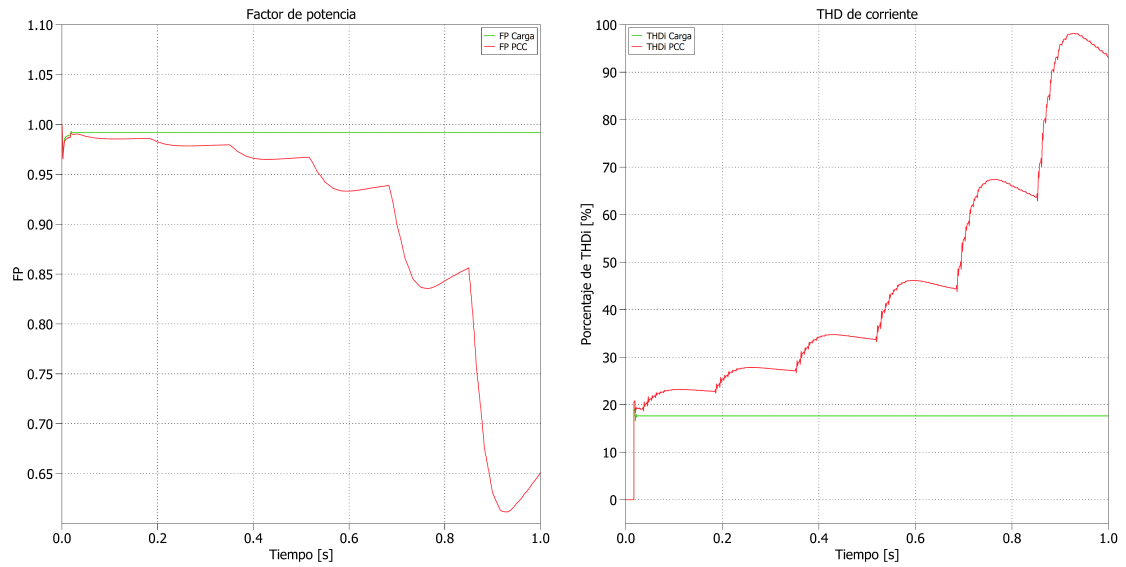
(a) Potencias durante la simulación del Modo 1. (b) Corrientes presentes en la microrred durante la simulación del Modo 1.

FIGURA 6.4: Potencias y corrientes durante la simulación del Modo 1.

En la Fig. 6.5a se muestra el perfil del factor de potencia medido en la carga y en el punto de interconexión. Se aprecia que el valor del factor de potencia en el punto de interconexión es menor que el factor de potencia de la carga compensada con el banco de capacitores. Cuando se realizan instalaciones de sistemas fotovoltaicos en la industria es necesario tomar en cuenta la afectación del factor de potencia, ya que si se contaba con un buen factor de potencia este puede bajar cuando la generación opere en su punto máximo y no cumplir con regulaciones correspondientes. En la Fig. 6.5b se muestra el perfil de THDi medido en la carga y en el punto de interconexión. Se logra apreciar que el THDi del punto de interconexión es mayor que el de la carga.

### Evaluación de resultados

En la Tabla 6.6 se evalúan los criterios de tensión máxima y mínima de acuerdo al código de red [29]. La microrred no tiene problema alguno para cumplir con este criterio, ya que la red es modelada como una fuente de tensión ideal trifásica.



(a) Comparación del FP en la carga y en el PCC durante la simulación del Modo 1. (b) Comparación del THDi en la carga y en el PCC durante la simulación del Modo 1.

FIGURA 6.5: Perfil del FP y THDi durante la simulación del Modo 1.

TABLA 6.6: Evaluación de tensión para la simulación del Modo 1.

Criterios de tensión (Código de red)			
Valores máximos y mínimos de tensión entre fases que deben soportar los centros de carga de manera permanente			
Tensión máxima	Tensión mínima	Tensión medida	Evaluación
231	209	220	<b>Cumple</b>
Valores máximos y mínimos de tensión entre fases que deben soportar los centros de carga hasta por 20 min			
Tensión máxima	Tensión mínima	Tensión medida	Evaluación
242	198	220	<b>Cumple</b>

En la Tabla 6.7 se evalúan los criterios de distorsión de tensión de acuerdo al estandar IEEE 519. El sistema no cuenta con distorsión ya que la red es modelada como una fuente ideal de tensión trifásica (considerar que al incluir una impedancia en la fuente esto cambiará).

TABLA 6.7: Evaluación de THD de voltaje para la simulación del Modo 1.

Límites de distorsión de voltaje (IEEE 519)					
IEEE 519 aplicable			Simulación		
Voltaje del bus en el PCC	Armónica individual (%)	Distorsión Armónica Total THD(%)	Armónica individual máxima (%)	THD(%)	Evaluación
$V \leq 1.0\text{kV}$	5.0	8.0	0.0	0.0	<b>Cumple</b>

En la Tabla 6.8 se evalúa el factor de potencia en el punto más bajo registrado durante simulación. Se observa que debido a la generación, el F.P. cayó de 0.99L hasta 0.61L, lo que significa incumplimiento con el código de red.

TABLA 6.8: Evaluación del factor de potencia para la simulación del Modo 1.

Factor de potencia (Código de red)		
FP CDR	FP medido	Evaluación
0.95	0.61	<b>No Cumple</b>

En la Fig. 6.13 se evalúa la distorsión armónica individual de corriente en el escenario con mayor distorsión, siendo la armónica 5, 7, 11 y 13 las que sobrepasan el porcentaje de distorsión máximo permitido.

La evaluación del %DATD se muestra en la Tabla 6.9, el cual no cumple con el código de red.

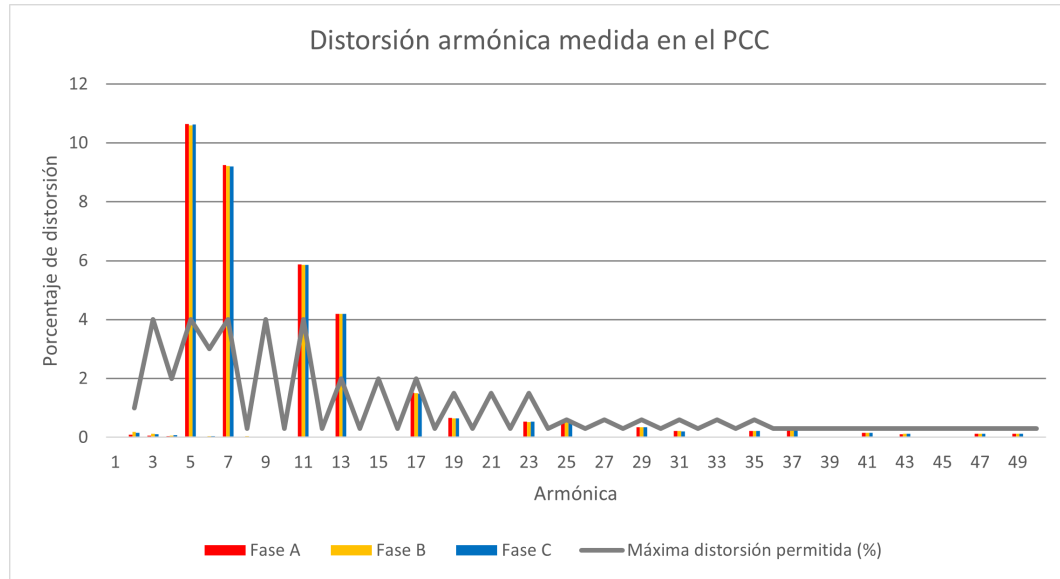


FIGURA 6.6: Evaluación del THDi de la simulación del Modo 1.

TABLA 6.9: Evaluación del %DATD para la simulación del Modo 1.

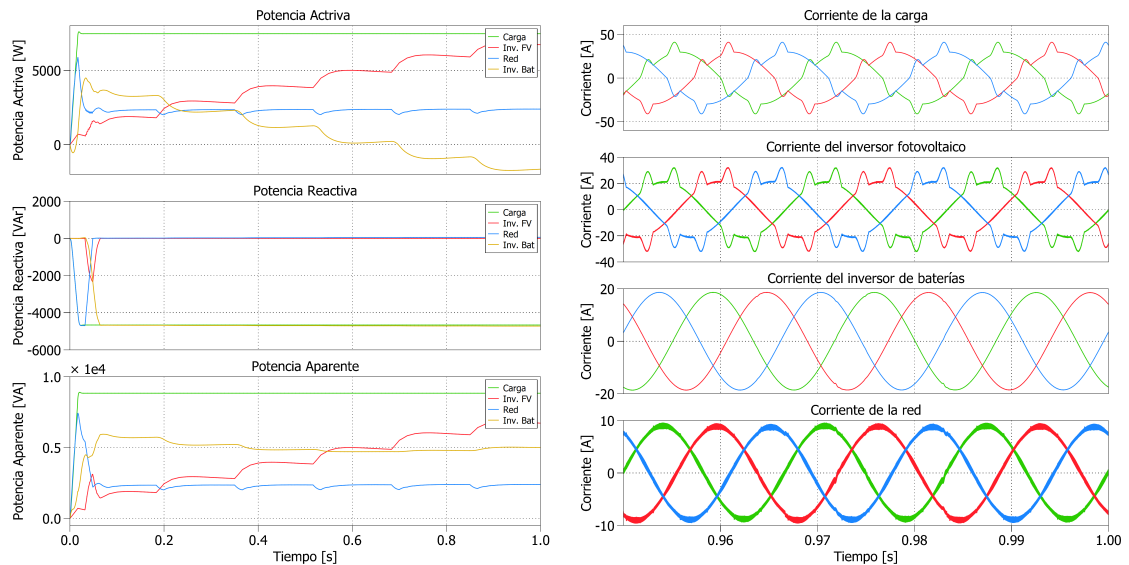
Distorsión armónica máxima de corriente en porcentaje de la carga (CDR)		
Máxima Distorsión Armónica total de Demanda (%DATD)	Distorsión Armónica total de Demanda Calculada (%DATD)	Evaluación
5	48	<b>No Cumple</b>

### Solución propuesta

La propuesta para mejorar los índices evaluados, es de compensar los reactivos restantes (los que el banco de capacitores no compensa) y mitigar las armónicas mediante el inversor del sistema fotovoltaico y el del banco de baterías. Durante esta simulación, los inversores contribuyeron en la generación de potencia activa pero no cubrieron la totalidad de la demanda de energía requerida por la carga, la red aportó la potencia restante. La compensación de reactivos y armónicos se llevó a cabo al sumarle la corriente de compensación (generada mediante el método de componentes simétricas instantáneas) a la corriente de referencia del control interno de cada inversor. Se asignó al inversor de baterías compensar la totalidad de la

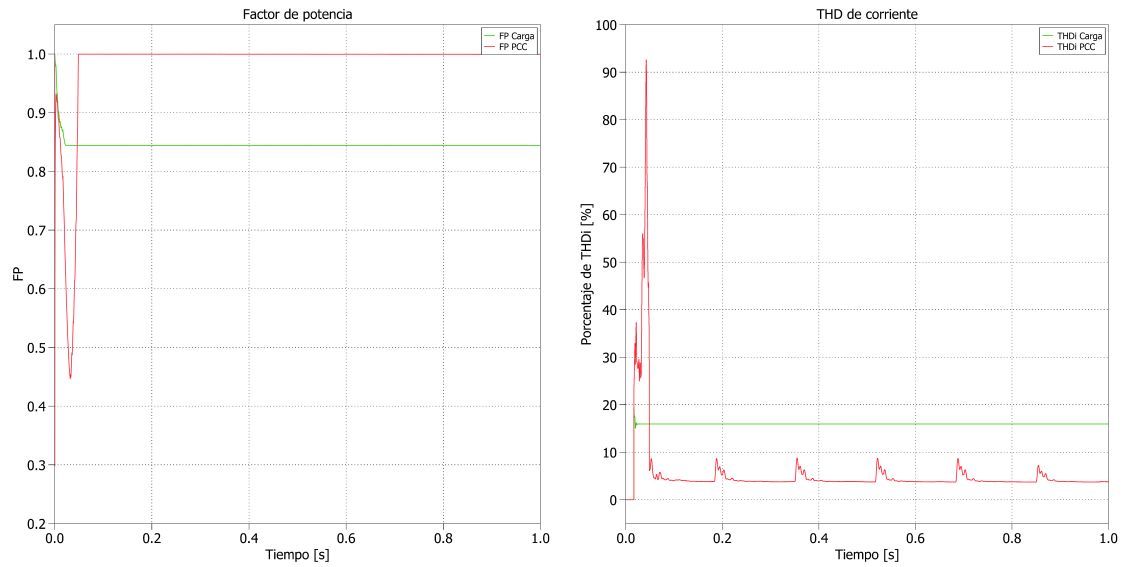
corriente reactiva y al inversor fotovoltaico compensar los armónicos. En la Fig. 6.7a se detallan las potencias registradas durante el transcurso de la simulación. En la Fig. 6.7b se muestran las corrientes al finalizar la simulación (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap6\_Modo1CompensacionQyH*).

En la Fig. 6.8a se observa el factor de potencia en el punto de interconexión, con la compensación reactiva por parte de los inversores el factor de potencia se vuelve unitario. En la Fig. 6.8b se muestra el perfil de THDi, este perfil mejora sustancialmente pero no disminuye en su totalidad debido a los componentes de alta frecuencia que aportan al THDi, disminuyendo hasta 3.8%.



(a) Potencias con compensación en Modo 1. (b) Corrientes en la microrred en Modo 1.

FIGURA 6.7: Potencias y corrientes en la microrred durante la simulación en Modo 1 con compensación propuesta.



(a) Perfil de factor de potencia con (b) Perfil de THDi con compensación en Modo 1.

FIGURA 6.8: Perfil del FP y THDi medido en el punto de interconexión de la microrred durante la simulación en Modo 1 con compensación propuesta.

En la Tabla 6.10 se evalúa el factor de potencia conforme al código de red, este cumple gracias a la compensación reactiva activa, ya que la compensación pasiva (banco de capacitores) no cubría la totalidad de la demanda de reactivos.

TABLA 6.10: Evaluación del factor de potencia para la simulación con compensación reactiva y armónica del Modo 1.

Factor de potencia (Código de red)		
FP CDR	FP medido	Evaluación
0.95	1.0	<b>Cumple</b>

En la Fig. 6.9 se evalúa la distorsión armónica de corriente durante el punto más bajo registrado en la simulación. La evaluación del %DATD se muestra en la Tabla 6.11.

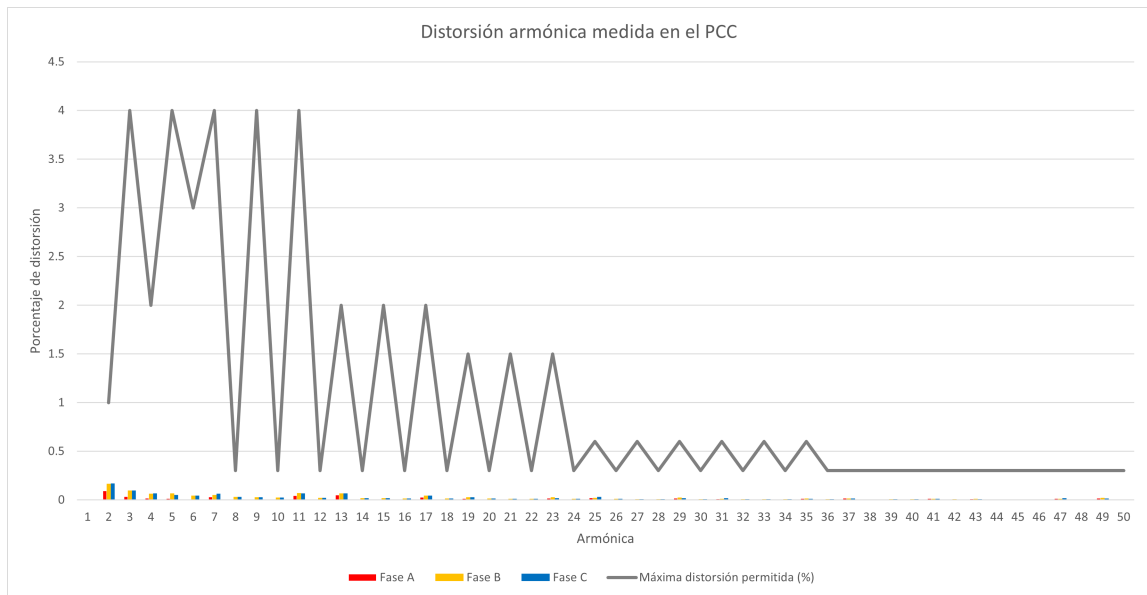


FIGURA 6.9: Evaluación del THDi registrado en la simulación del Modo 1 con compensación reactiva y armónica activa.

TABLA 6.11: Evaluación del %DATD registrado en la simulación del Modo 1 con compensación reactiva y armónica activa.

Distorsión armónica máxima de corriente en porcentaje de la carga (CDR)		
Máxima Distorsión Armónica total de Demanda (%DATD)	Distorsión Armónica total de Demanda Calculada (%DATD)	Evaluación
5	0.45	<b>Cumple</b>

La propuesta de la compensación activa mediante los inversores resultó favorable para la mejora de los índices de calidad de energía. La compensación pasiva del factor de potencia se ve superada cuando la potencia activa del centro de carga disminuye debido a la generación fotovoltaica, ocasionando que el factor de potencia disminuya. La compensación activa del factor de potencia entrega los reactivos necesarios para que la relación del factor de potencia con la nueva potencia activa medida cumpla con lo establecido en el código de red. La mitigación activa de los armónicos mediante los inversores evitan problemas de resonancia en el sistema

como podrían presentarse con filtros de armónicas sintonizados, por lo que es una solución factible para el cumplimiento de las normativas, sin necesidad de agregar mas inversores a la microrred.

### 6.3 OPERACIÓN EN MODO 2

Actualmente la integración de baterías en conjunto con los sistemas fotovoltaicos se ha vuelto una práctica común. Al operar en Modo 2 (abasto aislado) permite alcanzar la independencia energética sin la necesidad de desconectarte de la red, teniéndola de respaldo por si es necesario consumir energía. Debido a la intermitencia de la generación fotovoltaica, el inversor conectado a las baterías puede aportar la energía necesaria para alcanzar el punto de cero consumo de potencia de la red. También puede aportar energía durante periodos en los que la tiene un costo elevado. Esta simulación busca identificar los retos regulatorios que pueden surgir al adoptar esta forma de operación. En la Fig. 6.10 se muestra la topología de la microrred en el modo de operación 2.

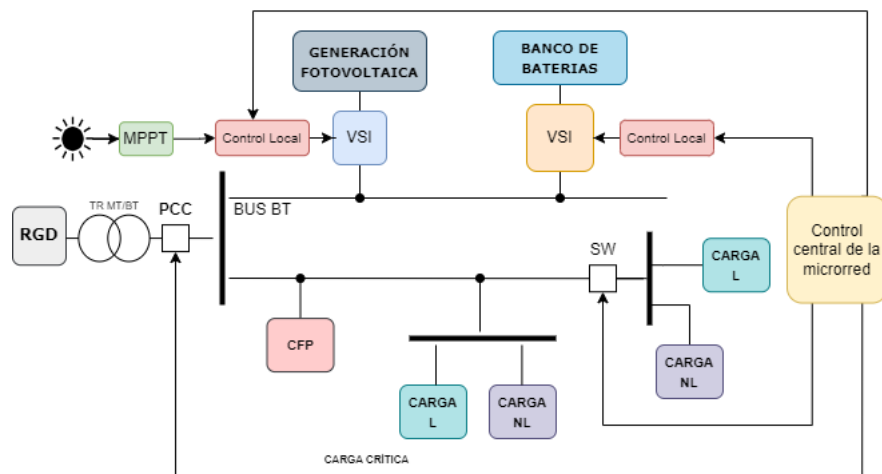
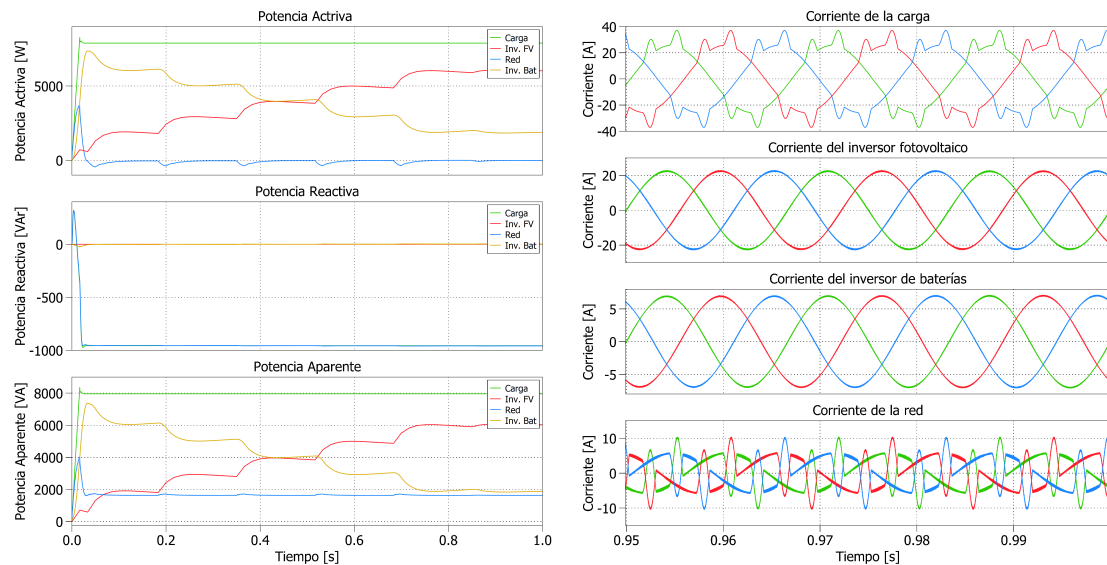


FIGURA 6.10: Diagrama de la microrred modelada para la simulación en modo abasto aislado.

El sistema fotovoltaico operó con el MPPT y la irradiancia fué incrementando. El inversor del banco de baterías entregó la potencia activa restante para no consumir

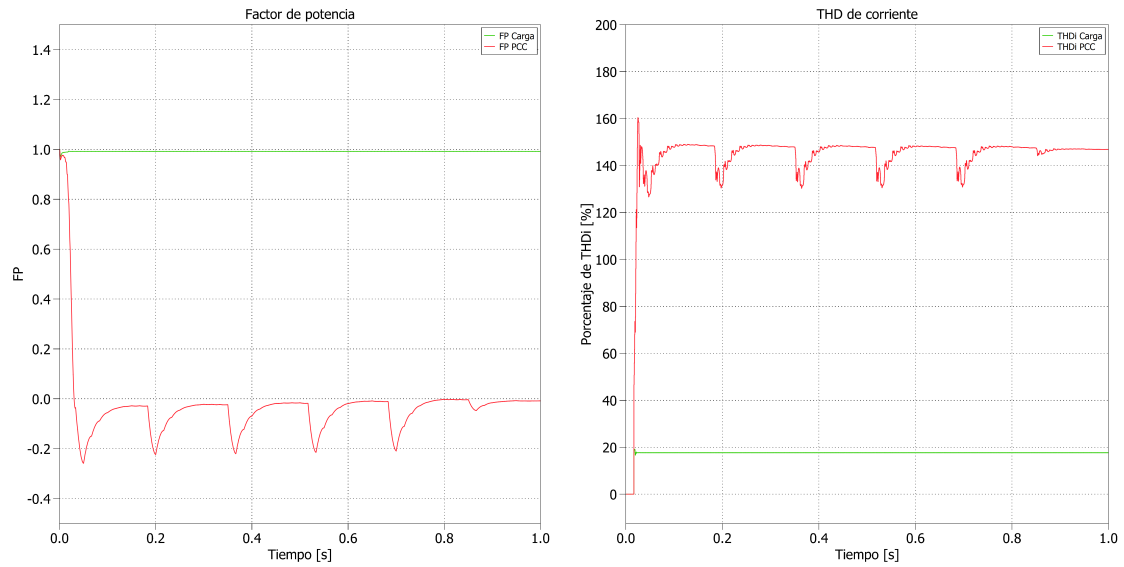


potencia de la red. En la Fig. 6.11a se muestran los perfiles de potencias durante la simulación. Se observa que la potencia activa entregada por el sistema fotovoltaico se va acercando a la potencia de la carga y el inversor conectado al banco de baterías aporta el restante en todo momento. En la Fig. 6.11b se observan las corrientes al final de la simulación, se muestra la corriente de la carga, la corriente del inversor fotovoltaico que al final de la simulación aporta la mayor parte de la corriente activa, la corriente del inversor de baterías el cual aporta la corriente activa restante y la corriente medida en el punto de interconexión, esta corriente es corriente reactiva y armónica que la carga demanda (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap6\_Modo2*).



(a) Potencia Activa, reactiva y aparente durante la simulación del Modo 2. (b) Corrientes de la microrred durante el final de la simulación del Modo 2.

FIGURA 6.11: Potencias y corrientes durante la simulación de operación del Modo 2.



(a) Comparación del FP en la carga y (b) Comparación del THDi en la carga en el punto de interconexión durante la y en el punto de interconexión durante la simulación del Modo 2. simulación del Modo 2.

FIGURA 6.12: Perfil del FP y THDi durante la simulación del Modo 2.

En la Fig. 6.12a se muestra el perfil del factor de potencia medido en la carga y el medido en el punto de interconexión. Se aprecia que el valor de factor de potencia en el punto de conexión común es menor que el factor de potencia de la carga. En la Fig. 6.12b se muestra el perfil de THDi medido en la carga y en el punto de interconexión. Se logra apreciar que el THDi del punto de interconexión es mayor al de la carga durante la simulación. En ambas figuras se presentan unos picos que corresponden con el cambio del punto de máxima potencia durante la simulación.

### Evaluación de resultados

En la Tabla 6.12 se evalúa el factor de potencia en el punto más bajo registrado durante la de simulación en el Modo 2 de operación.

TABLA 6.12: Evaluación del factor de potencia para la simulación de operación interconectada en modo abasto aislado.

Factor de potencia (Código de red)		
FP CDR	FP medido	Evaluación
0.95	0	<b>No Cumple</b>

En la Fig. 6.13 se evalúa la distorsión armónica individual de corriente en el escenario con mayor distorsión. La evaluación del %DATD se muestra en la Tabla 6.13.

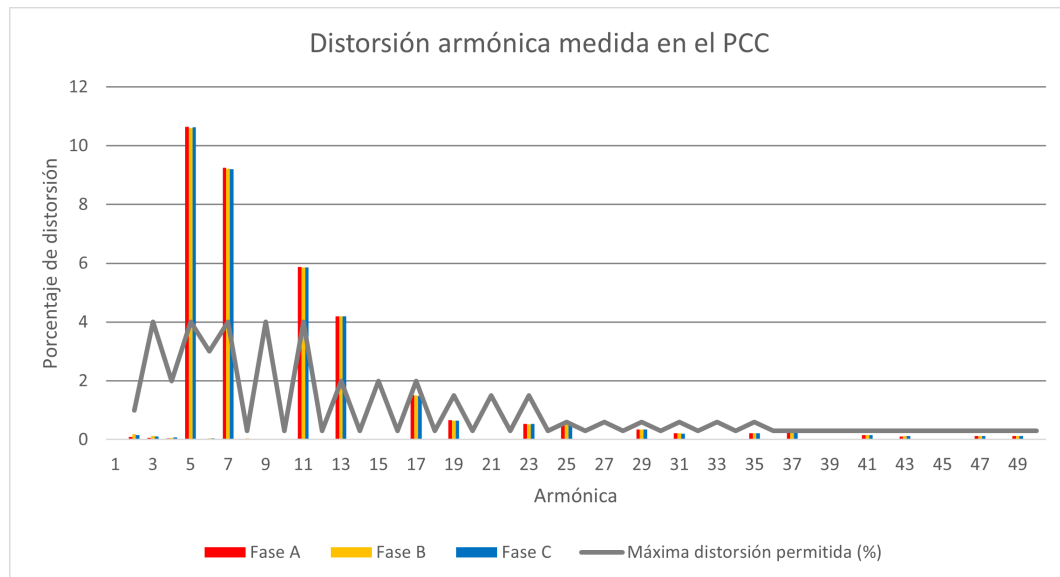


FIGURA 6.13: Evaluación del THDi de la simulación del Modo 2.

TABLA 6.13: Evaluación del %DATD para la simulación del Modo 2.

Distorsión armónica máxima de corriente en porcentaje de la carga (CDR)		
Máxima Distorsión Armónica total de Demanda (%DATD)	Distorsión Armónica total de Demanda Calculada (%DATD)	Evaluación
5	48	<b>No Cumple</b>

### Solución propuesta

La propuesta para la compensación reactiva y armónica es igual que la presentada para el modo de operación 1. Mediante el método de componentes simétricas instantáneas se generan las corrientes de compensación que se suman a las corrientes de referencia asignadas a cada inversor las cuales cubren la totalidad de la demanda de energía. En la Fig. 6.14 se detallan las potencias registradas durante el transcurso de la simulación (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap6\_Modo2CompensacionQyH*). Se evidencia la ausencia de potencia suministrada desde la red, ya que la totalidad del consumo es satisfecha por los inversores. En el punto de interconexión la potencia activa, reactiva y aparente son nulas, lo que resulta en un factor de potencia de cero.

En la Tabla 6.14 se evalúa el factor de potencia conforme el código de red. Debido a la ausencia de consumo de potencia activa y reactiva de la red no es posible evaluar el factor de potencia ya que teóricamente la microrred se encuentra aislada de la red.

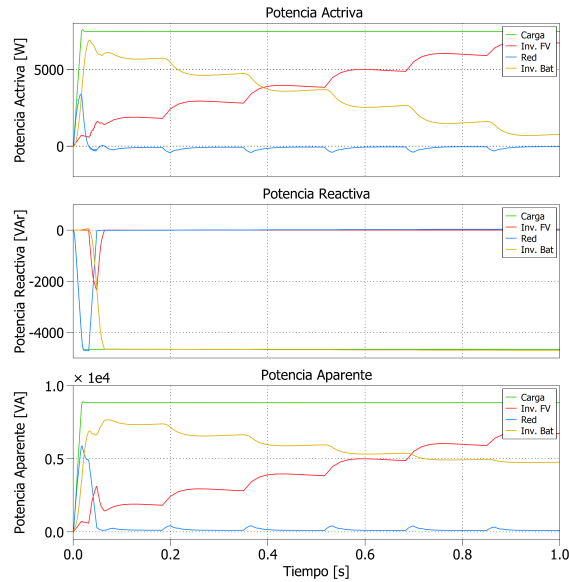


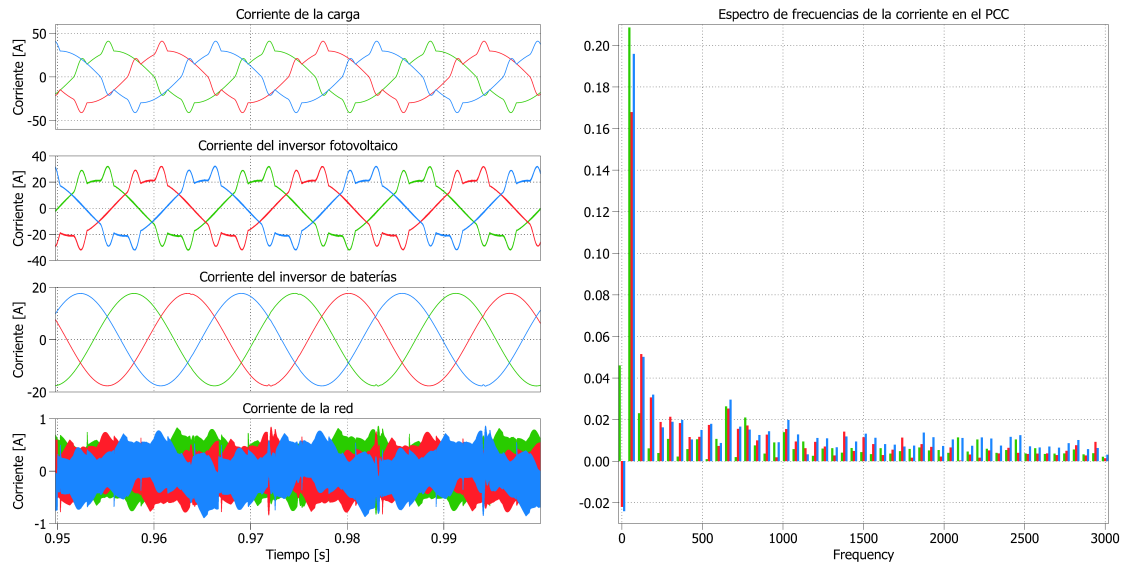
FIGURA 6.14: Potencias con compensación activa en modo 2 (abasto aislado).

TABLA 6.14: Evaluación del factor de potencia para la simulación con compensación en modo abasto aislado.

Factor de potencia (Código de red)		
FP CDR	FP medido	Evaluación
0.95	0	<b>No se puede evaluar</b>

En la Fig. 6.15a se exhiben las corrientes del sistema al finalizar la simulación. La corriente medida en el punto de interconexión es de  $0.28 A_{rms}$ , una cifra insignificante para una instalación de índole industrial. El ruido presente en la corriente se atribuye a las componentes de alta frecuencia generadas por la conmutación de los inversores. Estas componentes se deben tratar con cuidado, debido a que pueden ser un problema (interferencia electromagnética) desde la perspectiva de la red por lo que a lo mejor se deben incluir filtros que las bloqueen.

En la Fig. 6.15b se aprecia el espectro de frecuencia con los valores absolutos de la corriente de la red. Las magnitudes de las corrientes armónicas no exceden los  $0.05A$ , una cifra que se considera despreciable en términos de aplicación del código



(a) Corrientes durante la simulación con (b) Espectro de frecuencias de las corrientes compensación en modo abasto aislado. en el punto de interconexión.

FIGURA 6.15: Corrientes de los inversores y espectro armónico visto en el punto de interconexión durante la simulación del Modo 2.

de red y los estándares establecidos.

## 6.4 OPERACIÓN EN MODO 3

Durante la operación en modo 3 la microrred se encuentra operando en modo isla, el inversor fotovoltaico se encargó de compensar la potencia reactiva, mientras que el inversor de baterías suministró todos los armónicos necesarios para garantizar el correcto funcionamiento de la carga. En la Fig. 6.16 se muestra la topología del sistema para la operación en modo 3.

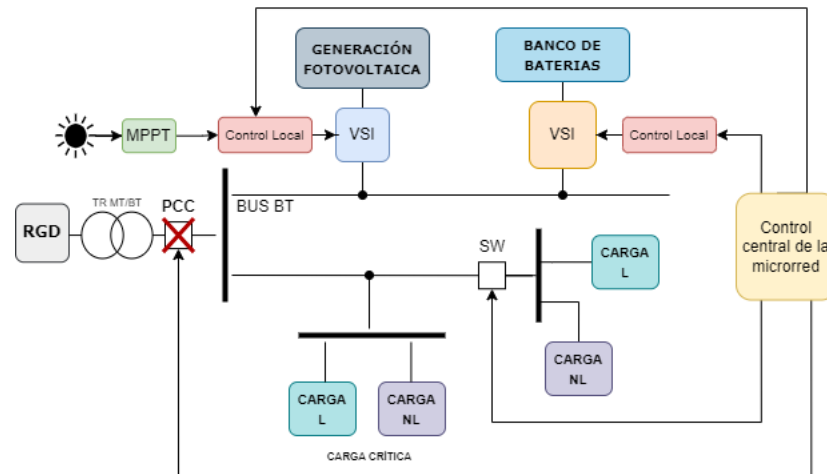
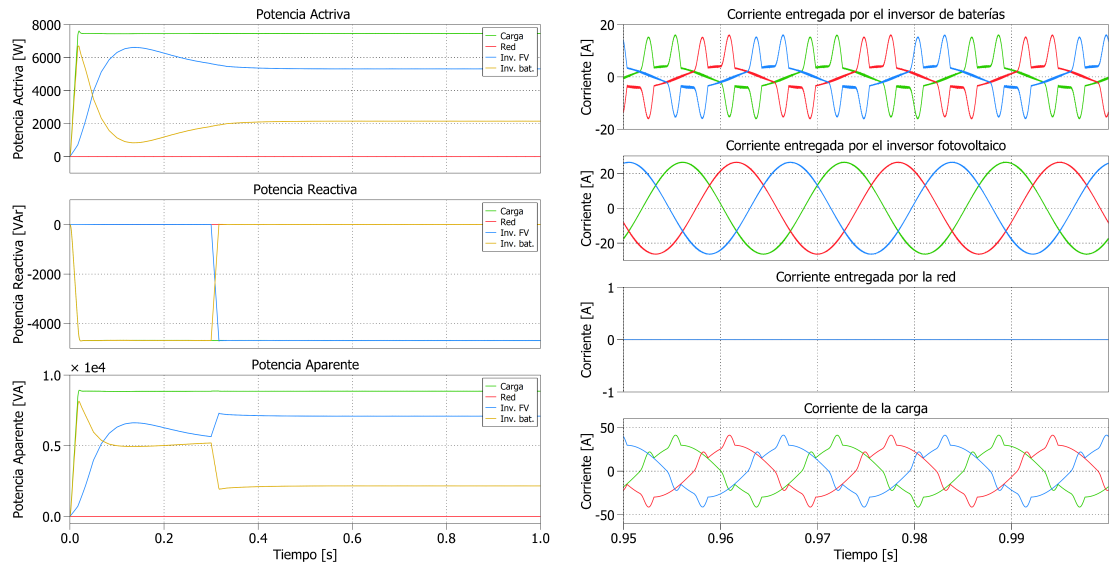


FIGURA 6.16: Diagrama de red durante la operación en modo 3.

En la Fig. 6.17a se ilustran las potencias presentes en la microrred operando en el modo 3, brindando una visualización de la distribución y el equilibrio entre la compensación reactiva realizada por el inversor fotovoltaico y la entrega de armónicos por parte del inversor de baterías (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap6\_Modo3*). En la Fig. 6.17b se representan las corrientes registradas tanto en los inversores como en la carga durante los 0.05s finales de la simulación (para poder observar la forma de onda).

La potencia activa requerida por la carga se obtiene mediante la combinación de las potencias suministradas por ambos inversores. En la Fig. 6.17a cuando  $t = 0.3s$ , se aprecia que el inversor fotovoltaico empieza a asumir la compensación de la potencia reactiva, al mismo tiempo que el inversor formador de red deja de suministrar esta componente de potencia.

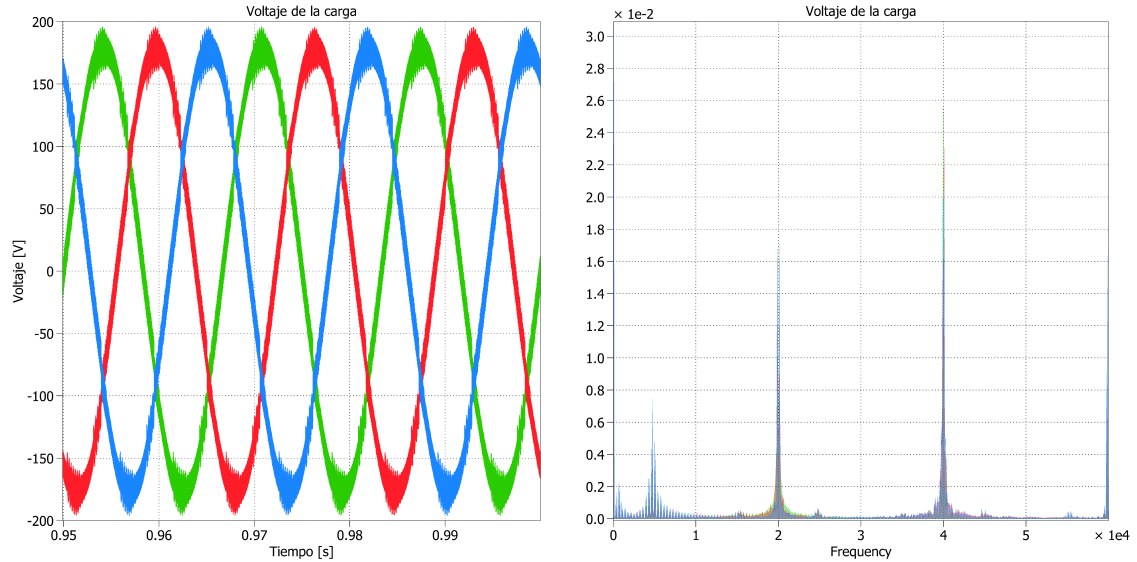
El voltaje de la microrred es el parámetro más relevante, ya que alimenta el bus principal al que se conectan las cargas. En la Fig. 6.18a se puede observar el voltaje trifásico de la carga, el cual tiene un valor de  $127.193 V_{rms_{L-N}}$  y un THDv del 6.28%. El espectro de frecuencia se muestra en la Fig. 6.18b, donde se muestra que la mayor parte de las frecuencias presentes en el voltaje son resultado de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos. Los valores en la gráfica están



(a) Potencias presentes en la microrred operando en modo isla. (b) Corrientes presentes en la microrred operando en modo isla.

FIGURA 6.17: Potencias y corrientes medidas durante la simulación del modo 3.

representados en relación con la frecuencia fundamental.



(a) Voltaje de la red durante la operación en modo 3. (b) Espectro de frecuencias del voltaje en la carga.

FIGURA 6.18: Voltaje y espectro de frecuencias medido en las terminales de la carga de la microrred durante el modo 3.



En la Tabla 6.15 se muestra la evaluación de la distorsión armónica de voltaje respecto al valor establecido en el estándar IEEE519.

TABLA 6.15: Evaluación de la distorsión armónica en el voltaje.

Límites de distorsión de voltaje (IEEE 519)					
IEEE 519 aplicable			Simulación		
Voltaje del bus en el PCC	Armónica individual (%)	Distorsión Armónica Total THD(%)	Armónica individual máxima (%)	THD(%)	Evaluación
$V \leq 1.0\text{kV}$	5.0	8.0	2.56	6.28	<b>Cumple</b>

### Solución propuesta

A pesar de que el sistema funciona en modo isla y las armónicas de corriente no afectan a los vecinos, lo que elimina la necesidad de limitarlas, puede ser necesario limitar las armónicas de tensión cuando se cuenta con cargas sensibles. Aunque el bajo factor de potencia en la microrred no cause pérdidas en la transmisión para ninguna empresa proveedora, optimizar la eficiencia operativa en el modo 3 sigue siendo una prioridad. Asegurar altos estándares de calidad no solo garantiza un funcionamiento eficiente a nivel interno, sino que también puede tener impactos positivos en la vida útil de los equipos y en la estabilidad general del sistema de energía aislado. En la Fig. 6.19 se muestra el diagrama de la operación en el modo 3 con la adición de la propuesta para mejorar la calidad de energía.

Tal como se ha señalado anteriormente, el voltaje es el parámetro más relevante para el funcionamiento de la microrred en modo isla. Con el propósito de mejorar la calidad del voltaje y simultáneamente reducir las pérdidas en la distribución de energía debido a un bajo factor de potencia, se plantea la inclusión de un filtro pasa bajos para filtrar las armónicas de alta frecuencia y corregir el factor de potencia

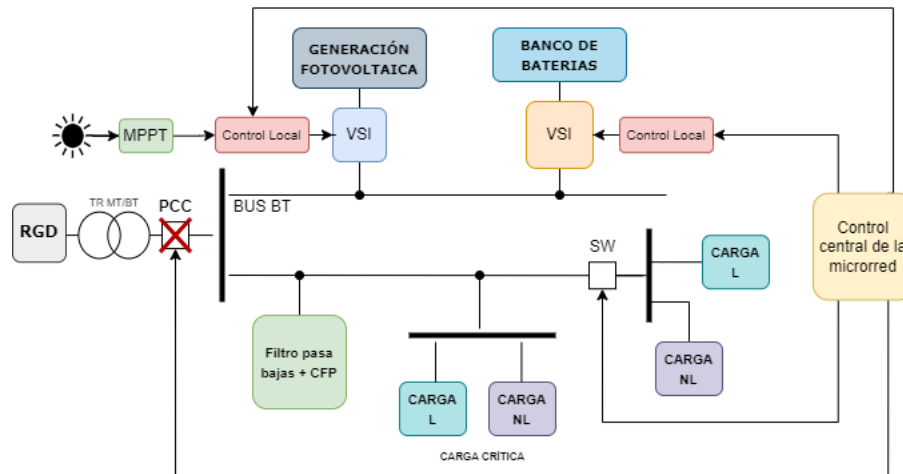


FIGURA 6.19: Diagrama de la microrred durante la operación en modo aislado con compensación reactiva y armónica.

(CFP). El diagrama trifásico del filtro se muestra en la Fig. 6.20, los parámetros de diseño se presentan en la Tabla 6.16.

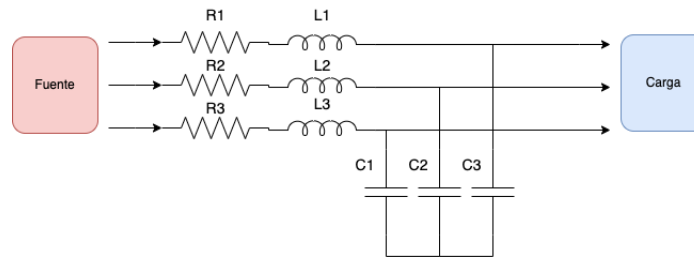


FIGURA 6.20: Diagrama del filtro pasa bajas trifásico.

TABLA 6.16: Características del filtro pasa bajas.

Características del filtro pasa bajas					
Q (VAr)	Voltaje (V <sub>rms</sub> )	L-L	R (ohms)	L (uH)	C (uF)
3755	220		0.5	25.725	205.80
Factor de calidad	Constante k		Frecuencia de corte (Hz)	Conexión 3φ	Amortiguamiento (ohms)
0.7071	1		2187.32	Estrella	1

En la Fig. 6.21 se muestra el diagrama de Bode del filtro, destacando que para frecuencias inferiores a 600 Hz no se observa atenuación, mientras que en la frecuencia de conmutación de 20 kHz se registra una atenuación menor al 0.1. Para esta simulación se conectó la misma carga que en los casos anteriores. El inversor fotovoltaico fué responsable únicamente de suministrar potencia activa, mientras que el filtro pasa bajas se encargó de compensar los reactivos, dejando el resto de la carga para el inversor de baterías (formador de red). En la Fig.6.22a se presentan las potencias de la carga y los inversores a lo largo de la simulación (el archivo de PLECS utilizado para llevar a cabo la simulación se encuentra en el apéndice D registrado como *Cap6\_Modo3Compensacion*).

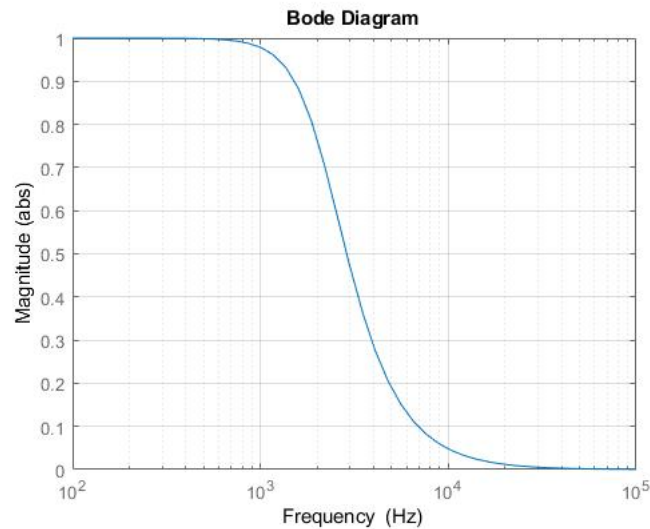
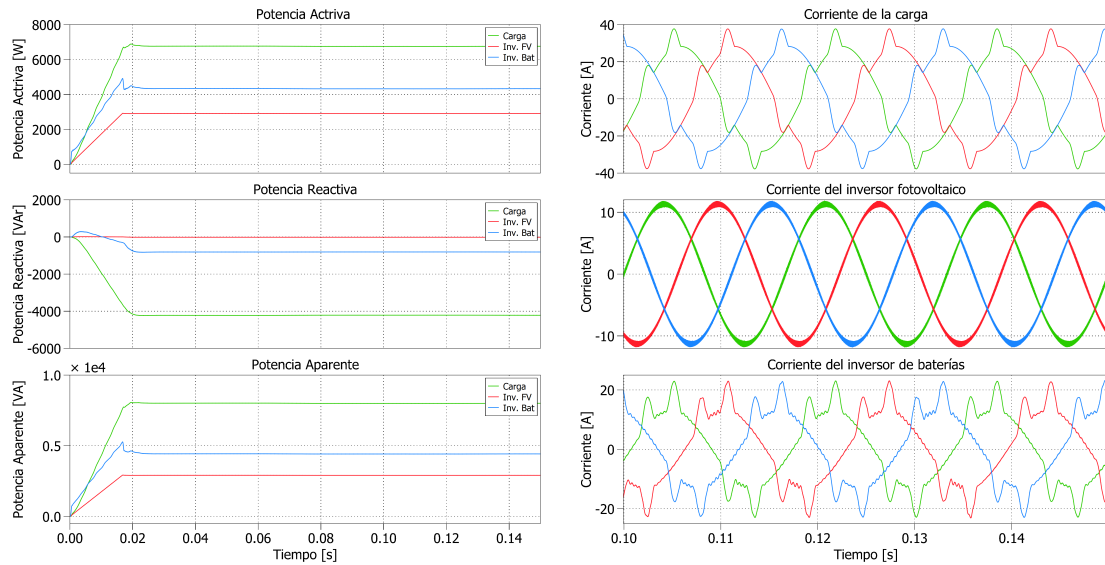


FIGURA 6.21: Diagrama de bode del filtro pasa bajas.



(a) Potencias durante la simulación en modo isla con filtro pasa bajas. (b) Corrientes durante la simulación de modo isla con filtro pasa bajas.

FIGURA 6.22: Potencias y corrientes de la microrred operando en modo aislado con la integración del filtro pasa bajas.

Como se mencionó anteriormente, la potencia activa está equilibrada entre el inversor del banco de baterías y el fotovoltaico, mientras que el filtro pasa bajas se encarga principalmente de compensar la potencia reactiva. La Fig. 6.22b ilustra la porción restante de compensación de potencia reactiva que asume el inversor formador de red.

En condiciones ideales, el factor de potencia del inversor formador de la microrred debería ser unitario para minimizar las pérdidas al transportar los reactivos desde la fuente de generación hasta la carga. En la Fig. 6.23 se presenta una comparación entre el factor de potencia medido en terminales de la carga y del inversor formador de red. El factor de potencia medido en terminales del inversor es de 0.98L, si se toma como referencia el F.P. mínimo del código de red para centros de carga el factor de potencia en la microrred lo supera.

El filtro pasa bajas de voltaje se presenta como una excelente alternativa cuando se tratan cargas sensibles dentro de la microrred y se busca obtener un voltaje

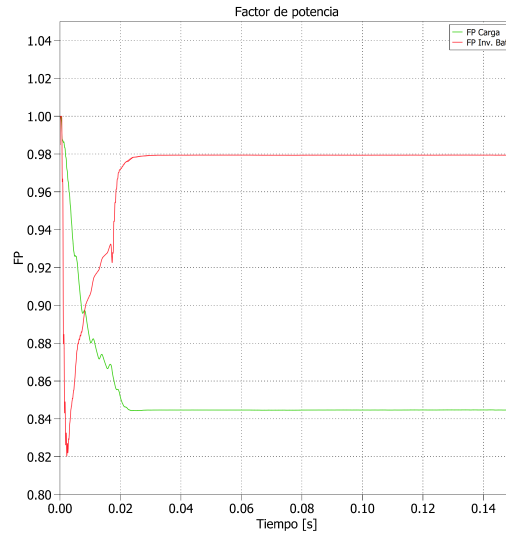


FIGURA 6.23: Comparación de factor de potencia durante la simulación en modo isla con filtro pasa bajas.

con una forma de onda lo más pura posible. Este filtro no solo ayuda a eliminar el ruido de la forma de onda percibida por la carga, sino que también contribuye a mejorar la calidad del voltaje proporcionado por el inversor formador. Es crucial considerar que la resistencia en serie puede provocar una caída en el voltaje, por lo que se recomienda mantener este valor lo más bajo posible. En la Fig. 6.24 se exhiben las formas de onda de los voltajes de la carga y del inversor formador de red.

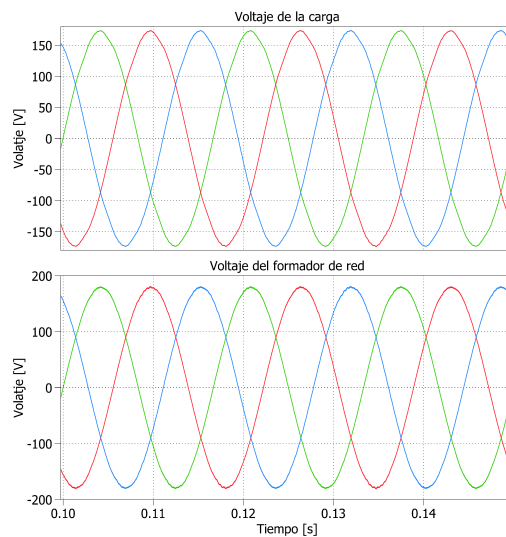
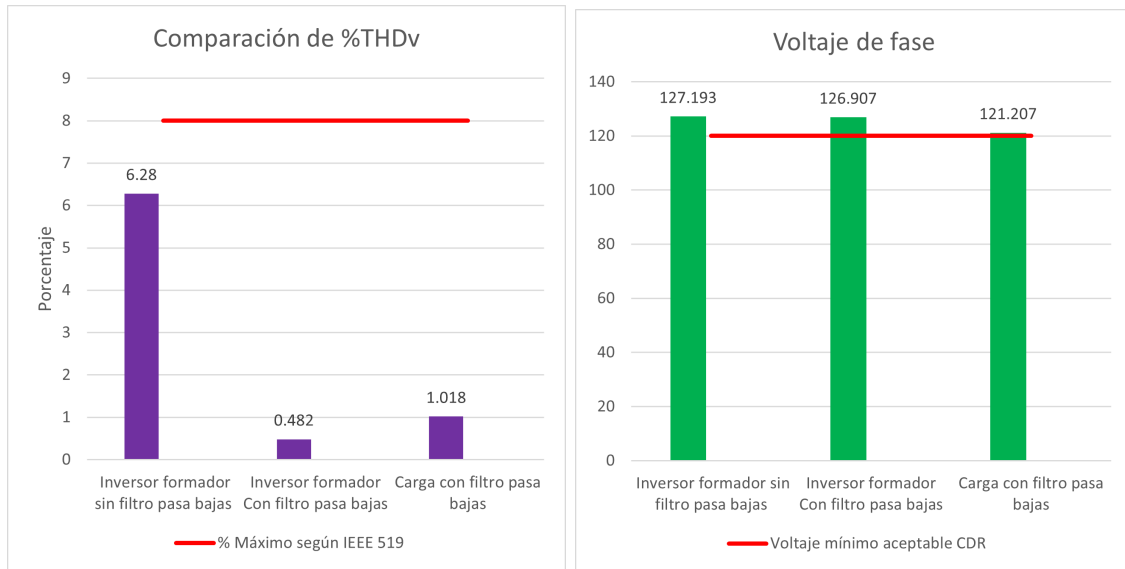


FIGURA 6.24: Voltajes durante operación en modo isla con filtro pasa bajas.

En la Fig. 6.25a se compara el THDv entre la carga y los inversores con y sin filtro pasa bajos. En la Fig. 6.25b se enfatiza que el valor RMS del voltaje en la carga cumple con el mínimo requerido de 120.65Vrms, con una tolerancia de menos 5%. Esto demuestra la eficacia del filtro en la mejora de la calidad del voltaje suministrado.



(a) Comparación del THDv con y sin filtro (b) Comparación del voltaje RMS de fase  
 pasa bajas. con y sin filtro pasa bajas.

FIGURA 6.25: Comparación del THDv y voltaje Rms de la microrred operando en modo aislado con la integración del filtro pasa bajas.

## 6.5 CONCLUSIONES PRELIMINARES

El análisis de la calidad de energía en sistemas interconectados y aislados revela la importancia de estrategias específicas para mejorar el suministro eléctrico. La evaluación de la operación interconectada, junto con las soluciones propuestas, demuestra la viabilidad y el impacto positivo de utilizar tanto inversores fotovoltaicos como bancos de baterías para la compensación reactiva y armónica. Además, la simulación de estas estrategias en los modos de operación interconectados subraya la relevancia para optimizar la calidad de la energía ya que la planta industrial puede sufrir penalizaciones. Asimismo, la propuesta de un filtro pasa bajas para la microrred aislada presenta una alternativa viable y práctica para mejorar la calidad del voltaje cuando existen cargas sensibles conectadas.

# CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

---

En este estudio, se ha llevado a cabo una exploración del concepto de microrredes, desde su definición hasta la implementación de estrategias de control y mejora de la calidad de la energía. El modelado de los componentes individuales, como las celdas fotovoltaicas y los inversores, ha sentado las bases para el desarrollo de un modelo de microrred. Este modelo no solo aborda la operación en modos interconectados y aislados, sino que también destaca la importancia del controlador central en la gestión efectiva de la microrred. El modelo de la microrred presentado puede ser una herramienta útil para la realización de estudios o pruebas algoritmos de control aplicados en microrredes.

Un aspecto destacado de esta investigación ha sido la utilización del inversor fotovoltaico como un filtro activo para la compensación de armónicos en la red, una estrategia poco común que demuestra la versatilidad y adaptabilidad de las microrredes. El modelado del inversor no solo proporciona una base para comprender su comportamiento, sino que también abre la puerta a la experimentación con nuevas estrategias de control y algoritmos de compensación. A la vez se propone el modelo simplificado de un inversor seguidor de red, que puede resultar como una herramienta útil a la hora de simular microrredes con una cantidad mayor de inversores sin perder la dinámica del inversor.



Se abordó el cuidado de la calidad de energía en la microrred. La simulación de una microrred en un entorno industrial, con penetración de generación fotovoltaica, mostró la posibilidad de incumplimiento de algunos estándares y regulaciones aplicados a los centros de carga. Esta información puede ser valiosa, especialmente considerando la creciente práctica de integrar generación fotovoltaica en entornos industriales. No solo se identificaron los problemas de incumplimiento, sino que también se propusieron soluciones factibles para evitar tales violaciones regulatorias. Estas soluciones tienen el potencial de asegurar la conformidad con los estándares de calidad de energía, sino que también proporcionan pautas prácticas para la implementación efectiva de microrredes en entornos industriales.

A continuación, se detallan las principales aportaciones de este trabajo y recomendaciones para trabajos futuros.

## 7.1 APORTACIONES

El estudio se distingue por el modelado y utilización de elementos de una microrred para la simulación de escenarios operativos. Las contribuciones más destacadas son el modelo simplificado propuesto del inversor seguidor de red y la capacidad de poner a prueba la utilización del inversor fotovoltaico como filtro activo de armónicas. Este enfoque, al permitir no solo la exploración teórica sino también la validación práctica de nuevas estrategias se erige como una herramienta fundamental. Facilita la evaluación y mejora de enfoques innovadores antes de su implementación. Las aportaciones de este trabajo se describen a continuación:

- El trabajo proporciona modelos de componentes individuales de la microrred, sirviendo como una guía para la integración efectiva de estos componentes en un sistema.
- El modelo propuesto del inversor seguidor de red puede utilizarse en simulaciones con un gran número de inversores sin perder la dinámica del mismo.
- La aplicación del inversor fotovoltaico como un filtro activo para compensar armónicos en la red destaca una estrategia de control en microrredes.
- La simulación de una microrred en un entorno industrial con generación fotovoltaica proporciona una visión valiosa sobre los desafíos específicos que pueden surgir en aplicaciones prácticas.
- La presentación de soluciones factibles para evitar incumplimientos de estándares y regulaciones en centros de carga industriales contribuye a la conformidad regulatoria en estos entornos.
- Las pautas proporcionadas para mejorar la calidad de energía y cumplir con regulaciones ofrecen orientación práctica para aquellos que buscan implementar microrredes en entornos industriales.

- El enfoque en estrategias de control y el modelado de componentes permiten el análisis de fenómenos transitorios en la microrred.

## 7.2 RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS

A partir de los resultados obtenidos con el desarrollo de este trabajo, las recomendaciones para trabajos futuros son:

- La utilización del modelo propuesto del inversor seguidor de red en simulaciones de entornos con un mayor número de inversores.
- Con la metodología propuesta para el modelado del inversor seguidor de red, buscar la manera de modelar el inversor formador de red.
- Futuras investigaciones podrían considerar la validación experimental de las estrategias propuestas. Esto implicaría la implementación práctica para evaluar su eficacia y aplicabilidad en situaciones reales.
- Examinar a fondo la estrategia de utilizar el inversor fotovoltaico como filtro activo, evaluando su impacto en elementos clave como el MPPT y el bus de CD. El objetivo es determinar la viabilidad de esta estrategia sin afectar operaciones críticas.
- Explorar nuevos algoritmos más eficientes para el controlador central de la microrred, buscando mejorar su rendimiento y contribuir a la optimización general del sistema.
- Sacar provecho de la microrred modelada como herramienta para simular diversas estrategias de control, incluyendo enfoques descentralizados y autónomos, con el objetivo de evaluar su desempeño y aplicabilidad en diferentes escenarios operativos.

APÉNDICE A

SINTONIZACIÓN DE LOS  
CONTROLADORES DE LOS INVERSORES

---

## A.1 SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR DEL INVERSOR SEGUIDOR DE RED

Como se ha mencionado, el inversor seguidor de red incorpora un filtro inductivo ( $L$ ). Para optimizar su desempeño, se ha introducido un amortiguamiento pasivo al filtro, el cual se compone de una resistencia conectada en serie con el inductor. La asintonización del controlador del inversor requiere un análisis de la función de transferencia del filtro de salida.

El proceso de análisis se inicia con la deducción de la función de transferencia del circuito equivalente simplificado representado en la Fig. A.1.

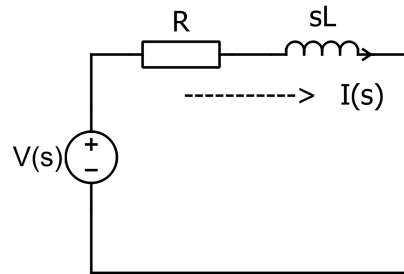


FIGURA A.1: Circuito equivalente de la salida del inversor seguidor de red con filtro RL.

Al analizar el circuito llegamos a la siguiente función de transferencia:

$$\frac{I(s)}{V(s)} = \frac{\frac{1}{R}}{\tau s + 1} \quad (\text{A.1})$$

Donde:  $\tau = \frac{L}{R}$

Para llevar a cabo la sintonización del controlador, se requiere realizar un análisis de la respuesta en frecuencia. Se incorpora un control en adelanto (PI) con el objetivo de eliminar el error en estado estacionario y permitir que el convertidor siga la referencia. Este tipo de compensador se emplea para aumentar la ganancia del lazo a bajas frecuencias.

En (A.2) se exhibe la función de transferencia del controlador, que introduce un cero invertido en la ganancia del lazo a la frecuencia  $f_L = \frac{\omega_L}{2\pi}$ .

$$G_c(s) = G_{c\infty} \left(1 + \frac{\omega_L}{s}\right) \tag{A.2}$$

Si  $f_L$  es lo suficiente menor que la frecuencia de corte del lazo  $f_c$ , el margen de fase se mantiene sin cambios.

Los parámetros de diseño del inversor seguidor de red se muestran en la Tabla A.1.

TABLA A.1: Parámetros de diseño del inversor seguidor de red.

Parámetros de diseño del inversor trifásico Fotovoltaico				
Potencia del Inversor (kW)	Voltaje impuesto por la red al inversor (Vrms)	Corriente máxima del inversor	Voltaje del capacitor interno del inversor	Tipo de filtro a la salida
12	220	31.5A	500V	RL
Frecuencia de conmutación (kHz)	Porcentaje de rizo (%)	Valor de L (mH)	Valor de R (ohm)	Tipo de controlador
20	5	2.8	0.1	PI

Donde se selecciona la potencia del inversor ( $12kW$ ), el voltaje del enlace de DC ( $500V$ ), el voltaje de la red ( $220V_{rms}$ ) y el porcentaje de rizo de corriente deseado ( $5\%$ ). La corriente máxima del inversor se calculó como se muestra en (A.3).

$$I_{max} = \frac{12000}{\sqrt{3} \times 220} = 31.49A \tag{A.3}$$

Para calcular el delta del rizo de corriente utilizó (A.4).

$$\Delta i_{pmax} = \sqrt{2} \times 31.49 \times 0.05 = 2.226A \quad (A.4)$$

Con este valor es posible calcular la inductancia del filtro con (A.5).

$$L = \frac{500}{4 \times 20000 \times 2.226} = 0.0028H \quad (A.5)$$

La resistencia se seleccionó buscando que no fuera un valor muy alto (0.1 ohm) para evitar caídas de tensión en el sistema. Una vez calculados los valores del filtro se pueden sustituir en la función de transferencia y comenzar el análisis de respuesta a la frecuencia.

Para iniciar el análisis, es esencial construir el diagrama de Bode del sistema en lazo abierto. Esto nos permitirá obtener los parámetros esenciales requeridos para iniciar el proceso de diseño. La Fig. A.2 presenta la representación gráfica del diagrama de Bode del sistema.

En la gráfica, se puede apreciar que el margen de fase es positivo, lo que es un indicativo de la estabilidad del sistema. La frecuencia de corte se sitúa en 355 rad/s, y el margen de ganancia es infinito. Es fundamental calcular  $f_0$ , un punto crucial para la designación de la frecuencia  $f_L$  del controlador.

Un sistema de primer orden se puede representar de la siguiente forma:

$$T_u(s) = \frac{T_{u0}}{(1 + \frac{s}{\omega_0})} \quad (A.6)$$

Podemos observar que el polo se ubica en  $\omega_0$ . El polo de la función de transferencia del filtro se encuentra en -35.7143 rad/s, lo que equivale a una frecuencia de 5.68 Hz, este valor se obtuvo utilizando la función *pole()* en MATLAB. En función de estos valores, podemos calcular la ganancia del controlador.

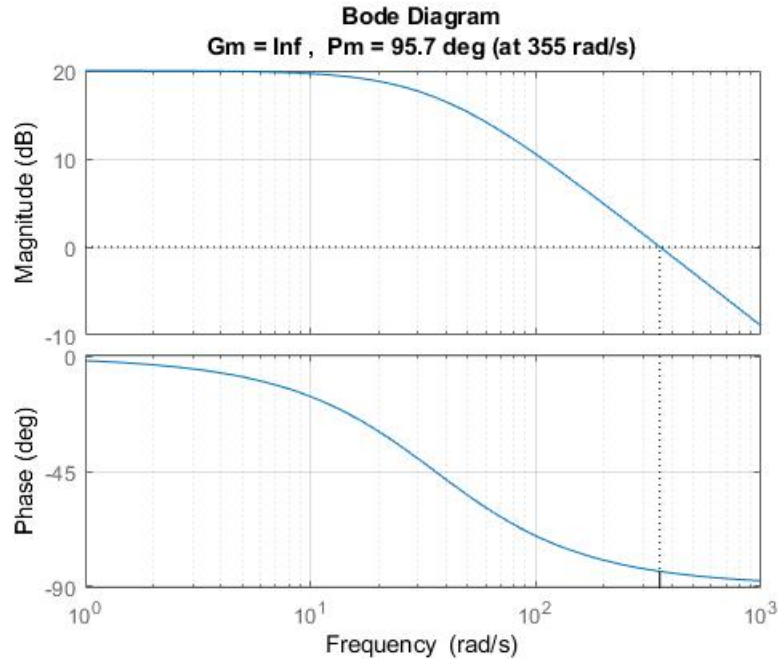


FIGURA A.2: Diagrama de bode de lazo abierto del filtro RL

La ganancia del controlador está relacionada con la frecuencia de corte, y depende de la frecuencia de corte deseada para poder ajustar el sistema. Es esencial asegurarse de que la frecuencia de corte del sistema sea al menos el 10 % de la frecuencia de conmutación del convertidor para evitar la amplificación de las armónicas de conmutación. Dado que el convertidor actual opera a una frecuencia de conmutación de 20 kHz, la frecuencia de corte debe ser inferior a 2000 Hz para no comprometer el funcionamiento del PWM del convertidor.

Como primer enfoque, se busca establecer la frecuencia de corte en 600 Hz para restringir el ancho de banda, dado que, en un inversor seguidor, solo se busca inyectar corriente a 60 Hz. Es una buena práctica situar la frecuencia de corte mínima a 10 veces la frecuencia de operación del sistema. Para llevar a cabo el cálculo de la ganancia proporcional, podemos utilizar la siguiente ecuación:

$$G_{c\infty} = \frac{f_c}{T_{u0} \cdot f_0} \quad (\text{A.7})$$

De A.7 contamos con los siguientes valores:



- $f_c = 600\text{Hz} = 3769 \text{ rad/s}$
- $f_0 = 5.68\text{Hz}$
- $T_{u0} = 1/R = 10$

Al sustituir obtenemos que la ganancia es de 10.55. Al agregar esta ganancia al lazo obtenemos el diagrama de bode de la Fig. A.3.

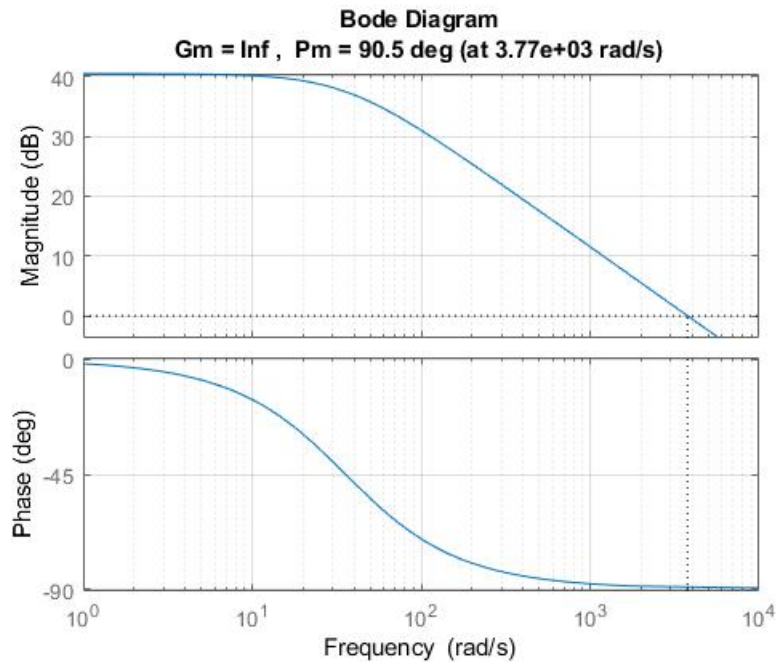


FIGURA A.3: Diagrama de bode de lazo abierto del filtro RL con ganancia  $G_c$

Efectivamente, en el diagrama de Bode con la ganancia, parece que hemos alcanzado la frecuencia de corte deseada. Sin embargo, es importante tener en cuenta que un margen de fase elevado puede tener un impacto en el amortiguamiento del sistema. Puede calcularse el factor de pico de lazo-cerrado ( $Q$ ) en relación con el margen de fase utilizando la siguiente ecuación:

$$Q = \frac{\sqrt{\cos(\varphi_m)}}{\sin(\varphi_m)} \quad (\text{A.8})$$

El amortiguamiento es un factor crítico para asegurar la estabilidad y el rendimiento deseado del sistema en lazo cerrado. Asegurarse de que el sistema

esté adecuadamente amortiguado es esencial para evitar oscilaciones no deseadas y garantizar un comportamiento controlado.

Cuando se sustituye el margen de fase obtenido en el diagrama de Bode en la ecuación, se obtiene un factor  $Q$  imaginario, es importante tener en cuenta que esto puede llevar a un sistema que nunca alcance un valor de estado estable igual a cero. De hecho, para un margen de fase de  $90^\circ$ , el factor  $Q$  es cero, lo que indica que el sistema está en la frontera de la estabilidad.

La Fig. A.4 muestra el comportamiento del amortiguamiento en respuesta a una entrada tipo escalón unitario para diferentes valores de  $Q$ . Esto ilustra cómo la elección del valor de  $Q$  puede afectar la respuesta transitoria del sistema y su capacidad para alcanzar el valor de estado estable deseado. La selección de un valor adecuado de  $Q$  es esencial para lograr el rendimiento deseado del sistema en lazo cerrado.

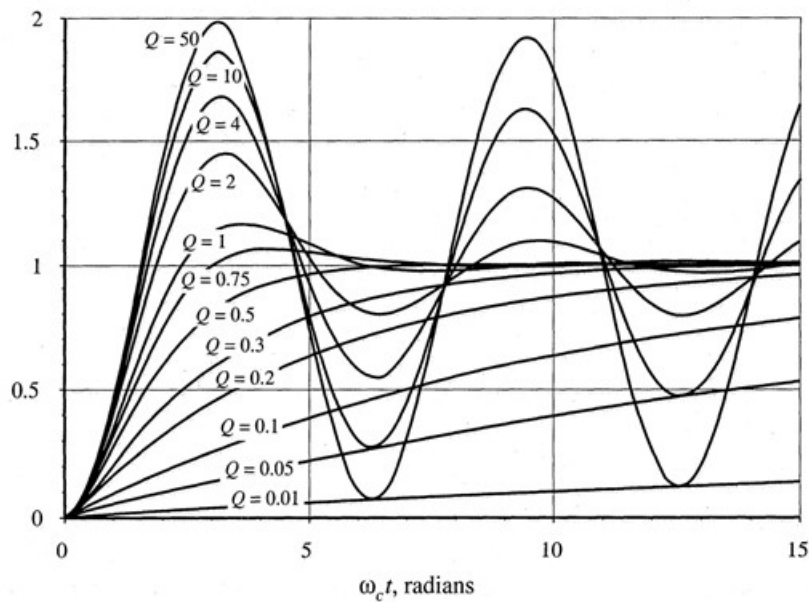


FIGURA A.4: Respuesta al escalón para diferentes valores de  $Q$

Para lograr un funcionamiento óptimo del sistema, es esencial reducir el margen de fase. Para lograr esto, utilizaremos el valor de  $f_L$  y lo ubicaremos estratégicamente. El control en atraso tiene la función de reducir el margen de fase y eliminar el error

en estado estacionario. Por lo general, cuando se ha determinado la frecuencia de corte deseada ( $f_c$ ) y se ha alcanzado un buen margen de fase, para evitar mover la frecuencia de corte, es necesario situar  $f_L$  lo suficientemente lejos de  $f_c$  de manera que el margen de fase obtenga una ganancia de cero grados.

La distancia entre  $f_c$  y  $f_L$ , como se muestra en la Fig. A.5, suele ser al menos 10 veces menor que la frecuencia  $f_L$  en relación con la frecuencia  $f_c$ . Este enfoque asegura que el sistema mantenga un buen margen de fase mientras alcanza el rendimiento deseado.

En este caso es necesario disminuir el margen de fase por lo que si se observa la Fig. A.5 donde se ubique  $f_L$  tendrá una disminución de  $45^\circ$ , si la ganancia  $G_c$  fuera unitaria.

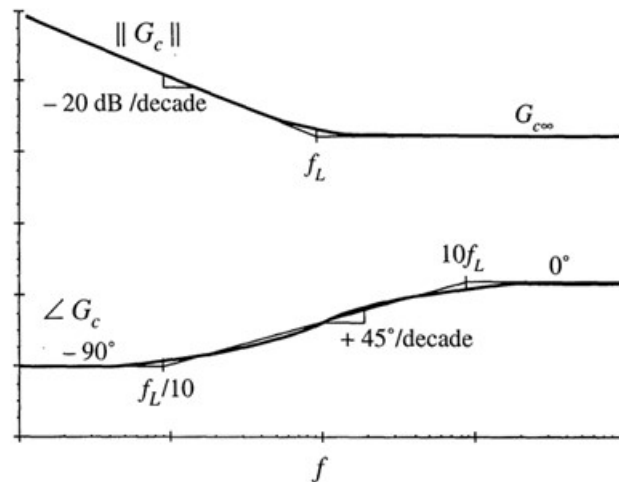


FIGURA A.5: Diagrama de bode de un control en atraso.

Para mejorar el margen de fase de nuestro sistema, procederemos a situar  $f_L$  en la misma frecuencia que la frecuencia de corte  $f_c$ . Posteriormente, evaluaremos si la frecuencia de corte se mantiene dentro de los límites establecidos (es decir, 10 veces menor que la frecuencia de conmutación). En caso de que la frecuencia de corte exceda estos límites, será necesario reducir la ganancia  $G_c$ .

La Fig. A.6 muestra el diagrama de Bode con la inclusión de la parte integral

del controlador. Este análisis permitirá verificar cómo la adición de la parte integral afecta el comportamiento del sistema y si se cumplen los requisitos de margen de fase y frecuencia de corte.

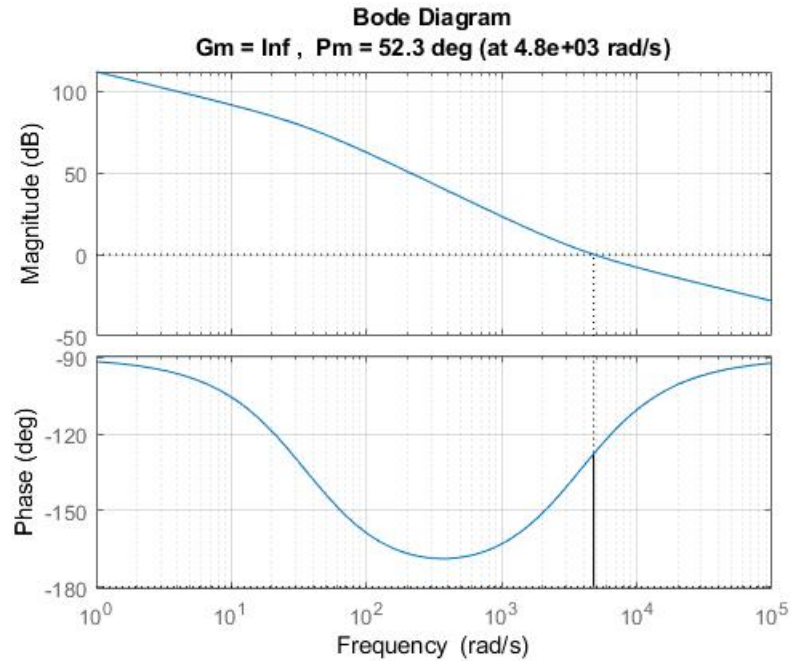


FIGURA A.6: Diagrama de bode del filtro RL con la parte integral.

Es alentador observar en el diagrama de Bode una significativa mejora en el margen de fase, alcanzando 52.3 grados. Esto conduce a un factor  $Q$  muy cercano a la unidad, lo que indica una mayor estabilidad y un comportamiento menos oscilatorio del sistema. A pesar del aumento en la frecuencia de corte, es positivo notar que aún se mantiene por debajo del 10% de la frecuencia de conmutación, lo que puede considerarse como un resultado aceptable.

En la Fig. A.7 se puede observar el diagrama de bode del lazo cerrado del sistema.

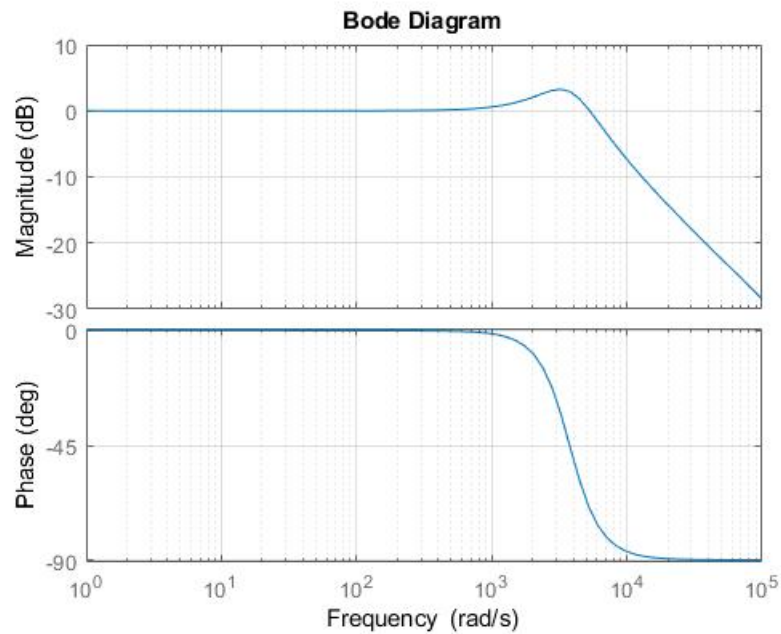


FIGURA A.7: Diagrama de bode de lazo cerrado del sistema RL.

En el diagrama de lazo cerrado, se observa que hasta aproximadamente 1000 rad/s (159 Hz) no hay atenuación ni amplificación significativa, y el desfase es de 0 grados. Esto significa que en teoría, si la señal de entrada (señal de referencia) es de 60 Hz, el inversor debería ser capaz de seguirla sin problemas. La respuesta del sistema en lazo cerrado parece ser adecuada para rastrear una señal de referencia de 60 Hz de manera efectiva, ya que se mantiene dentro de un rango de frecuencia en el que el sistema no introduce desfase significativo ni atenuación.

La función de transferencia del controlador PI se muestra a continuación:

$$PI = \frac{74.77s + 1.997 \cdot 10^6}{s} \quad (\text{A.9})$$

La respuesta al escalón se muestra en la Fig. A.8, de esta figura se pueden obtener los valores mostrados en la tabla A.2.

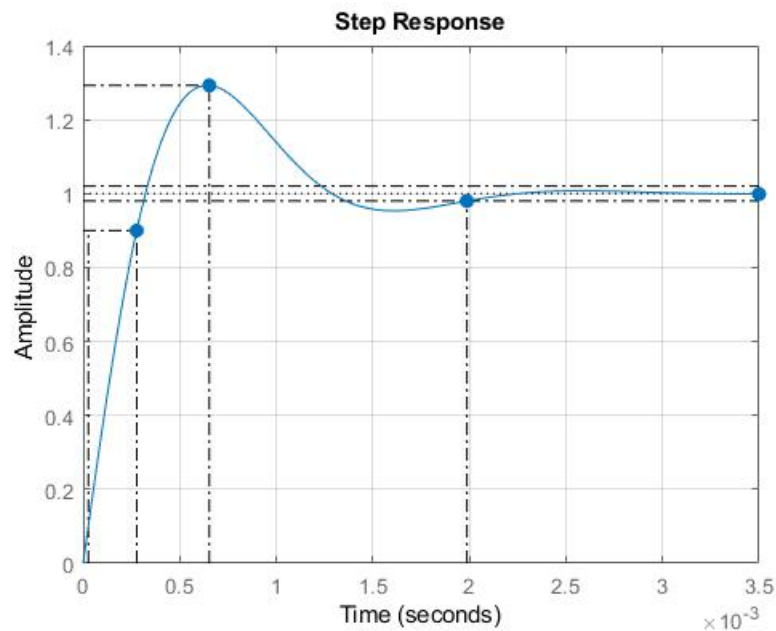


FIGURA A.8: Respuesta al escalón del lazo cerrado RL.

TABLA A.2: Valores de los parametros de la respuesta al escalón del filtro RL en modo seguidor de red

Respuesta al escalón	
Tiempo de levantamiento (s)	2.5092e-04
Tiempo de asentamiento (s)	0.0020
Asentamiento Mínimo (s)	0.9306
Asentamiento Máxima (s)	1.2927
Sobreimpulso (%)	29.2727
Subimpulso (%)	0
Magnitud de cresta	1.2927
Tiempo de cresta (s)	6.5345e-04

## A.2 SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR DEL INVERSOR FORMADOR- SEGUIDOR DE RED

El inversor formador de red se caracteriza por la presencia de un filtro LCL, gracias a esto cumple una doble función como inversor formador de red y inversor seguidor de red. Las especificaciones del inversor formador-seguidor de red que se emplearán para el modelado de la microrred se detallan en la tabla A.3.

TABLA A.3: Parámetros de diseño del inversor trifásico conectado al banco de baterías

Parámetros de diseño del inversor trifásico del Banco de baterías				
Potencia del Inversor (kW)	Voltaje impuesto por la red al inversor (Vrms)	Corriente máxima del inversor	Voltaje del capacitor interno del inversor	Frecuencia de conmutación (kHz)
12	220	31.5A	500V	20
Valor de L1 (mH)	Valor de L2 (mH)	Valor de C(uF)	Valor de R (ohm)	Tipo de controlador
0.404	0.202	33	1.5	PI

Donde se selecciona la potencia del inversor ( $12kW$ ), el voltaje del enlace de DC ( $500V$ ) y el voltaje de la red ( $220V_{rmsL}$ ). Para el cálculo del capacitor se utilizó (A.10).

$$C = \frac{0.05 \times 12000}{220^2 \times 2 \times \pi \times 60} = 33\mu F \quad (A.10)$$

La corriente máxima del inversor se calculó como se muestra en (A.11).

$$I_{max} = \frac{12000}{\sqrt{3} \times 220} = 31.49A \quad (A.11)$$

Para calcular el delta del rizo de corriente utilizó (A.12).

$$\Delta i_{pmax} = \sqrt{2} \times 31.49 \times 0.35 = 15.45A \quad (A.12)$$

Con este valor es posible calcular la inductancia 1 ( $L_1$ ) del filtro con (A.13).



$$L_1 = \frac{500}{4 \times 20000 \times 2.226} = 0.404mH \quad (A.13)$$

Para calcular la inductancia 2 ( $L_2$ ) se utilizó (A.14).

$$L_2 = \frac{0.0566 \times 220^2}{12000 \times 2 \times \pi \times 60} - 0.000404 = 0.202mH \quad (A.14)$$

La resistencia se seleccionó buscando que no fuera un valor muy alto (1.5 ohm) para evitar caídas de tensión en el sistema. Una vez calculados los valores del filtro se pueden sustituir en el función de transferencia y comenzar el análisis de respuesta a la frecuencia.

### A.2.1 MODO FORMADOR DE RED

Para analizar el modo formador de red del inversor, se llevará a cabo un análisis que desprecia la inductancia  $L_2$ , tratando al circuito como un filtro LC. Este filtro, que controla el voltaje en las terminales del inversor, ha sido complementado con un elemento de amortiguamiento pasivo, una resistencia en serie con el capacitor. Para lograr la sintonización adecuada del controlador del inversor, es esencial analizar la función de transferencia del filtro de salida. El proceso de análisis se inicia con la obtención de la función de transferencia del circuito, tal como se muestra en la Fig. A.9. Este enfoque permitirá comprender la respuesta y el comportamiento del filtro en la configuración del inversor en modo formador de red.

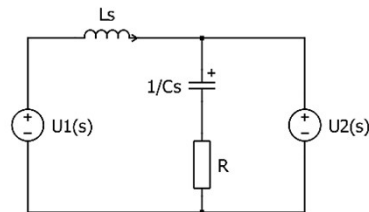


FIGURA A.9: Circuito equivalente de la salida modo formador de red con filtro LC.

Al aplicar la ley de voltajes de Kirchhoff al circuito llegamos a la siguiente función de transferencia:

$$\frac{U_2(s)}{U_1(s)} = k_4 \frac{s + k_3}{s^2 + k_4s + k_5} \quad (\text{A.15})$$

Donde:

- $k_1 = RC$
- $k_2 = CL$
- $k_3 = \frac{1}{k_1}$
- $k_4 = \frac{k_1}{k_2}$
- $k_5 = \frac{1}{k_2}$

Para lograr la sintonización óptima del controlador, es esencial llevar a cabo un análisis de la respuesta a la frecuencia del sistema. Además, se introduce un control en atraso (PI) con el propósito de eliminar el error en estado estacionario y permitir que el convertidor siga de manera precisa la señal de referencia.

De primera instancia se puede observar que este filtro cuenta con un zero real y dos polos complejos ubicados en :

- Zeros = -24331
- Polos = -1856.4 + j9321.5, -1856.4 - j9321.5

Los valores se obtuvieron al meter la función de transferencia en las funciones *Polos()* y *Zeros()* en MATLAB. Con el zero considerablemente alejado de los polos en una relación de 13 veces mayor, el impacto del zero en la función es limitado,

especialmente porque no se trata de un zero imaginario. Su principal efecto es agregar margen de fase al sistema.

El diagrama de Bode de la función se presenta en la Fig. A.10. La frecuencia de corte se calcula en 13400 rad/s, mientras que el margen de fase se sitúa en 57.8 grados. Además, se verifica que la frecuencia  $f_0$  se encuentra en 9321.5 rad/s. Estos resultados proporcionan información valiosa sobre la respuesta y el comportamiento del sistema, lo que es esencial para el diseño y la optimización del controlador y, en última instancia, para garantizar un funcionamiento eficiente y estable del inversor híbrido en su modo formador de red.

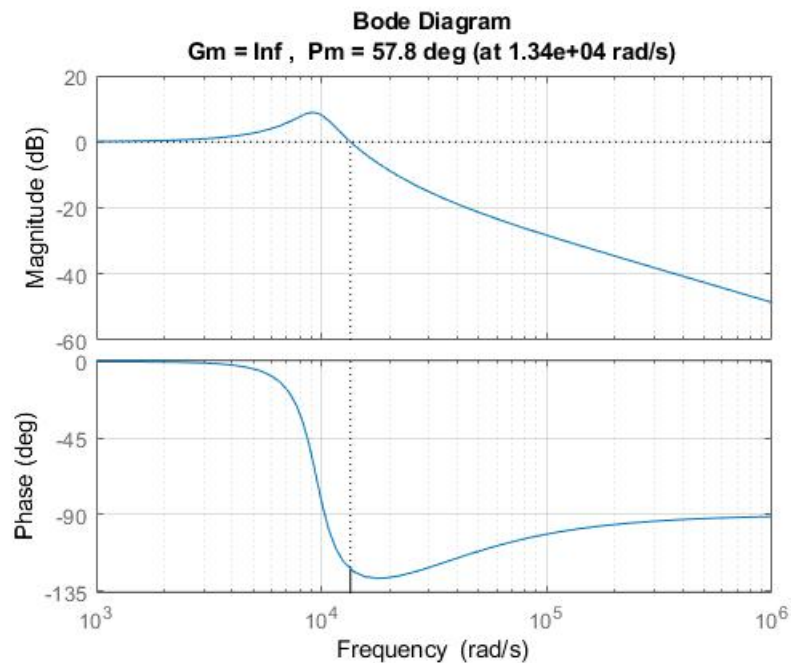


FIGURA A.10: Diagrama de bode del lazo del filtro LC.

Para iniciar el proceso de obtención de los valores del controlador, se establecen algunos parámetros clave. La frecuencia de corte máxima se limita a 2000 Hz (12566.4 rad/s), mientras que la frecuencia de corte mínima se establece en 600 Hz (3769.9 rad/s). La frecuencia de corte deseada es de 2000 Hz para lograr un mayor ancho de banda. Dado que la  $f_0$  actual está por encima de la frecuencia de corte máxima y no se puede disminuir, se decide ubicar la frecuencia de esquina ( $f_L$ ) del control en atraso en la frecuencia  $f_0$  para evitar una mayor propagación del agregado de fase

en el sistema. Esto resulta en una frecuencia de corte mayor al 10 % de la frecuencia de conmutación, pero se evaluará y considerará.

En una primera fase, se asigna un valor de ganancia al controlador igual a la unidad. Luego, se ajusta la frecuencia de esquina ( $f_L$ ) al 10 % de la frecuencia de conmutación. Esta configuración produce el diagrama de Bode que se muestra en la Fig. A.11.

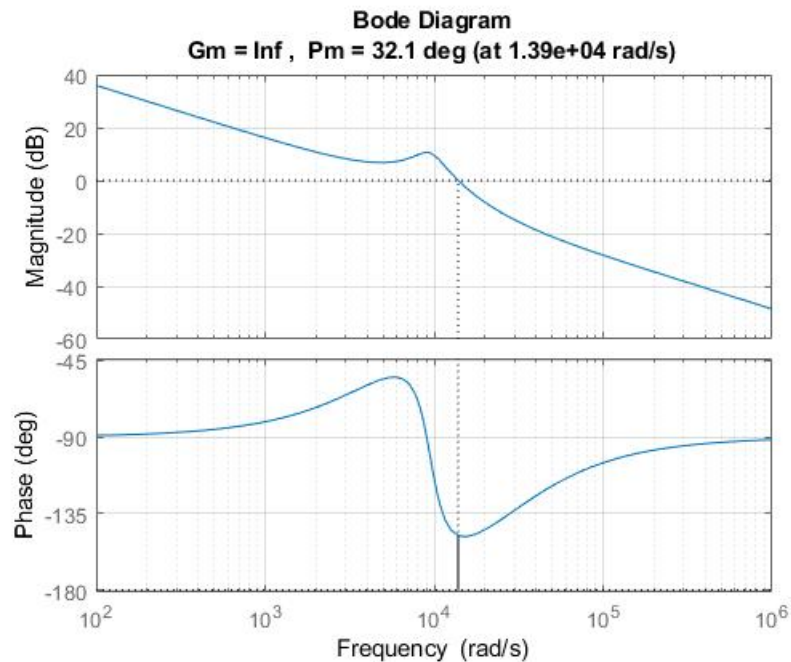


FIGURA A.11: Diagrama de bode del lazo con control en atraso del filtro LC.

En el análisis, se observa que la frecuencia de corte ha aumentado a 13900 rad/s. Para mejorar el margen de fase, se ha aumentado la ganancia proporcional a un valor de 6 en el controlador, lo que resulta en el diagrama de Bode que se muestra en la Fig. A.12. En este diagrama, se aprecia una mejora sustancial en el margen de fase, que alcanza los 48.3 grados, lo que se traduce en un factor de amortiguamiento de 1.092.

Continuando con el análisis, se procede a realizar el diagrama de Bode de lazo cerrado, el cual se presenta en la Fig. A.13. Al examinar el diagrama de Bode de lazo cerrado, se destaca que en la frecuencia de operación del sistema no habrá

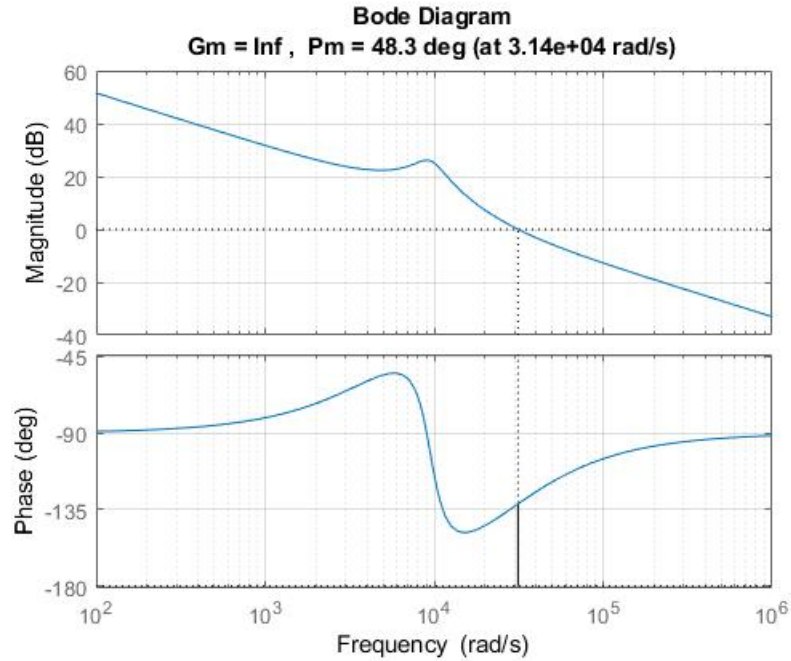


FIGURA A.12: Diagrama de bode del lazo del filtro LC con control en atraso.

atenuación ni amplificación, y el desfaseamiento será nulo. Este resultado es crucial para garantizar un seguimiento preciso de la señal de referencia y un funcionamiento estable del sistema en su conjunto. Sin embargo, es importante tener en cuenta que a medida que nos acercamos a la frecuencia de conmutación, es probable que aumente el contenido armónico en la señal de salida, lo que es una característica común en sistemas de inversores.

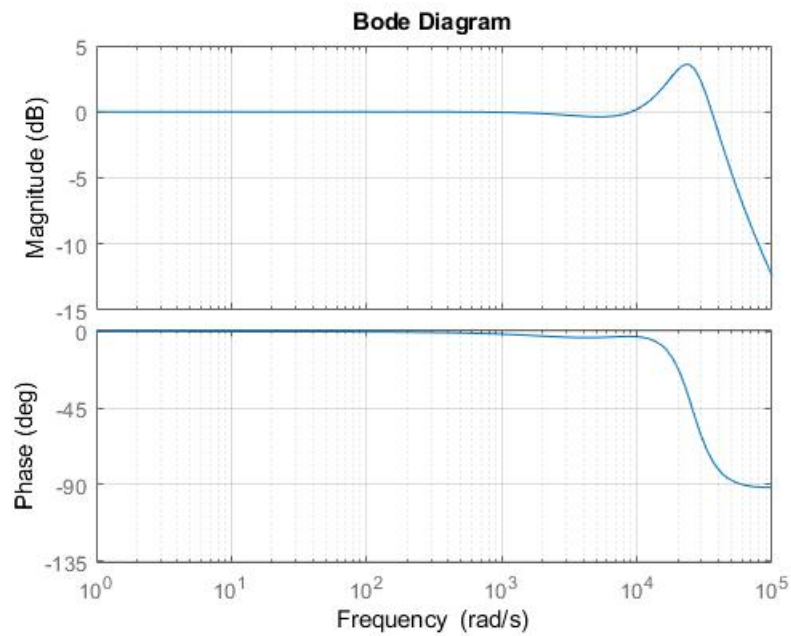


FIGURA A.13: Diagrama de bode de lazo cerrado con controlador PI para filtro LC.

La función de transferencia del controlador PI se muestra a continuación:

$$PI = \frac{6s + 37.7 \cdot 10^4}{s} \quad (A.16)$$

La respuesta al escalón se muestra en la Fig. A.14, de esta figura se pueden obtener los valores mostrados en la tabla A.4.

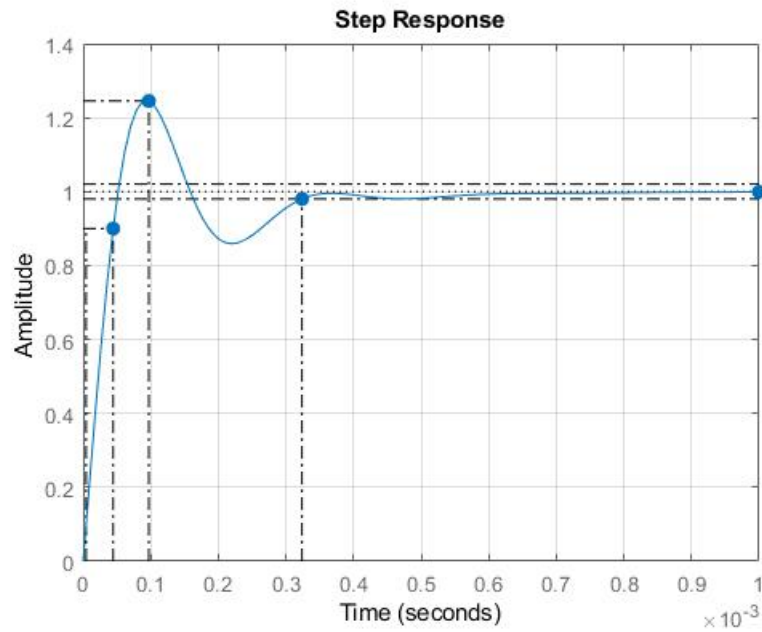


FIGURA A.14: Respuesta al escalón con controlador PI para un filtro LC.

TABLA A.4: Valores de los parametros de la respuesta al escalón del filtro LCL en modo formador de red.

Respuesta al escalón	
Tiempo de levantamiento (s)	4.0050e-05
Tiempo de asentamiento (s)	3.2389e-04
Asentamiento Mínimo (s)	0.8591
Asentamiento Máxima (s)	1.2452
Sobreimpulso (%)	24.5240
Subimpulso (%)	0
Magnitud de cresta	1.2452
Tiempo de cresta (s)	9.7077e-05

## A.2.2 MODO SEGUIDOR DE RED

Para utilizar el inversor en modo seguidor de red, es fundamental obtener la función de transferencia que relaciona el voltaje de entrada con la corriente a la salida del circuito. La función de transferencia del filtro LCL se presenta a continuación:

$$\frac{I(s)}{U(s)} = \frac{k_4(s + k_5)}{s^3 + k_6s^2 + k_7s} \quad (\text{A.17})$$

Donde:

- $k_1 = RC$
- $k_2 = L_1 \cdot L_2 \cdot C$
- $k_3 = L_1 + L_2$
- $k_4 = \frac{k_1}{k_2}$
- $k_5 = \frac{1}{k_1}$
- $k_6 = \frac{k_3k_1}{k_2}$
- $k_7 = \frac{k_3}{k_2}$

Esta función de transferencia permitirá comprender y controlar la relación entre el voltaje de entrada y la corriente de salida, lo que es esencial para operar el inversor en modo seguidor de red.

La sintonización del controlador es un paso crítico para garantizar un rendimiento óptimo del inversor en modo seguidor de red. Para lograr esto, se agrega un control en atraso (PI) al sistema con el objetivo de eliminar el error de estado estable y permitir que el convertidor siga de manera precisa la referencia deseada.



Es importante notar que el filtro LCL del inversor cuenta con una respuesta en frecuencia que involucra un zero real y dos polos complejos. Estos polos y zero son determinantes en la respuesta y estabilidad del sistema, por lo que su ubicación es crítica para el diseño del controlador.

- Zeros = -24331
- Polos = -5569 + j15492, -5569 - j15492, Polo en el origen

El diagrama de bode de la función se presenta en la Fig. A.15. A partir de este diagrama, podemos extraer información sobre la respuesta en frecuencia del sistema. La frecuencia de corte se encuentra en 1670 rad/s, lo que indica la frecuencia a la cual el sistema comienza a atenuar la señal. Además, el margen de fase de 90 grados es un indicador de la estabilidad del sistema en esta configuración.

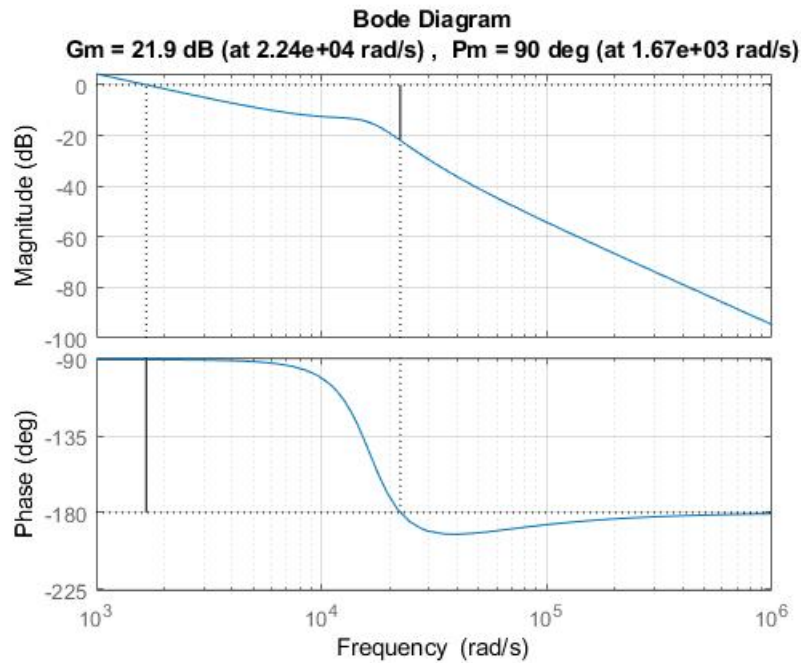


FIGURA A.15: Diagrama de bode del lazo del filtro LCL.

La selección de los valores de la frecuencia de corte es un paso crucial en el proceso de diseño y sintonización del controlador para el inversor en modo seguidor de red. Se ha establecido que la frecuencia de corte máxima es de 2000 Hz, mientras

que la frecuencia de corte mínima es de 600 Hz. La decisión de fijar la frecuencia de corte deseada en 600 Hz se basa en la necesidad de no reducir la fase del sistema por debajo de 180 grados.

En primer lugar, se establece el valor de la frecuencia de corte ( $f_L$ ) en 600 Hz y luego se procede a obtener el diagrama de bode correspondiente, tal como se muestra en la Fig. A.16. Este enfoque es esencial para comprender la respuesta del sistema en función de la ubicación de la frecuencia de corte y determinar la configuración óptima para el controlador.

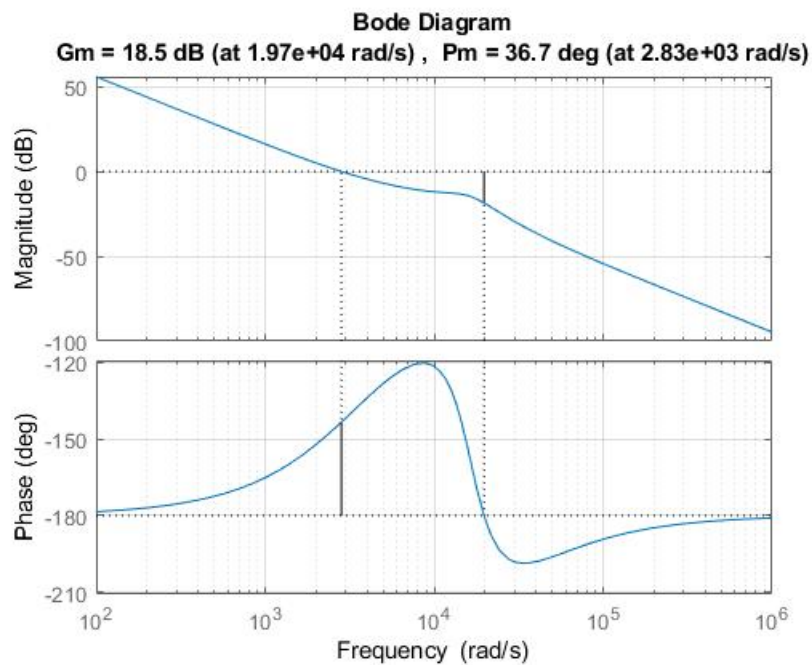


FIGURA A.16: Diagrama de bode del lazo con control en atraso del filtro LCL.

Se nota que la frecuencia de corte ha aumentado a 2830 rad/s. Para lograr un margen de fase deseado de aproximadamente 52° y aumentar la frecuencia de corte, se ha decidido incrementar la ganancia proporcional en el controlador. Al agregar una ganancia de 2.22 al controlador, se obtiene el diagrama de bode representado en la Fig. A.17. En este diagrama, se aprecia que el margen de fase ha mejorado y se encuentra en los 52° deseados, lo que resulta en un factor de amortiguamiento de 1. Además, la frecuencia de corte se ha ubicado en 5030 rad/s, lo que cumple con los límites propuestos para la frecuencia de corte.

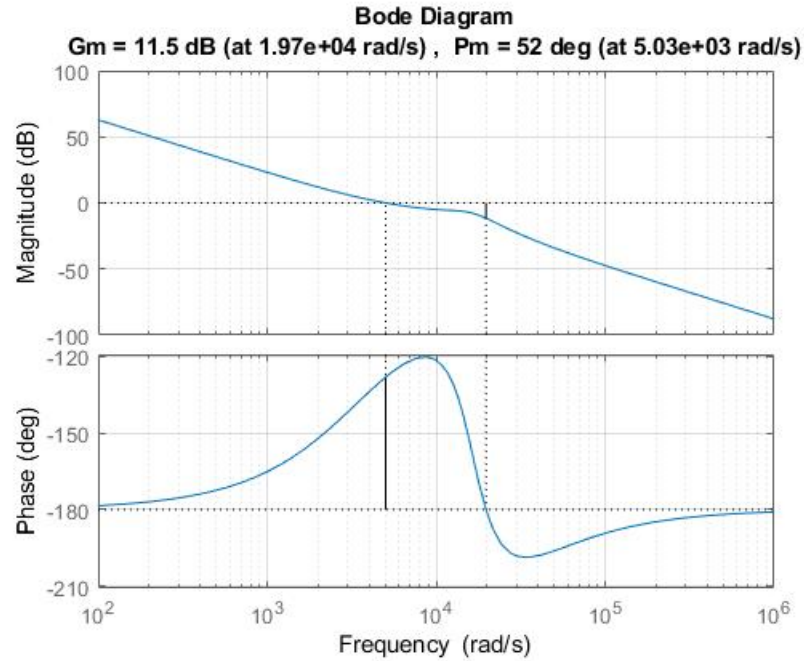


FIGURA A.17: Diagrama de bode del lazo del filtro LCL con control en atraso.

La función de transferencia del controlador PI se muestra a continuación:

$$PI = \frac{2.22s + 8369}{s} \quad (A.18)$$

El proceso de análisis continúa con la obtención del diagrama de bode de lazo cerrado, que se presenta en la Fig. A.18. Este diagrama es esencial para evaluar la respuesta completa del sistema y asegurar que cumple con los requisitos de rendimiento y estabilidad previamente establecidos.

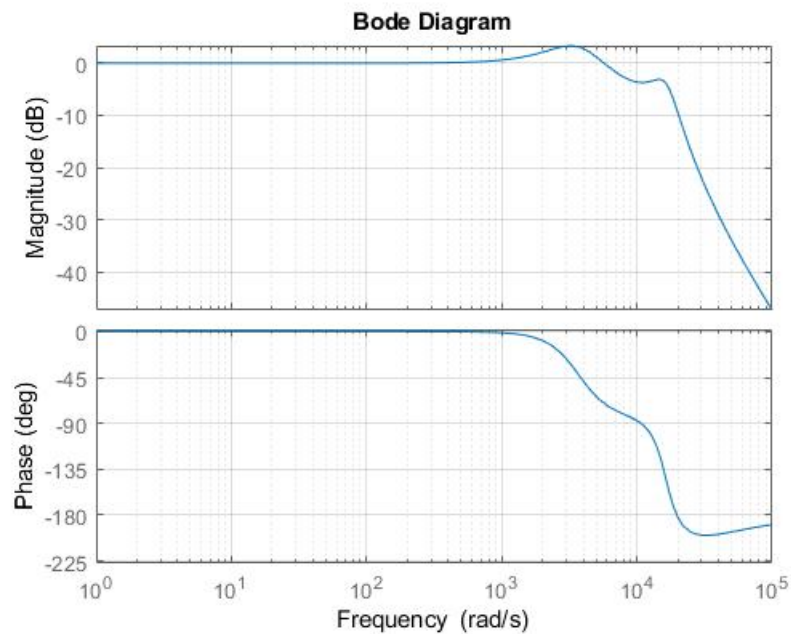


FIGURA A.18: Diagrama de bode de lazo cerrado con controlador PI para filtro LCL.

La observación del diagrama de bode de lazo cerrado revela que en la frecuencia de operación del sistema no habrá atenuación ni amplificación significativa, y el desfase será nulo, lo que indica que el sistema está bien ajustado y es capaz de seguir la referencia de manera precisa en esa frecuencia fundamental.

En conjunto, estos resultados confirman que el sistema está bien sintonizado y cumple con los requisitos de rendimiento deseados, lo que lo hace adecuado para su aplicación como inversor en modo seguidor de red.

Al evaluar el sistema mediante la respuesta al escalón tenemos la Fig. A.19, del gráfico se pueden destacar los valores presentados en la tabla A.5.

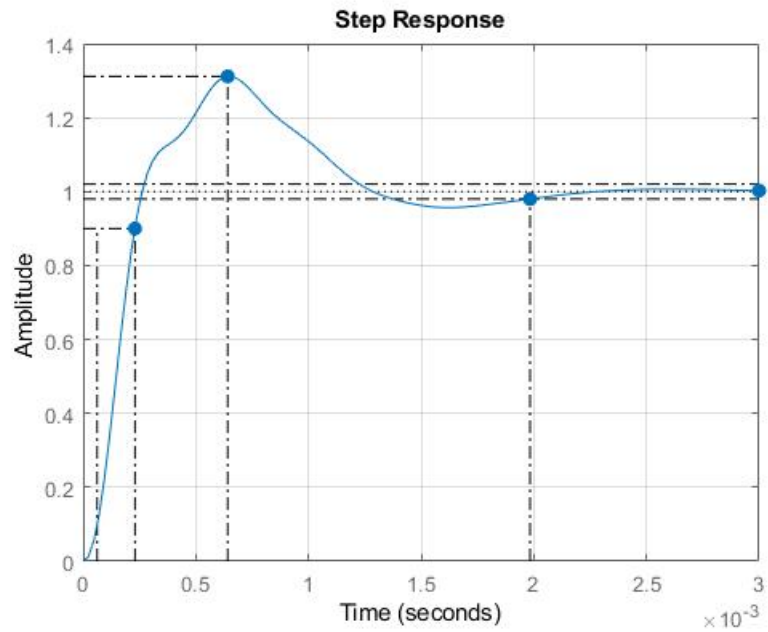


FIGURA A.19: Respuesta al escalón con controlador PI para un filtro LCL.

TABLA A.5: Valores de los parametros de la respuesta al escalón del filtro LCL en modo formador de red.

Respuesta al escalón	
Tiempo de levantamiento (s)	1.6757e-04
Tiempo de asentamiento (s)	0.0020
Asentamiento Mínimo (s)	0.9291
Asentamiento Máxima (s)	1.3117
Sobreimpulso (%)	31.1677
Subimpulso (%)	0
Magnitud de cresta	1.3117
Tiempo de cresta (s)	6.4147e-04

APÉNDICE B

ALGORITMOS

---

## B.1 MODELO DE 1 DIODO DE LA CELDA FV

El modelo de 1 diodo del módulo fotovoltaico implementado en PLECS se presenta a continuación:

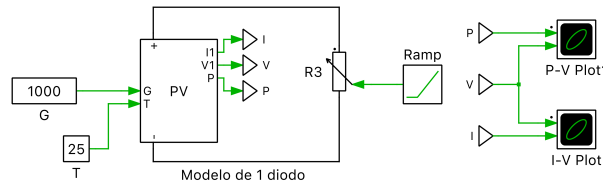


FIGURA B.1: Diagrama en PLECS del módulo FV con el modelo de 1 diodo.

El módulo tiene una resistencia variable conectada a sus terminales(+/-), esta varia su valor mediante una rampa, de esta forma el módulo alimenta la carga mostrando sus características de corriente y voltaje (curva I-V y P-V). Al ingresar en el módulo se despliegan los parámetros del módulo simulado, como se muestra en la Fig. B.2.

Parameters	
Numero de celdas por string:	Resistencia en serie:
75	0.256
Numero de strings en paralelo:	Resistencia en paralelo:
2	401.948
Temperatura Nominal:	Constante de idealidad del diodo:
25	0.95
Irradiancia Nominal:	Coefficiente de temp. del voltaje:
1000	-0.145
Voltaje de circuito abierto Nominal:	Coefficiente de temp. de corriente:
51.7	0.0049
Corriente de corto-circuito Nominal:	
12.28	

FIGURA B.2: Parámetros para el modelo de 1 diodo.

Dentro del subsistema del módulo se encuentra el circuito equivalente del modelo, como se muestra a continuación:

Dentro del C-script del modelo se presenta el siguiente algoritmo:

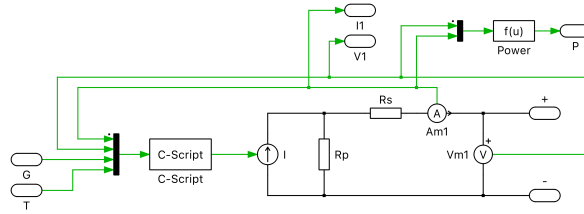


FIGURA B.3: Circuito equivalente del modelo de 1 diodo en PLECS.

**Algorithm 1** Modelo de 1 diodo de la celda fotovoltaica

**Input:**  $Isc_n, KI, KV, T, T_n, N_s, N_p, k, q, G, Gn, Voc_n, a, Rs, I, V$

**Output:**  $I_t$

$$T_k = T + 273.15$$

$$dT = T_k - T_n$$

$$V_t = (N_s * k * T_k) / q,$$

$$I_{pv} = (Isc_n + KI * dT) * (G / Gn)$$

$$I_{pv_t} = I_{pv} * N_p$$

$$I_0 = (Isc_n + KI * dT) / (\exp((Voc_n + KV * dT) / (a * V_t)) - 1)$$

$$I_{0_t} = I_0 * N_p$$

$$I_t = I_{pv_t} - I_{0_t} * (\exp((V + Rs * I) / (a * V_t)) - 1)$$

TABLA B.1: Entradas y salidas del algoritmo del modelo de 1 diodo.

Entradas del algoritmo:	Salidas del algoritmo:
Corriente de cortocircuito, corriente medida en el circuito equivalente (A)	Corriente de la fuente de corriente dependiente (A)
Constantes de temperatura de voltaje y corriente (mV/ <sup>a</sup> C, mA/ <sup>a</sup> C)	
Temperatura nominal y del sitio ( <sup>a</sup> C)	
Número de paneles en serie y paralelo	
Constante de boltzmann, carga del electrón	
Irradiancia nominal y del sitio (w/m2)	
Coefficiente de idealidad del diodo, Resistencia en serie (ohms)	
Voltaje de circuito abierto, voltaje medido en el circuito equivalente (V)	



B.2 ALGORITMO PARA OBTENER  $R_s$  Y  $R_p$ 

```
1  % Comprehensive method for Rp and Rs
2  clear all
3  close all
4  clc
5  tic
6  %%
7  %Inputs
8  G = 1000;
9  T = 25;
10
11 %%
12 %Datasheet data
13 Np = 2;
14 Gn = 1000;
15 Tn = 25 +273.15;
16 Vmp = 43.2;
17 Imp = 11.81;
18 pmax_e = Vmp*Imp;
19 Voc_n = 52.1;
20 Isc_n = 12.42/Np;
21 KI = 0.0049;
22 KV = -0.144;
23 Ns = 75;
24 %%
25 %Constants and inicialization variables
26 Tk = T +273.15;
27 q = 1.60217646e-19;
28 k = 1.3806503e-23;
```

```
29 a = 0.95;
30 Vt = (Ns*k*Tk)/q;
31 qkt =q/(k*Tk);
32 dT = Tk - Tn;
33
34 %%
35 %Algorithm initial values
36 %Inputs
37 G = 1000;
38 Tk = T +273.15;
39 IO = ((Isc_n + KI*dT)/(exp((Voc_n +KV*dT)/(a*Vt))-1))*Np;
    %eq. (7)
40 Rs = 0;
41 Rp_min = (Vmp/(Isc_n-Imp))-((Voc_n-Vmp)/Imp); %eq. (11)
42 Rp = Rp_min;
43
44 %%
45 %Increments and steps values
46 Rs_inc = 0.001;
47 V_inc = 0.1;
48 epmax = 1;
49 tol = 0.01;
50 V_dim = [0:V_inc:Voc_n];
51 iter=0;
52
53 %%
54 %Inicio de proceso de iteracion
55 while epmax>tol
56
57     Ipv_n = ((Rp +Rs)/Rp)*(Isc_n); %eq. (10)
```

```

58     Ipv = ((Ipv_n +KI*dT)*(G/Gn))*Np; %eq.(4)
59     Isc = Ipv;
60     %Desglose de Rp
61     w = Vmp*(Vmp +Imp*Rs);
62     x =Vmp*Ipv;
63     y = Vmp*I0*exp(((Vmp +Imp*Rs)*q)/(Ns*a*k*Tk));
64     z = Vmp*I0;
65     Rp = w/(x -y +z -pmax_e); %eq.(9)
66
67     %Incrementos
68
69     n=1;
70     m=1;
71     I = zeros(1,length(V_dim));
72     P = zeros(1,length(V_dim));
73     A = zeros(1,length(V_dim));
74     B = zeros(1,length(V_dim));
75     for V = 0:V_inc:Voc_n
76
77         if V == 0
78             I(n)= Ipv -I0*(exp((V+Rs*I(n))/(Vt*a))-1)-((V
              +Rs*I(n))/Rp);
79             n = n+1;
80         else
81             I(n)= Ipv -I0*(exp((V+Rs*I(n-1))/(Vt*a))-1)
              -((V +Rs*I(n-1))/Rp);
82             n = n+1;
83         end
84
85     end

```

```
86     figure(1)
87     plot(I)
88     grid on
89     hold on
90     for V = 0:V_inc:Voc_n
91         P(m) = V*I(m);
92         m = m+1;
93     end
94     figure(2)
95     plot(P)
96     hold on
97     grid on
98     pmax = max(P);
99
100    %Calculo de error de potencia
101    epmax = abs(pmax-pmax_e);
102    Rs = Rs+Rs_inc;
103    iter = iter+1;
104 end
105
106 figure(1)
107 plot(V_dim,I,'r')
108 xlabel('Voltaje [V]')
109 ylabel('Corriente [I]')
110 str1 = {'Rs =',Rs,'Rp=',Rp};
111 text(30,7,str1)
112 grid on
113
114 figure(2)
115 plot(V_dim,P,'b')
```

```
116 xlabel('Voltaje [V]')
117 ylabel('Potencia [P]')
118 str1 = {'Pmax =',pmax,'Error=',epmax};
119 text(28,220,str1)
120 grid on
121
122 Rs;
123 Rp;
124 epmax;
125 pmax;
126 pmax_e;
127 iter;
128
129 toc
```

### B.3 MODELO DE 2 DIODOS DE LA CELDA FV

El modelo de 2 diodos del módulo fotovoltaico implementado en PLECS se presenta a continuación:

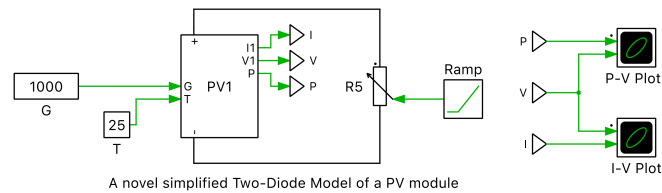


FIGURA B.4: Diagrama en PLECS del módulo FV con el modelo de 2 diodos.

El módulo tiene una resistencia variable conectada a sus terminales(+/-), esta varia su valor mediante una rampa, de esta forma el módulo alimenta la carga mostrando sus características de corriente y voltaje (curva I-V y P-V). Al ingresar en el módulo se despliegan los parámetros del módulo simulado, como se muestra en la Fig. B.5.

Parameters	
Numero de celdas por string:	Corriente de corto-circuito Nominal:
75	12.28
Numero de strings en paralelo:	Constante de idealidad del diodo 1:
2	1.35
Temperatura Nominal:	Constante de idealidad del diodo 2:
25	1.36781
Irradiancia Nominal:	Coefficiente de temp. del voltaje:
1000	-0.145
Voltaje de circuito abierto Nominal:	Coefficiente de temp. de corriente:
51.7	0.0049

FIGURA B.5: Parámetros para el modelo de 2 diodos.

Dentro del subsistema del módulo se encuentra el circuito equivalente del modelo, como se muestra a continuación:

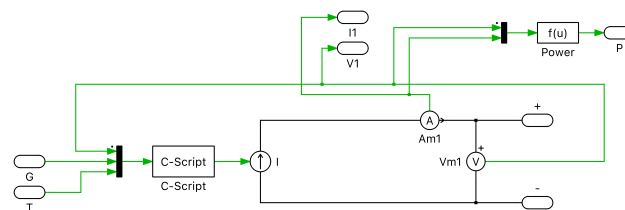


FIGURA B.6: Circuito equivalente del modelo de 2 diodos en PLECS.

Dentro del C-Script del modelo se presenta el siguiente algoritmo:

---

**Algorithm 2** Modelo de 1 diodo de la celda fotovoltaica

---

**Input:**  $Isc_n, KI, KV, T, T_n, Ns, Np, k, q, G, Gn, Voc_n, a1, a2, V$

**Output:**  $I_t$

$$T_k = T + 273.15$$

$$dT = T_k - T_n$$

$$V_t = (Ns * k * T_k) / q,$$

$$I_{pv} = (Isc_n + KI * dT) * (G / Gn)$$

$$I_{pv_t} = I_{pv} * Np$$

$$w = Isc_n + KI * dT$$

$$x = Voc_n + KV * dT$$

$$y = q / (Ns * k * T_k * a1)$$

$$I01 = (w / (\exp(x * y) - 1))$$

$$I01_t = I01 * Np$$

$$z = (\text{pow}(T_k, (2/5))) / 3.77$$

$$I02 = z * I01$$

$$I02_t = I02 * Np$$

$$I_t = I_{pv_t} - I01_t * (\exp((q * V) / (Ns * k * T_k * a1)) - 1) - I02_t * (\exp((q * V) / (Ns * k * T_k * a2)) - 1)$$


---

TABLA B.2: Entradas y salidas del algoritmo del modelo de 2 diodos.

Entradas del algoritmo:	Salidas del algoritmo:
Corriente de cortocircuito (A)	Corriente de la fuente de corriente dependiente (A)
Constantes de temperatura de voltaje y corriente (mV/ <sup>a</sup> C, mA/ <sup>a</sup> C)	
Temperatura nominal y del sitio ( <sup>a</sup> C)	
Número de paneles en serie y paralelo	
Constante de boltzmann, carga del electrón	
Irradiancia nominal y del sitio (w/m2)	
Coefficiente de idealidad del diodo 1 y 2	
Voltaje de circuito abierto, voltaje medido en el circuito equivalente (V)	

## B.4 ALGORITMO PARA OBTENER A1 Y A2

```

1
2 %%
3 %Modelo de dos diodos
4 clear all
5 close all
6 clc
7 tic
8 %%
9 %Inputs
10 G = 1000;
11 T = 25;

```



```
12 %%
13 %Datasheet data
14 Np = 2;
15 Gn = 1000;
16 Tn = 25 +273.15;
17 Vmp = 42.8;
18 Imp = 11.69;
19 pmax_e = Vmp*Imp;
20 Voc_n = 51.7;
21 Isc_n = 12.28/Np;
22 KI = 0.0049;
23 KV = -0.145;
24 Ns = 75;
25 %%
26 %Constants and inicialization variables
27 Tk = T +273.15;
28 q = 1.60217646e-19;
29 k = 1.3806503e-23;
30 dT = Tk - Tn;
31 %%
32 %Initialization Finding A1 and A2 values
33 A1 = 1;
34 Ipv = ((Isc_n +KI*dT)*(G/Gn))*Np; %eq.(3)
35 %Corriente del diodo 1
36 a = Isc_n +KI*dT;
37 b = Voc_n+KV*dT;
38 c = q/(Ns*k*Tk*A1);
39 I01 = (a/(exp(b*c)-1))*Np; %eq.(4)
40 %Corriente del diodo 2
41 d = (Tk^(2/5))/3.77;
```

```
42 I02 = d*I01;
43 %Calculo de A2 inicial
44 %El 0 se debe a que es el primer valor del vector de
   voltaje
45 w = (q*Voc_n)/(Ns*k*A1*Tk);
46 x = exp(w)-1;
47 y = ((Ipv -I01*x)/I02)+1;
48 z = log(y);
49 A2 = (q*Voc_n)/(Ns*Tk*k*z);
50 %%
51 %Increments and steps values
52 V_inc = 0.01;
53 A1_inc = 0.01;
54 error = 1;
55 tol = 0.01;
56 V_dim = [0:V_inc:Voc_n];
57 iter=0;
58 %%
59 %Inicio de proceso iterativo
60 while error>tol
61     n = 1;
62     I = zeros(1,length(V_dim));
63     P = zeros(1,length(V_dim));
64     for V = 0:V_inc:Voc_n
65         I(n) = Ipv-I01*(exp((q*V)/(Ns*k*Tk*A1))-1)-I02*(
           exp((q*V)/(Ns*k*Tk*A2))-1);
66         n = n+1;
67     end
68     figure(1)
69     plot(I)
```

```
70     grid on
71     hold on
72     P = V_dim.*I;
73     figure(2)
74     plot(P)
75     hold on
76     grid on
77     Pmax = max(P);
78     Imax = (Pmax/Vmp)
79     error = abs(Imax-Imp);
80     A1 = A1+A1_inc;
81     %Calculo de I01
82     a = Isc_n +KI*dT;
83     b = Voc_n+KV*dT;
84     c = q/(Ns*k*Tk*A1);
85     I01 = a/(exp(b*c)-1);
86     %Calculo de I02
87     d = (Tk^(2/5))/3.77;
88     I02 = d*I01;
89     %Calculo de A2
90     w = (q*Voc_n)/(Ns*k*A1*Tk);
91     x = exp(w)-1;
92     y = ((Ipv -I01*x)/I02)+1;
93     z = log(y);
94     A2 = (q*Voc_n)/(Ns*Tk*k*z);
95
96     iter = iter+1;
97 end
98 figure(3)
99 plot(V_dim,I,'r')
```

```
100 xlabel('Voltaje [V]')
101 ylabel('Corriente [I]')
102 str1 = {'A1 =',A1,'A2=',A2};
103 text(30,7,str1)
104 grid on
105
106 figure(4)
107 plot(V_dim,P,'b')
108 xlabel('Voltaje [V]')
109 ylabel('Potencia [P]')
110 str1 = {'Pmax =',Pmax,'Error=',error};
111 text(28,220,str1)
112 grid on
113
114 Pmax
115 Imax
116 A1
117 A2
118 iter
119 toc
```

## B.5 ALGORITMO DE OPERACIÓN EN MODO ABASTO

### AISLADO

---

**Algorithm 3** Operación en modo abasto aislado

---

**Input:**  $P_C, P_{FV}, P_{BAT}, CB$

**Output:**  $P_{invFV}, P_{invBAT}, CO$

**if**  $P_{FV} \leq P_C$  **then**

$$CO = 0$$

$$P_{invBAT} = \frac{(P_C - P_{FV})}{3}$$

**end if**

**if**  $P_{FV} > P_C$  **then**

**if**  $CB = 1$  **then**

$$P_{invBAT} = \frac{(P_{FV} - P_C)}{3}$$

**end if**

**if**  $CB = 0$  **then**

$$CO = 1$$

$$P_{invFV} = \frac{(P_C)}{3}$$

**end if**

**end if**

---

TABLA B.3: Entradas y salidas del algoritmo de operación en modo abasto aislado

Entradas del algoritmo:	Salidas del algoritmo:
Potencia de la carga ( $W$ )	Potencia asignada al inversor fotovoltaico ( $W$ )
Potencia entregada por el inversor de fotovoltaico ( $W$ )	Potencia Asignada al inversor de baterías ( $W$ )
Potencia entregada por el inversor de baterías ( $W$ )	Cambio de operación (Mppt o potencia asignada por el controlador)
Orden de cargar o no las baterías	

## B.6 REGULACIÓN DE REACTIVOS

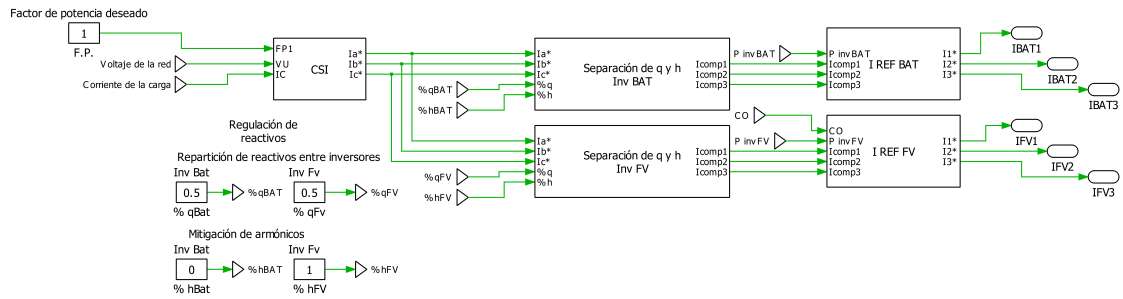


FIGURA B.7: Diagrama en PLECs para la compensación de armónicos y reactivos por parte de los inversores.

En la Fig.B.7, se aprecia la totalidad del sistema utilizado para generar las corrientes de compensación de reactivos y armónicos. Se observan 5 subsistemas; CSI, Separación de q y h Inv BAT, Separación de q y h Inv FV, I REF BAT y I REF FV. También se encuentran las entradas al sistema; factor de potencia deseado, voltajes de la red, corriente de la carga, así como el apartado de regulación de reactivos en donde se asigna el porcentaje del total de la compensación reactiva y armónica a cada inversor.

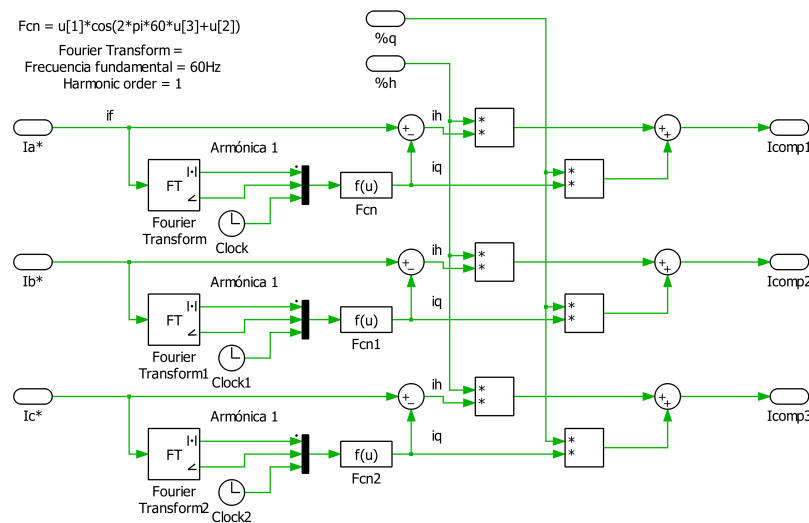


FIGURA B.8: Diagrama en PLECs para separar la componente armónica de la reactiva.

En la Fig. B.8, se muestra el interior del subsistema de Separación de q y h,

este es el mismo para ambos inversores. Dentro del bloque bloque de Separación de  $q$  y  $h$ , se muestran los bloques de PLECs utilizados por fase para realizar esta función.

En la Fig.B.9 se observa el interior del subsistema CSI. Dentro del subsistema se calcula la potencia promedio, la constante  $B$  y las corrientes de compensación total. En el bloque llamado C-script se encuentra el algoritmo descrito en 4.

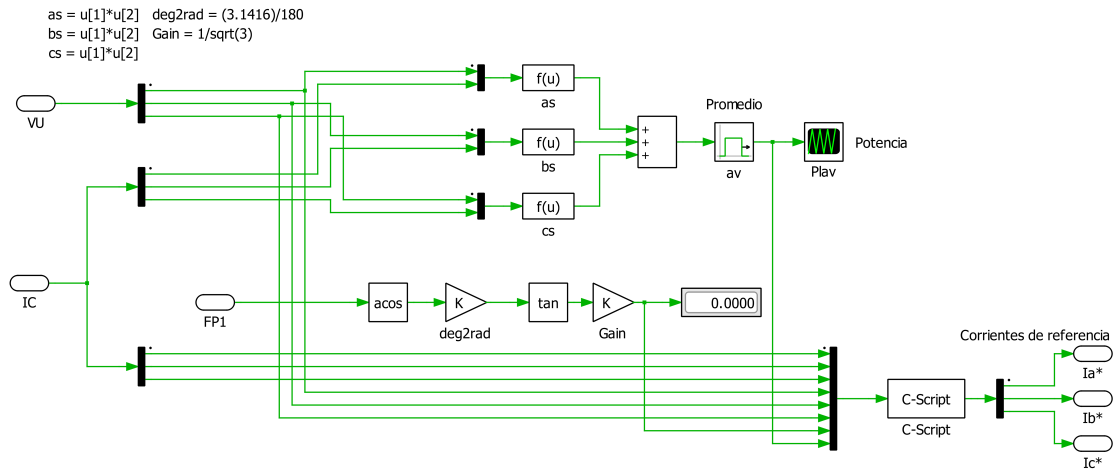


FIGURA B.9: Diagrama en PLECs para el cálculo de la corriente de compensación.

---

**Algorithm 4** Generación de corrientes de referencia mediante componentes simétricas instantáneas

---

**Input:**  $i_{la}, i_{lb}, i_{lc}, v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}, v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}, B, P_{lav}$

**Output:**  $i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}$

$$v_2 = v_{sa} * v_{sa} + v_{sb} * v_{sb} + v_{sc} * v_{sc} \quad \triangleright \text{Cálculo de las corrientes de compensación}$$

$$i_{fa} = i_{la} - \frac{(v_{sa} + (v_{sb} - v_{sc}) * B)}{v_2} * p_{lav}$$

$$i_{fb} = i_{lb} - \frac{(v_{sb} + (v_{sc} - v_{sa}) * B)}{v_2} * p_{lav}$$

$$i_{fc} = i_{lc} - \frac{(v_{sc} + (v_{sa} - v_{sb}) * B)}{v_2} * p_{lav}$$


---

TABLA B.4: Entradas y salidas del algoritmo de generación de corrientes de referencia mediante componentes simétricas instantáneas

Entradas del algoritmo:	Salidas del algoritmo:
Voltajes de la red de la fase $a, b, c$ (V)	Corrientes de compensación de referencia de la fase $a, b, c$ (I)
Corrientes de la carga de la fase $a, b, c$ (A)	
Constante relacionada con el factor de potencia	
Potencia promedio de la carga (W)	

## B.7 DETECCIÓN DE INTERRUPCIONES EN EL SUMINISTRO

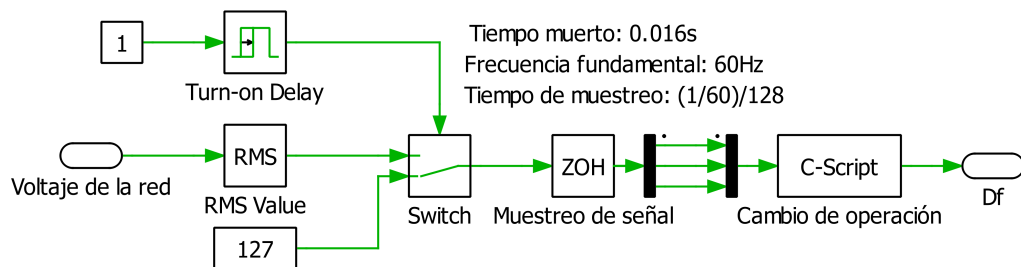


FIGURA B.10: Diagrama en PLECs del algoritmo de cambio de operación.

Para la detección de interrupciones en el suministro se desarrolló en PLECs el sistema mostrado en la Fig. B.10. A este se le agregó una compensación de 127V debido a que el bloque de RMS tarda 1 ciclo en calcular el valor y sin compensación previa el algoritmo ordena el cambio de carga ya que el valor de voltaje rms que estaría ingresando sería menor al umbral establecido. Los valores rms se muestrean en una relación de 128 muestras por ciclo. El bloque llamado C-script contiene el algoritmo mostrado en 5.



**Algorithm 5** Detección de interrupciones en el suministro y cambio de operación**Input:**  $V_{rms1}$ ,  $V_{rms2}$ ,  $V_{rms3}$ **Output:**  $D_f$ 

$$V_a = \frac{V_{rms1}}{127} \quad \triangleright \text{Conversión de voltajes a valores por unidad PU}$$

$$V_b = \frac{V_{rms2}}{127}$$

$$V_c = \frac{V_{rms3}}{127}$$
**if**  $V_a < 0.90$  **then**       $\triangleright$  Detección de voltaje por debajo del umbral en la fase  $a$ 

$$S_1 = S_1 + 1 \quad \triangleright \text{Contador de eventos de la fase } a$$
**else**

$$S_1 = 1 \quad \triangleright \text{Reinicio del contador de eventos de la fase } a$$
**end if**
**if**  $S_1 < 32$  **then**       $\triangleright$  Eventos acumulados seguidos en la fase  $a$ 

$$D_1 = 1 \quad \triangleright \text{Enviar la alerta de subvoltaje de la fase } a$$
**else**

$$D_1 = 0 \quad \triangleright \text{No enviar la alerta de subvoltaje de la fase } a$$
**end if**
**if**  $V_b < 0.90$  **then**       $\triangleright$  Detección de voltaje por debajo del umbral en la fase  $b$ 

$$S_2 = S_2 + 1 \quad \triangleright \text{Contador de eventos de la fase } b$$
**else**

$$S_2 = 1 \quad \triangleright \text{Reinicio del contador de eventos de la fase } b$$
**end if**
**if**  $S_2 < 32$  **then**       $\triangleright$  Eventos acumulados seguidos en la fase  $b$ 

$$D_2 = 1 \quad \triangleright \text{Enviar la alerta de subvoltaje de la fase } b$$
**else**

$$D_2 = 0 \quad \triangleright \text{No enviar la alerta de subvoltaje de la fase } b$$
**end if**

---

**Algorithm 6** Continuación...

---

```

if  $V_c < 0.90$  then      ▷ Detección de voltaje por debajo del umbral en la fase  $c$ 
     $S_3 = S_3 + 1$           ▷ Contador de eventos de la fase  $c$ 
else
     $S_3 = 1$               ▷ Reinicio del contador de eventos de la fase  $c$ 
end if

if  $S_3 < 32$  then      ▷ Eventos acumulados seguidos en la fase  $c$ 
     $D_3 = 1$               ▷ Enviar la alerta de subvoltaje de la fase  $c$ 
else
     $D_3 = 0$               ▷ No enviar la alerta de subvoltaje de la fase  $c$ 
end if

if  $D_1 = 1 \& D_2 = 1 \& D_3 = 1$  then      ▷ Detección si las 3 fases se alertaron
     $g = g + 1$           ▷ Contador de eventos para el disparo del interruptor del PCC
else
     $g = 1$               ▷ Reinicio del contador de eventos
end if

if  $g < 32$  then      ▷ Evaluación si el contador ha acumulado mas de 32 eventos
seguidos
     $D_f = 1$           ▷ Enviar la señal de disparo del PCC y el cambio de operación
else
     $D_f = 0$           ▷ No enviar la señal de disparo del PCC y el cambio de operación
end if

```

---

TABLA B.5: Entradas y salidas del algoritmo para la detección de interrupciones en el suministro y cambio de operación

<b>Entradas del algoritmo:</b>	<b>Salidas del algoritmo:</b>
Voltajes <i>RMS</i> de la red de la fase $a, b, c$ ( $V$ )	Disparo del PCC y Cambio de operación

## B.8 DISPARO DE CARGA

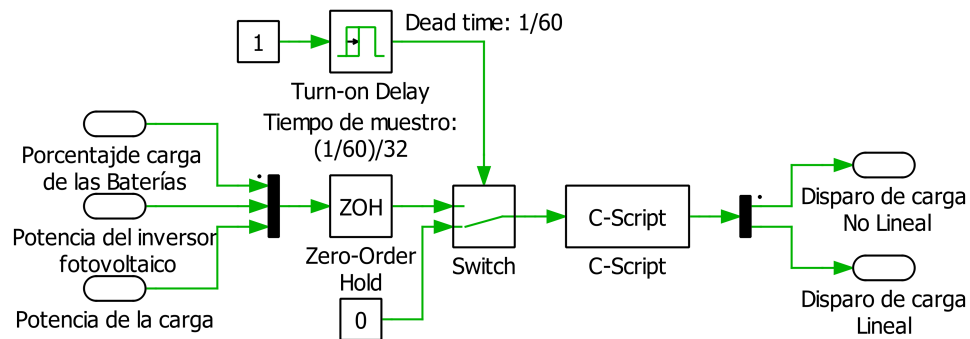


FIGURA B.11: Diagrama en PLECs del algoritmo de disparo de carga.

En la Fig. B.11 se muestra el sistema desarrollado en PLECs para disparar las cargas conectadas a la microrred. Se compensó el disparo de carga para no ocasionar un disparo en falso al arrancar la simulación. Dentro del bloque de C-script se encuentra el algoritmo mostrado en 7.

**Algorithm 7** Disparo de carga**Input:**  $ECB, P_{FV}, P_C$ **Output:**  $D_{NL}, D_L$ 

```

if  $P_{FV} < P_C$  then
  if  $ECB < 70$  then
     $D_{NL} = 1$ 
     $D_L = 0$ 
  if  $ECB < 50$  then
     $D_{NL} = 1$ 
     $D_L = 1$ 
  else
     $D_{NL} = 1$ 
     $D_L = 0$ 
  end if
end if
else
   $D_{NL} = 0$ 
   $D_L = 0$ 
end if

```

TABLA B.6: Entradas y salidas del algoritmo para el disparo de carga

<b>Entradas del algoritmo:</b>	<b>Salidas del algoritmo:</b>
Estado de carga de las baterías (% /100)	Disparo de carga no lineal
Potencia entregada por el inversor fotovoltaico ( $W$ )	Disparo de carga lineal
Potencia de la carga ( $W$ )	

APÉNDICE C

MICRORRED MODELADA EN PLECS

---

De forma general la microrred cuenta con:

- **Utility:** esta es la red eléctrica, modelada como 3 fuentes de voltaje de AC conectadas en estrella.
- **PCC:** el punto de conexión común está formado por 3 switches.
- **Medición:** se elaboraron 2 bloques de medición, en los que se conectaron amperímetros y voltímetros para obtener las mediciones de voltaje-corriente en el PCC y en la carga.
- **Inversor conectado al banco de baterías:** el inversor de baterías consta de 4 subsistemas; la fuente de alimentación de corriente directa (banco de baterías), el inversor trifásico como el mostrado en la Fig. C.1, el control del inversor que se muestra en la Fig. C.9 y el filtro LCL mostrado en la Fig. C.8.
- **Inversor fotovoltaico:** el inversor de fotovoltaico consta de 5 subsistemas; la fuente de alimentación de corriente directa el cual consta de un capacitor en paralelo con un arreglo fotovoltaico modelado con un 1 diodo, el inversor trifásico como el mostrado en la Fig. C.1, el control del inversor que se muestra en la Fig. C.6 y el filtro RL mostrado en la Fig. C.5 y el bloque del MPPT mostrado en la Fig. D.6.
- **Compensación pasiva:** se encuentra conectado mediante un switch un filtro de armónicas pasivo y un filtro pasa bajas cada uno. El filtro de armónicas se encuentra en derivación, mientras que el filtro pasa bajas se conecta en serie, para esto se creó un sistema tipo bypass con dos switches.
- **Controlador central de la microrred:** se encuentra el controlador central de la microrred, el cual mediante elementos from y goto se destinaban las indicaciones provenientes del controlador y operación de la microrred.
- **Carga:** la carga se encuentra conectada al final del bus de AC en baja tensión de la microrred. La carga tanto lineal como no lineal que no sea crítica se encuentra conectada al bus mediante un switch.

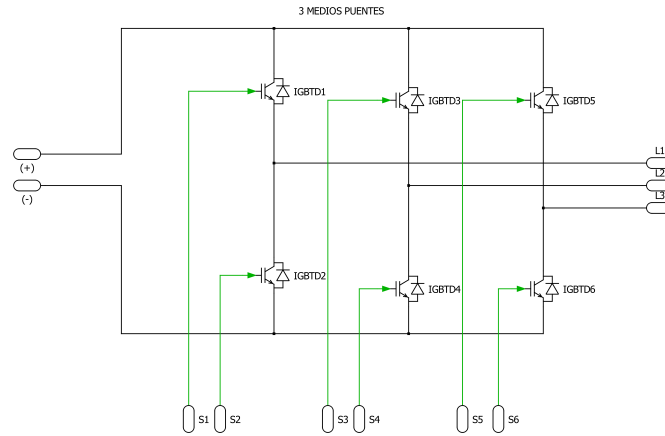


FIGURA C.1: Diagrama en PLECs del inversor trifásico.

En la Fig. C.1, se muestra el inversor trifásico modelado en PLECs para el inversor fotovoltaico y el de baterías. Este cuenta con 6 IGBT con un diodo en antiparalelo y una compuerta cada uno.

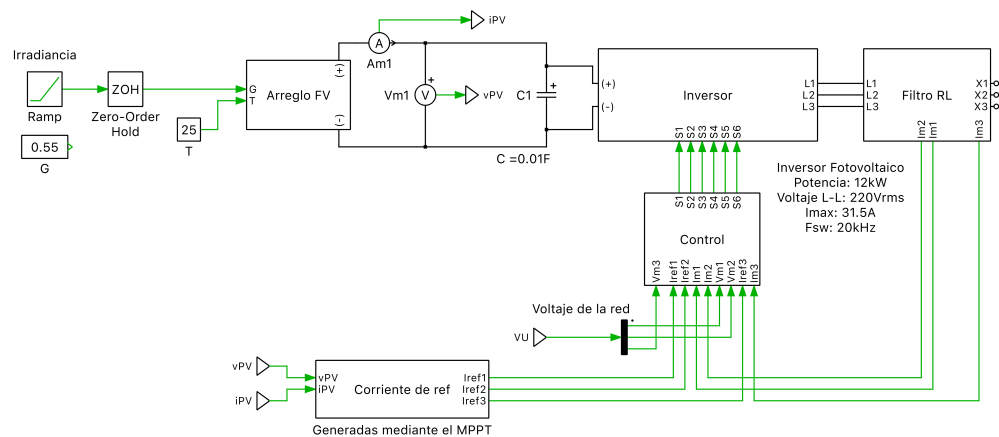


FIGURA C.2: Diagrama en PLECs del inversor fotovoltaico trifásico.

En la Fig. C.2, se muestra el inversor fotovoltaico trifásico modelado en PLECs. Este cuenta con 5 subsistemas; el arreglo fotovoltaico, el inversor, el filtro RL, el control de corriente y la generación de la corriente de referencia.

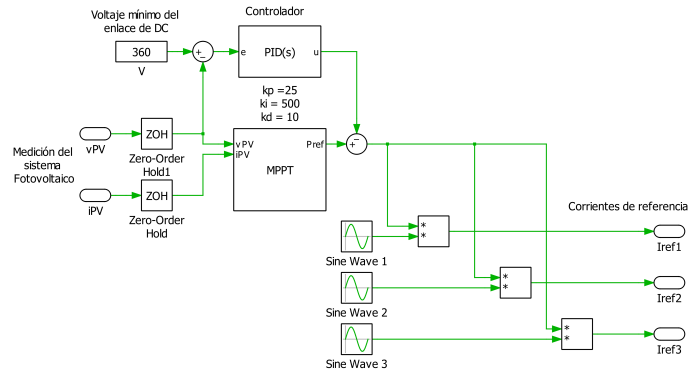


FIGURA C.3: Diagrama en PLECs del MPPT propuesto.

En la Fig. D.6, se muestra el diagrama de bloques en PLECs del MPPT propuesto. Tiene como entrada el voltaje y corriente del sistema fotovoltaico, después es muestreado por el zero-order hold. Estas mediciones entran al bloque del MPPT, el voltaje medido entra como retroalimentación en el control del voltaje del enlace de DC del inversor. La salida del bloque del MPPT es la potencia monofásica que debe inyectar a la red el inversor fotovoltaico, esta se convierte en una corriente sinusoidal al multiplicarlo por una senoide con una amplitud de  $\sqrt{2} \times \frac{1}{V_{L-N}}$ .

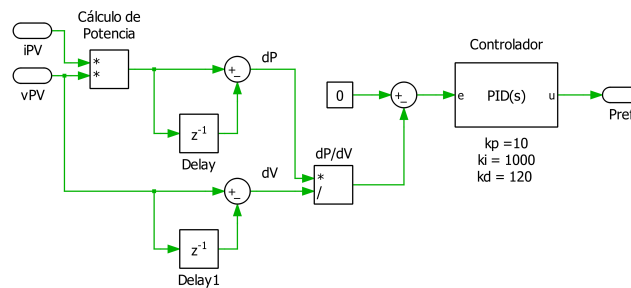


FIGURA C.4: Diagrama en PLECs del bloque del MPPT.

En la Fig. C.4, se muestra el bloque del MPPT en PLECs para el inversor fotovoltaico, este calcula el  $dP/dV$  y se vuelve cero mediante el controlador PID.



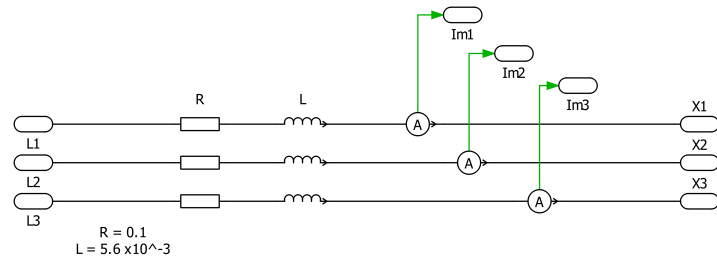


FIGURA C.5: Diagrama en PLECs del filtro RL trifásico.

En la Fig. C.5 se observa el filtro RL trifásico modelado en PLECs. Este cuenta con medición de corriente a su salida para utilizarse como retroalimentación en el control del inversor.

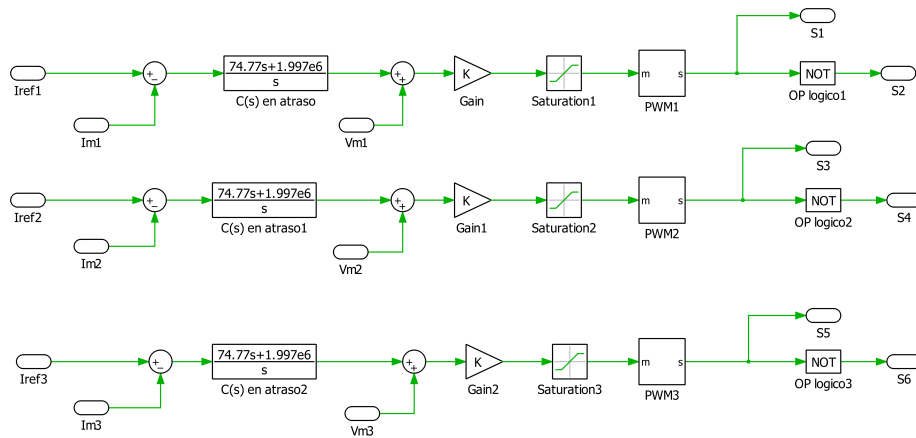


FIGURA C.6: Diagrama de control en PLECs utilizado para el inversor conectado al sistema fotovoltaico.

En la Fig. C.6 se muestra el diagrama de control realizado en PLECs utilizado por el inversor fotovoltaico. Este cuenta con el controlador PI (función de transferencia del controlador PI), la precompensación del voltaje de la red y el PWM.

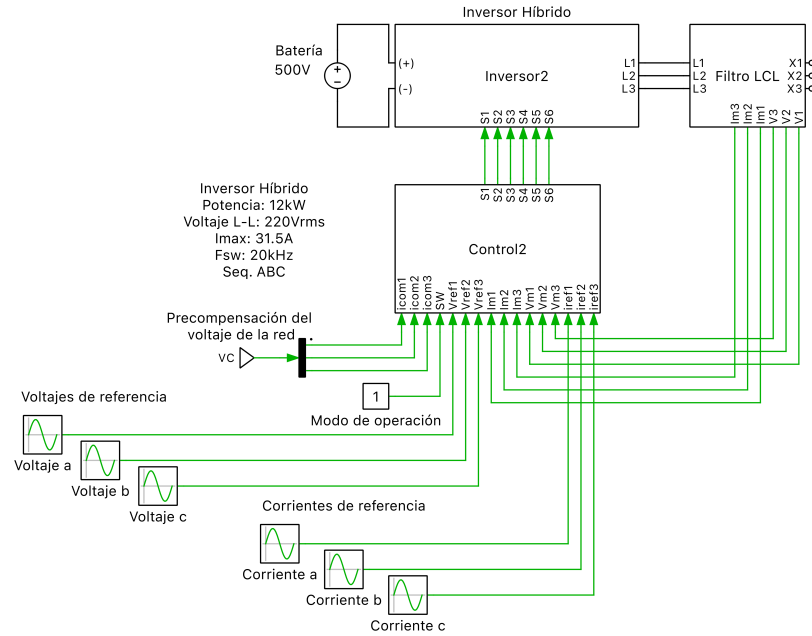


FIGURA C.7: Diagrama en PLECS del inversor trifásico conectado a las de baterías.

En la Fig. C.7 se muestra el diagrama implementado en PLECS para el simular el inversor híbrido conectado a las baterías. Este cuenta con 4 subsistemas; el inversor, el control de corriente y voltaje, el filtro LCL y las corrientes y voltajes de referencia.

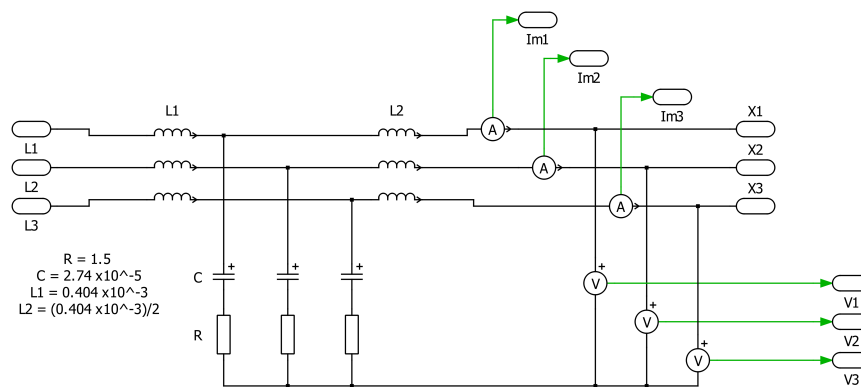


FIGURA C.8: Diagrama en PLECS del filtro LCL trifásico.

En la Fig. C.8 se detalla el filtro LCL trifásico modelado en PLECS. Este cuenta con medición de corriente y voltaje a su salida para utilizarse como retroalimentación en el control del inversor. La retroalimentación de corriente es utilizada cuando opera en modo seguidor de red y la de voltaje para cuando opera en modo formador de

red.

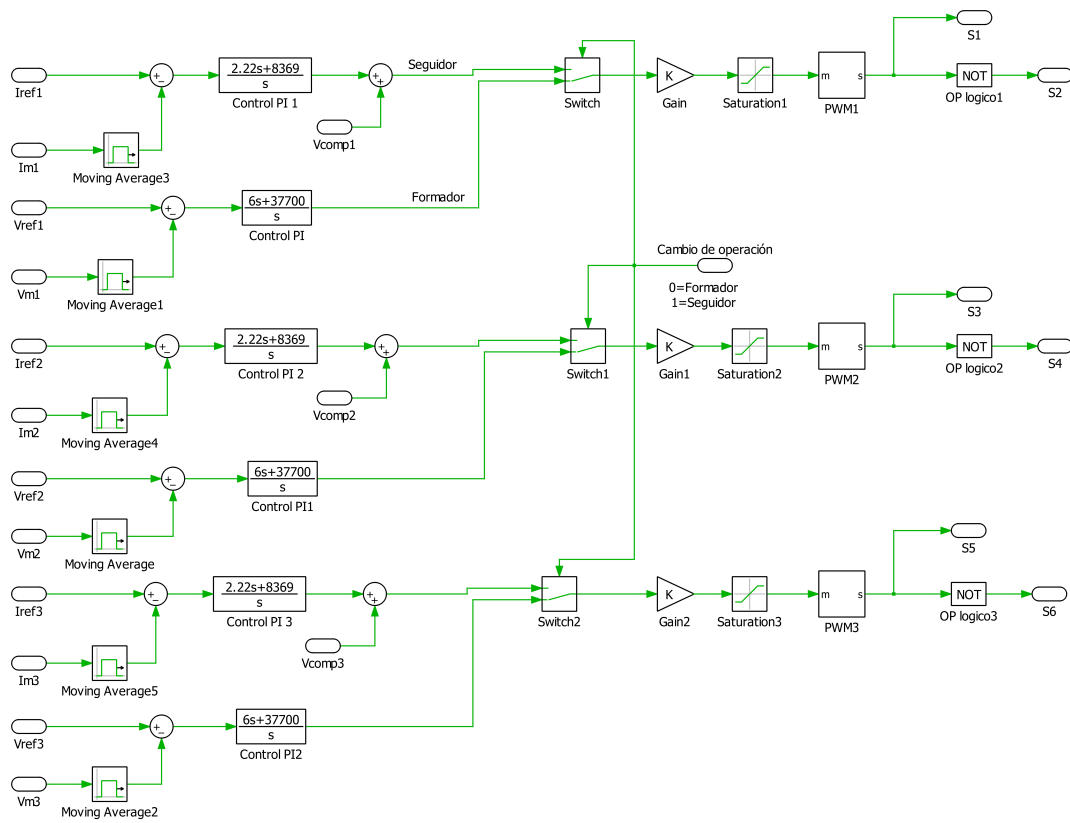


FIGURA C.9: Diagrama de control en PLECS utilizado para el inversor conectado al banco de baterías.

En la Fig. C.9, se muestra diagrama de control realizado en PLECs utilizado en el inversor conectado al banco de baterías. Este cuenta con 3 switches (uno por cada fase controlada), que realiza el cambio de control en el inversor, de control de corriente a control de voltaje.

APÉNDICE D

# ARCHIVOS DE PLECS

---

A continuación se presenta el link para la descarga de los archivos de PLECS utilizados en las simulaciones llevadas a cabo en esta tesis:

<https://drive.google.com/uc?export=download&id=1UczRH3HApR6LPBeD191nwBU6u3oDgobL>

Al ingresar el link en el navegador comenzará la descarga de un archivo comprimido con el nombre de JMVS simulación PLECS. Al descomprimir el archivo se muestra la siguiente carpeta:



FIGURA D.1: Carpeta con los archivos de simulación utilizados en la tesis.

Archivos dentro de la carpeta del capítulo 2:



FIGURA D.2: Carpeta con los archivos de simulación utilizados en el capítulo 2.

Archivos dentro de la carpeta del capítulo 3:



FIGURA D.3: Carpeta con los archivos de simulación utilizados en el capítulo 3.

Archivos dentro de la carpeta del capítulo 4:



FIGURA D.4: Carpeta con los archivos de simulación utilizados en el capítulo 4.

Archivos dentro de la carpeta del capítulo 5:



FIGURA D.5: Carpeta con los archivos de simulación utilizados en el capítulo 5.

Archivos dentro de la carpeta del capítulo 6:

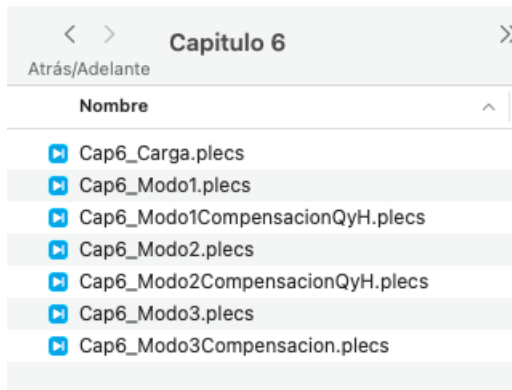


FIGURA D.6: Carpeta con los archivos de simulación utilizados en el capítulo 6.

Los archivos son .PLECS, es necesario contar con el software de PLECS para poder visualizar las simulaciones.



# BIBLIOGRAFÍA

---

- [1] N. Karami, N. Moubayed, and R. Outbib, “General review and classification of different mppt techniques,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 68, pp. 1–18, 2017.
- [2] R. I. Nikos Hatziargyriou, Hiroshi Asano and C. Marnay, “Microgrids,” *IEEE power and energy magazine*, vol. 5, no. 4, pp. 78–94, 2007.
- [3] B. Lasseter, “Microgrids [distributed power generation],” *Proc. IEEE Power Engineer. Soc. Winter Meet*, vol. 1, no. 1, pp. 146–149, 2001.
- [4] D. T. Ton and M. A. Smith, “The u.s. department of energy’s microgrid initiative,” *The Electricity Journal*, vol. 1, no. 1, pp. 84–94, 2012.
- [5] R. Lasseter, “Microgrids,” in *2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.02CH37309)*, vol. 1, pp. 305–308 vol.1, 2002.
- [6] X. Zhou, T. Guo, and Y. Ma, “An overview on microgrid technology,” in *2015 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA)*, pp. 76–81, 2015.
- [7] A. Banerji, D. Sen, A. K. Bera, D. Ray, D. Paul, A. Bhakat, and S. K. Biswas, “Microgrid: A review,” in *2013 IEEE Global Humanitarian Technology Conference: South Asia Satellite (GHTC-SAS)*, pp. 27–35, 2013.

- 
- [8] H. Kakigano, Y. Miura, and T. Ise, “Low-voltage bipolar-type dc microgrid for super high quality distribution,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 12, pp. 3066–3075, 2010.
- [9] U. Manandhar, A. Ukil, and T. K. Kiat Jonathan, “Efficiency comparison of dc and ac microgrid,” in *2015 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT ASIA)*, pp. 1–6, 2015.
- [10] D. S. H. Chan and J. C. H. Phang, “Analytical methods for the extraction of solar-cell single- and double-diode model parameters from i- v characteristics,” *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRONIC DEVICES*, vol. 34, no. 2, pp. 286–293, 1987.
- [11] Z. Salam, K. Ishaque, and H. Taheri, “An improved two-diode photovoltaic (pv) model for pv system,” in *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems & 2010 Power India*, pp. 1–5, 2010.
- [12] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. R. Filho, “Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 5, pp. 1198–1208, 2009.
- [13] J. Kitson, S. J. Williamson, P. Harper, C. M. McMahon, G. Rosenberg, M. Tierney, and K. Bell, “A photovoltaic panel modelling method for flexible implementation in matlab/simulink using datasheet quantities,” in *2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 946–951, 2017.
- [14] N. Pandiarajan and R. Muthu, “Mathematical modeling of photovoltaic module with simulink,” in *2011 1st International Conference on Electrical Energy Systems*, pp. 258–263, 2011.
- [15] B. C. Babu and S. Gurjar, “A novel simplified two-diode model of photovoltaic (pv) module,” *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 4, no. 4, pp. 1156–1161, 2014.

- 
- [16] M. Rashid, *Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications*. Pearson/Prentice Hall, 2004.
- [17] R. Erickson and D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*. Springer International Publishing, 2020.
- [18] A. Ghosh and G. Ledwich, *Power Quality Enhancement Using Custom Power Devices*. Power Electronics and Power Systems, Springer US, 2012.
- [19] A. Elrayyah, Y. Sozer, and M. E. Elbuluk, “Modeling and control design of microgrid-connected pv-based sources,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no. 4, pp. 907–919, 2014.
- [20] A. K. Podder, N. K. Roy, and H. R. Pota, “Mppt methods for solar pv systems: a critical review based on tracking nature,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 13, no. 10, pp. 1615–1632, 2019.
- [21] H. Sugimoto and H. Dong, “A new scheme for maximum photovoltaic power tracking control,” in *Proceedings of Power Conversion Conference - PCC '97*, vol. 2, pp. 691–696 vol.2, 1997.
- [22] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez, “Control of power converters in ac microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4734–4749, 2012.
- [23] T. Instruments, “Voltage source inverter reference design,” *Design Guide: TIDM-HV-1PH-DCAC*, vol. 1, no. 1, pp. 1–49, 2015.
- [24] M. B. Said-Romdhane, M. W. Naouar, I. S. Belkhodja, and E. Monmasson, “An improved lcl filter design in order to ensure stability without damping and despite large grid impedance variations,” *Energies*, vol. 10, no. 3, 2017.
- [25] K. Rajesh, S. Dash, R. Rajagopal, and R. Sridhar, “A review on control of ac microgrid,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 71, pp. 814–819, 2017.

- 
- [26] I. S. Association, “Ieee standard for interconnection and interoperability of distributed energy resources with associated electric power systems interfaces,” 2018.
- [27] I. S. Association, “Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems,” 2014.
- [28] Q. Liu, Y. Tao, X. Liu, Y. Deng, and X. He, “Voltage unbalance and harmonics compensation for islanded microgrid inverters,” *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 5, pp. 1055–1063, 2014.
- [29] C. R. de Energía, “Resolución núm. res/550/2021 de la comisión reguladora de energía por la que se expiden las disposiciones administrativas de carácter general que contienen los criterios de eficiencia, calidad, confiabilidad, continuidad, seguridad y sustentabilidad del sistema eléctrico nacional: Código de red.,” 2021.