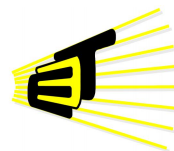


**CONTROL DE GENERADORES FOTOVOLTAICOS CON FUNCIONES DE  
FILTRADO ACTIVO EN SISTEMAS TRIFÁSICOS DISTORSIONADOS Y  
DESEQUILIBRADOS**

María Alejandra Mantilla Villalobos



Escuela de Ingenierías  
Eléctrica, Electrónica  
y de Telecomunicaciones

Universidad Industrial de Santander  
Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas  
Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones  
Doctorado en Ingeniería  
Bucaramanga  
2016

# CONTROL DE GENERADORES FOTOVOLTAICOS CON FUNCIONES DE FILTRADO ACTIVO EN SISTEMAS TRIFÁSICOS DISTORSIONADOS Y DESEQUILIBRADOS

María Alejandra Mantilla Villalobos

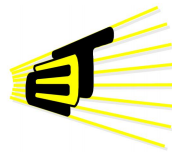
Trabajo de investigación presentado como requerimiento parcial para optar al título de:

Doctor en Ingeniería área Ingeniería Electrónica

Directores:

Dr. Johann Farith Petit Suárez

Dr. Gabriel Ordóñez Plata



Escuela de Ingenierías  
Eléctrica, Electrónica  
y de Telecomunicaciones

Universidad Industrial de Santander  
Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas  
Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones  
Doctorado en Ingeniería  
Bucaramanga

2016

---

## Agradecimientos

*Gracias a Dios todopoderoso y a la Santísima Virgen María por su inmenso amor, por la oportunidad brindada para realizar mis estudios de doctorado, por el trabajo que me permitieron realizar, por las personas que me pusieron a mi lado y por todas las enseñanzas que he recibido en estos últimos años.*

Al culminar esta etapa de mi vida, quiero dar un enorme agradecimiento a personas e instituciones que me acompañaron y me apoyaron para que esta investigación llegara a feliz término.

En primer lugar, quiero agradecer a toda mi familia por el amor, cariño y apoyo que me brindaron durante la realización de esta tesis. A mi mamá, mis hermanos, mi abuela, mis tías, mi tío Gustavo, mi primo Jorge, mis primas, Dianita, Alejandro y Andy, gracias por fortalecerme, creer en mí y por estar incondicionalmente a mi lado.

Quiero dar un agradecimiento a la Universidad Industrial de Santander, al Grupo GISEL, a todos los profesores que me acompañaron en el proceso y en especial a mis directores, Dr. Johann Farith Petit Suárez y Dr. Gabriel Ordóñez Plata, por su gran apoyo en estos últimos años de mi vida. Agradezco todas sus enseñanzas y la confianza que depositaron en mí. Gracias por ser unos excelentes directores, por el tiempo brindado, por sus consejos y por su valiosa amistad.

Quiero agradecer a todos mis compañeros y amigos por su colaboración y amistad, entre ellos: Mónica, Ana, Hermmann, Olguita, Astrid, Javier, Iván, Juan Sebastián, John Edinson, Jairo, Cristian, Sergio, Yulieth, Said, Ernesto, José Alejandro, David, Germán, Edith, Cafita y Gabriel. Gracias por su tiempo, consejos y por toda su ayuda. Gracias a mis amigas, especialmente Tata, Laura, Chiky y Juliana.

Finalmente, agradezco a todos los estudiantes que realizaron su proyecto de maestría y pregrado conmigo y que hicieron tan valiosos aportes a esta investigación.

---

# Índice general

<b>1</b>	<b>Introducción</b>	<b>20</b>
1.1.	Motivación y justificación del trabajo . . . . .	21
1.2.	Finalidad y objetivos de la tesis . . . . .	28
1.3.	Contribuciones . . . . .	28
1.4.	Estructura del documento . . . . .	32
<b>2</b>	<b>Sistemas fotovoltaicos conectados a la red</b>	<b>34</b>
2.1.	Generalidades sobre los sistemas fotovoltaicos conectados a la red . . . . .	35
2.2.	Arquitecturas de conexión . . . . .	36
2.3.	Convertidores DC-DC . . . . .	37
2.4.	Inversores de potencia . . . . .	39
2.5.	Algoritmos de control . . . . .	43
2.6.	Algoritmos de control considerando la inclusión de funciones de filtrado activo de potencia .	61
2.7.	Síntesis . . . . .	67
<b>3</b>	<b>Convertidor DC-DC y algoritmos para el seguimiento del punto de máxima potencia</b>	<b>68</b>
3.1.	Consideraciones generales . . . . .	69
3.2.	Convertidores DC-DC . . . . .	69
3.3.	Algoritmo propuesto para el seguimiento del punto de máxima potencia . . . . .	84
3.4.	Resultados de simulación . . . . .	90
3.5.	Síntesis . . . . .	96
<b>4</b>	<b>Control de corriente del inversor de potencia</b>	<b>98</b>
4.1.	Consideraciones generales . . . . .	99
4.2.	Topologías . . . . .	100

---

4.3. Control de corriente del inversor de potencia . . . . .	103
4.4. Estudio de casos . . . . .	112
4.5. Síntesis . . . . .	118
<b>5 Generación de las señales de referencia</b>	<b>120</b>
5.1. Generalidades sobre la estimación de las corrientes de referencia . . . . .	121
5.2. Algoritmo propuesto para la estimación de las corrientes de referencia en las coordenadas <i>abc</i>	126
5.3. Algoritmo de sincronización: filtro adaptativo Butterworth-Kalman (AB-KF) . . . . .	136
5.4. Casos de estudio . . . . .	152
5.5. Síntesis . . . . .	161
<b>6 Resultados de simulación</b>	<b>164</b>
6.1. Configuraciones del sistema y parámetros de simulación . . . . .	165
6.2. Casos de simulación . . . . .	167
6.3. Síntesis . . . . .	191
<b>7 Prototipo experimental y resultados</b>	<b>193</b>
7.1. Descripción del prototipo experimental . . . . .	194
7.2. Resultados experimentales . . . . .	214
<b>8 Conclusiones y futuros desarrollos</b>	<b>230</b>
8.1. Conclusiones y observaciones . . . . .	231
8.2. Futuros trabajos . . . . .	234
8.3. Proyectos de investigación y proyectos dirigidos o co-dirigidos . . . . .	235
8.4. Publicaciones realizadas . . . . .	238
8.5. Pasantía de Investigación . . . . .	239
<b>Bibliografía</b>	<b>240</b>
<b>ANEXOS</b>	<b>257</b>
<b>ANEXO A. Generador fotovoltaico</b>	<b>257</b>

---

## Índice de figuras

1.1. Diagrama simplificado de un sistema de generación fotovoltaica conectado a la red . . . . .	22
1.2. Ejemplo de corriente demandada por una carga no lineal . . . . .	24
1.3. Esquema general de un filtro activo de conexión en paralelo . . . . .	25
1.4. Ejemplo del PVS resultante al incorporar funciones de filtrado activo bajo tensiones no ideales en el PCC . . . . .	27
2.1. Ejemplo de la corriente y potencia entregada por el generador fotovoltaico en función de la tensión en los bordes del generador para diferentes valores de irradiancia . . . . .	35
2.2. Ejemplo de un sistema de generación fotovoltaica conectado a la red . . . . .	36
2.3. Ejemplos de arquitecturas de conexión . . . . .	37
2.4. Convertidores DC-DC . . . . .	39
2.5. Tipos de inversores de potencia . . . . .	40
2.6. Inversores de cuatro hilos . . . . .	41
2.7. Ejemplos de topologías multinivel . . . . .	42
2.8. Curva característica potencia-tensión bajo sombras parciales en un arreglo de 3 paneles solares conectados en serie . . . . .	46
2.9. Esquema general del algoritmo de generación de las señales de referencia . . . . .	47
2.10. Control proporcional integral de la tensión del lado de continua . . . . .	48
2.11. Esquemas de algoritmos para el cálculo de las señales de referencia . . . . .	50
2.12. Algoritmo de filtrado en las coordenadas $\alpha\beta$ . . . . .	54
2.13. Lazos de seguimiento de fase . . . . .	55
2.14. Esquema del lazo de control del inversor de potencia . . . . .	57
2.15. Modificación del lazo de generación de la referencia . . . . .	61
2.16. Descomposición de la potencia instantánea demandada por la carga . . . . .	63

---

3.1. Equivalente de la etapa de conversión DC-DC . . . . .	69
3.2. Convertidor DC-DC elevador convencional con resistencias parásitas . . . . .	70
3.3. Circuitos equivalentes del convertidor DC-DC elevador convencional ( <i>Boost Converter</i> ) . . . . .	71
3.4. Diagrama de bode de $G_u$ para el convertidor DC-DC elevador tradicional . . . . .	76
3.5. Corriente por la bobina $L_1$ en la topología DC-DC elevadora convencional . . . . .	77
3.6. Potencia del generador en la topología DC-DC elevadora convencional . . . . .	77
3.7. Tensión del interruptor $Q_1$ en la topología DC-DC elevadora convencional . . . . .	77
3.8. Convertidor SEPIC con resistencias parásitas . . . . .	78
3.9. Circuitos equivalentes del convertidor SEPIC . . . . .	78
3.10. Diagrama de bode de $G_u$ para el convertidor SEPIC . . . . .	82
3.11. Corriente por la bobina $L_1$ en la topología SEPIC . . . . .	83
3.12. Potencia del generador en la topología SEPIC . . . . .	83
3.13. Tensión del interruptor $Q_1$ en la topología SEPIC . . . . .	83
3.14. Corriente por el interruptor $Q_1$ en la topología SEPIC . . . . .	84
3.15. P&O tradicional . . . . .	85
3.16. Diagrama de flujo del P&O tradicional . . . . .	86
3.17. Algoritmo P&O de paso variable adicionando la red de compensación . . . . .	87
3.18. Diagramas de Bode considerando la adición de una red de compensación . . . . .	89
3.19. Resultados caso 1: Potencia entregada por el generador fotovoltaico . . . . .	91
3.20. Resultados caso 1: Error en potencia . . . . .	92
3.21. Resultados caso 1: Tensión del generador fotovoltaico . . . . .	93
3.22. Resultados caso 2: Potencia entregada por el generador fotovoltaico . . . . .	94
3.23. Resultados caso 2: Error en potencia . . . . .	95
3.24. Resultados caso 2: Tensión del generador fotovoltaico . . . . .	96
4.1. Equivalente de la etapa de conversión DC-AC . . . . .	99
4.2. Inversor con condensador repartido de dos niveles . . . . .	100
4.3. Inversor con condensador repartido de tres niveles . . . . .	102
4.4. Ejemplo del controlador de corriente para el inversor de potencia . . . . .	103
4.5. Modulación por ancho de pulso utilizando una onda portadora triangular . . . . .	107
4.6. Ejemplo de la técnica PWM trifásica con portadora triangular . . . . .	108
4.7. Ejemplo de la técnica PWM con desplazamiento de nivel . . . . .	109
4.8. Modulación vectorial 3D para el NPC de tres niveles con conexión al neutro . . . . .	110
4.9. Diagrama de flujo para la modulación vectorial 3D . . . . .	111
4.10. Caso 1: seguimiento de las señales de referencia . . . . .	115
4.11. Caso 2: seguimiento de las señales de referencia . . . . .	117

---

---

4.12. Seguimiento de la referencia - fase $a$ . . . . .	118
5.1. Esquema propuesto para la generación de la corriente de referencia . . . . .	123
5.2. Esquema simplificado para el análisis de las corrientes de referencia . . . . .	129
5.3. Caso 1: Tensión en el PCC distorsionada y desbalanceada; y corriente por la carga . . . . .	131
5.4. Resultados de simulación para la estrategia de control de la potencia activa entregada por el generador . . . . .	131
5.5. Resultados de simulación para la estrategia compensación . . . . .	132
5.6. Tensiones en el PCC ideales y corrientes demandadas por la carga . . . . .	134
5.7. Resultados de la estrategia de generación de la referencia para tensiones en el PCC ideales . . .	134
5.8. Tensiones en el PCC no ideales y corrientes demandadas por la carga . . . . .	135
5.9. Resultados de la estrategia de generación de la referencia para tensiones en el PCC no ideales .	136
5.10. Filtro adaptativo Butterworth-Kalman (AB-KF) . . . . .	137
5.11. Filtro Butterworth de tercer orden . . . . .	139
5.12. Respuesta a una señal sinusoidal pura . . . . .	140
5.13. Algoritmo recursivo correspondiente al filtro de Kalman . . . . .	145
5.14. Resultados de simulación para el caso 1 - Algoritmo AB-KF . . . . .	148
5.15. Resultados de simulación para el caso 2 - Algoritmo AB-KF . . . . .	149
5.16. Resultados de simulación para el caso 3 - Algoritmo AB-KF . . . . .	151
5.17. Resultados de simulación para el caso 4 - Algoritmo AB-KF . . . . .	152
5.18. Caso 1: Tensión en el PCC y estimación realizada por el algoritmo AB-kF . . . . .	154
5.19. Caso 1: Corriente demandada por la carga y resultados del algoritmo de generación de la referencia	155
5.20. Caso 1: Potencias . . . . .	155
5.21. Caso 2: Tensión en el PCC y estimación realizada por el algoritmo AB-kF . . . . .	156
5.22. Caso 2: Corriente demandada por la carga y resultados del algoritmo de generación de la referencia	157
5.23. Caso 2: Potencias . . . . .	158
5.24. Caso 3: Tensión en el PCC y estimación realizada por el algoritmo AB-kF . . . . .	160
5.25. Caso 3: Corriente demandada por la carga y resultados del algoritmo de generación de la referencia	161
5.26. Caso 3: Potencias . . . . .	162
6.1. Configuración 1 . . . . .	165
6.2. Configuración 2 . . . . .	165
6.3. Caso 1 - Tensiones en el PCC y corrientes de la carga . . . . .	167
6.4. Caso 1 configuración 1 - Resultados de la etapa de DC considerando el P&O tradicional . . .	168
6.5. Caso 1 configuración 1 - Resultados de la etapa de DC considerando el P&O de paso variable con red de compensación . . . . .	169

---

6.6. Caso 1 configuración 1 - Error en potencia . . . . .	169
6.7. Caso 1 configuración 1 - Resultados de la etapa de AC para irradiancia de 700 $[W/m^2]$ . . . . .	170
6.8. Caso 1 configuración 1 - Resultados de la etapa de AC para irradiancia de 300 $[W/m^2]$ . . . . .	171
6.9. Caso 1 configuración 1 - Potencias instantáneas en la carga, en el PVS y en la red . . . . .	172
6.10. Caso 1 configuración 1 - Comportamiento transitorio en la etapa de AC . . . . .	172
6.11. Caso 1 configuración 2 - Resultados de la etapa de DC considerando el P&O tradicional . . . . .	173
6.12. Caso 1 configuración 2 - Resultados de la etapa de DC considerando el P&O de paso variable con red de compensación . . . . .	174
6.13. Caso 1 configuración 2 - Error en potencia . . . . .	174
6.14. Caso 1 configuración 2 - Resultados de la etapa de AC para irradiancia de 700 $[W/m^2]$ . . . . .	175
6.15. Caso 1 configuración 2 - Resultados de la etapa de AC para irradiancia de 300 $[W/m^2]$ . . . . .	176
6.16. Caso 1 configuración 2 - Potencias instantáneas en la carga, en el PVS y en la red . . . . .	177
6.17. Caso 2 - Tensiones en el PCC y corrientes de la carga . . . . .	178
6.18. Caso 2 configuración 1 - Resultados de la etapa de DC considerando el P&O tradicional . . . . .	179
6.19. Caso 2 configuración 1 - Resultados de la etapa de DC considerando el P&O de paso variable con red de compensación . . . . .	180
6.20. Caso 2 configuración 1 - Error en potencia . . . . .	180
6.21. Caso 2 configuración 1 - Resultados de la etapa de AC . . . . .	181
6.22. Caso 2 configuración 1 - Potencias instantáneas en la carga, en el PVS y en la red . . . . .	182
6.23. Caso 2 configuración 2 - Resultados de la etapa de DC considerando el P&O tradicional . . . . .	182
6.24. Caso 2 configuración 2 - Resultados de la etapa de DC considerando el P&O de paso variable con red de compensación . . . . .	183
6.25. Caso 2 configuración 2 - Error en potencia . . . . .	183
6.26. Caso 2 configuración 2 - Resultados de la etapa de AC . . . . .	184
6.27. Caso 2 configuración 2 - Potencias instantáneas en la carga, en el PVS y en la red . . . . .	185
6.28. Caso 3 - Tensiones en el PCC y corrientes de la carga . . . . .	185
6.29. Caso 3 configuración 1 - Resultados de la etapa de DC . . . . .	187
6.30. Caso 3 configuración 1 - Estimación de la componente de secuencia positiva de las tensiones en el PCC y cálculo de la potencia activa demandada por la carga . . . . .	187
6.31. Caso 3 configuración 1 - Resultados de la etapa de AC . . . . .	188
6.32. Caso 3 configuración 1 - Resultados de la etapa de AC entre $0 \leq t < 50 [ms]$ . . . . .	189
6.33. Caso 3 configuración 1 - Resultados de la etapa de AC entre $160 \leq t < 240 [ms]$ . . . . .	190
6.34. Caso 3 configuración 1 - Resultados de la etapa de AC entre $310 \leq t < 390 [ms]$ . . . . .	191
6.35. Caso 3 configuración 1 - Resultados de la etapa de AC entre $2 \leq t < 2,05 [s]$ . . . . .	192
7.1. Diagrama del prototipo experimental . . . . .	194

---

7.2. Fotografías del prototipo experimental . . . . .	195
7.3. Fotografías del generador fotovoltaico . . . . .	196
7.4. Fotografías de la estación metereológica Davis Vantage Pro2 <sup>TM</sup> 6162 . . . . .	197
7.5. Fotografías de los tableros de conexión . . . . .	198
7.6. Convertidor SEPIC . . . . .	199
7.7. Fotografías del inversor de potencia . . . . .	200
7.8. Diagrama del filtro de conexión a la red y del sistema de inicialización . . . . .	202
7.9. Fotografía del filtro de conexión a la red y del sistema de inicialización . . . . .	202
7.10. Tensiones en los condensadores $C_{dc1}$ y $C_{dc2}$ al accionar en contactor K2 . . . . .	203
7.11. Fotografías de las cargas . . . . .	204
7.12. Corrientes demandadas por las cargas: $i_{La}$ [A] (línea negra), $i_{Lb}$ [A] (línea gris oscura) e $i_{Lc}$ [A] (línea gris clara) . . . . .	205
7.13. Fotografías del sistema de sensado y adecuación de señales . . . . .	206
7.14. Esquemático del sistema de aislamiento y adecuación de las señales de conmutación . . . . .	207
7.15. Fotografía del módulo de aislamiento y adecuación de las señales de conmutación . . . . .	208
7.16. Fotografías de la fuente de alimentación . . . . .	209
7.17. Fotografías del sistema de control . . . . .	210
7.18. Diagrama de la implementación de los algoritmos de control en las tarjetas d-SPACE 1104 . . . . .	211
7.19. Implementación en PSIM del sistema de control para la tarjeta T1 . . . . .	213
7.20. Implementación en PSIM del sistema de control para la tarjeta T2 . . . . .	214
7.21. Interfaz del programa implementado en <i>ControlDesk</i> para la tarjeta T1 . . . . .	215
7.22. Interfaz del programa implementado en <i>ControlDesk</i> para la tarjeta T2 . . . . .	215
7.23. Caso 1: Tensiones en el PCC y corrientes demandadas por las cargas . . . . .	216
7.24. Caso 1: Resultados de la etapa de DC bajo irradiancia de $419W/m^2$ y temperatura ambiente de $29^{\circ}C$ . . . . .	217
7.25. Corriente por el inductor $L_1$ del convertidor SEPIC . . . . .	217
7.26. Caso 1: Resultados de la etapa de AC bajo irradiancia de $419W/m^2$ y temperatura ambiente de $29^{\circ}C$ . . . . .	218
7.27. Caso 1: Resultados de la etapa de AC operando solo como filtro activo . . . . .	219
7.28. Caso 1: Resultados de la etapa de AC considerando modulación delta . . . . .	219
7.29. Caso 1: Resultados de la etapa de DC considerando el algoritmo P&O tradicional . . . . .	220
7.30. Caso 1: Resultados de la etapa de DC considerando el algoritmo P&O de paso variable con red de compensación . . . . .	221
7.31. Caso 2: Tensiones en el PCC y corrientes demandadas por las cargas . . . . .	222
7.32. Caso 2: Resultados de la etapa de DC . . . . .	222
7.33. Caso 2: Resultados de la etapa de AC . . . . .	223

---

7.34. Caso 3: Tensiones en el PCC y corrientes demandadas por las cargas . . . . .	224
7.35. Caso 3: Resultados de la etapa de DC . . . . .	224
7.36. Caso 3: Resultados de la etapa de AC . . . . .	225
7.37. Caso 4: Tensiones en el PCC y corrientes demandadas por las cargas . . . . .	225
7.38. Caso 4: Resultados de la etapa de DC . . . . .	226
7.39. Caso 4: Resultados de la etapa de AC . . . . .	227
7.40. Caso 5: Tensiones en el PCC y corrientes demandadas por las cargas . . . . .	227
7.41. Caso 5: Resultados de la etapa de DC . . . . .	228
7.42. Caso 5: Resultados de la etapa de AC . . . . .	229
A.1. Curvas características para condiciones estándar de irradiancia ( $1000 \text{ W/m}^2$ ) y temperatura ( $25^\circ\text{C}$ ) . . . . .	258
A.2. Curvas características del generador fotovoltaico para condiciones estándar de irradiancia y temperatura . . . . .	258

---

## Índice de tablas

3.1. Características para dos niveles de irradiancia . . . . .	74
3.2. Parámetros del convertidor DC-DC elevador tradicional . . . . .	75
3.3. Ciclo de trabajo del convertidor DC-DC elevador tradicional en estado estable . . . . .	75
3.4. Parámetros del SEPIC . . . . .	81
3.5. Ciclo de trabajo del SEPIC en estado estable . . . . .	81
4.1. Tensión de salida del inversor para la topología NPC de tres niveles . . . . .	103
4.2. Secuencia y tiempos de conmutación . . . . .	112
4.3. Errores en el seguimiento de la señal de referencia: caso 1 . . . . .	116
4.4. Componentes de la corriente de referencia caso 2 . . . . .	117
4.5. Errores en el seguimiento de la señal de referencia: caso 2 . . . . .	119
5.1. Parámetros de la tensión distorsionada y desbalanceada en el PCC . . . . .	130
5.2. Parámetros de la corriente demandada por una carga no lineal y desbalanceada . . . . .	130
5.3. Parámetros de la corriente demandada por la carga . . . . .	133
5.4. Componentes de la tensión distorsionada y desbalanceada en el PCC . . . . .	135
5.5. Magnitud de la respuesta en frecuencia y tiempo de respuesta . . . . .	140
5.6. Caso 1 - Componentes de la corriente demandada por la carga . . . . .	153
5.7. Caso 2 - Componentes de la corriente demandada por la carga . . . . .	157
6.1. Parámetros de simulación para las configuraciones . . . . .	166
6.2. Algoritmos de control según la configuración . . . . .	166
6.3. Caso 1 - Componentes de la corriente demandada por la carga . . . . .	167
6.4. Caso 1 - Resultados para la configuración 1 . . . . .	171
6.5. Caso 1 - Resultados para la configuración 2 . . . . .	176

6.6. Caso 2 - Componentes de la corriente demandada por la carga . . . . .	178
6.7. Caso 2 - Resultados para la configuración 1 . . . . .	181
6.8. Caso 2 - Resultados para la configuración 2 . . . . .	184
A.1. Características eléctricas de los paneles solares . . . . .	257

## RESUMEN

**TITULO: CONTROL DE GENERADORES FOTOVOLTAICOS CON FUNCIONES DE FILTRADO ACTIVO EN SISTEMAS TRIFÁSICOS DISTORSIONADOS Y DESEQUILIBRADOS<sup>1</sup>**

**AUTOR: MARÍA ALEJANDRA MANTILLA VILLALOBOS<sup>2</sup>**

**PALABRAS CLAVES:** Calidad de la energía eléctrica, sistemas fotovoltaicos, filtros activos de potencia.

Este trabajo de investigación de doctorado está enfocado en el desarrollo de un sistema de generación fotovoltaico conectado a la red trifásica, el cual incorpore funciones de corrección de factor de potencia y compensación de corrientes de carga distorsionadas y desequilibradas bajo tensiones de suministro de energía no ideales (tensiones distorsionadas y desequilibradas). Para lo anterior, la tesis se centra en el desarrollo del sistema de control compuesto por tres lazos: seguidor del punto de máxima potencia, generador de las señales de referencia y control del inversor.

La mayor contribución de esta tesis de doctorado se presenta en el lazo de generación de la corriente de referencia, en donde se propone un algoritmo encargado tanto de controlar la potencia activa a inyectar por el sistema fotovoltaico a la red, como de lograr los objetivos de compensación y mantener la controlabilidad del sistema bajo tensiones de suministro no ideales. Este algoritmo está fundamentado en las teorías de Fryze y Buchholz, y en un algoritmo adaptativo, propuesto en esta tesis, basado en los filtros Butterworth y Kalman, el cual es utilizado para estimar la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de la red.

El funcionamiento del sistema fotovoltaico y de los algoritmos de control fue verificado mediante simulaciones en los software PSIM y MATLAB. Además, se realizó la implementación de un prototipo experimental de un sistema fotovoltaico conectado a la red trifásica, mediante el cual se evaluó el comportamiento de los algoritmos de control propuestos bajo cargas reales y tensiones de suministro ideales y no ideales. Los resultados experimentales y de simulación muestran el adecuado funcionamiento de los algoritmos de control, el cumplimiento de los objetivos de compensación y el sobresaliente comportamiento del sistema ante perturbaciones en las tensiones de la red.

---

<sup>1</sup>Trabajo de investigación

<sup>2</sup>Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Grupo GISEL. Directores: Dr. Johann F. Petit Suárez y Dr. Gabriel Ordóñez Plata.

## ABSTRACT

**TITLE: CONTROL OF PHOTOVOLTAIC GENERATORS WITH ACTIVE FILTERING FUNCTIONS IN UNBALANCED AND DISTORTED THREE-PHASE SYSTEMS** <sup>3</sup>

**AUTHOR: MARÍA ALEJANDRA MANTILLA VILLALOBOS**<sup>4</sup>

**KEY WORDS:** Power quality, photovoltaic power systems, active power filters.

This research is focused on the development of a three-phase grid-tied photovoltaic system which incorporates the functions of power factor correction, current harmonics mitigation and load balancing under non-ideal supply voltages conditions (distorted and unbalanced voltages). In this way, the thesis is centered on the development of the control system which is composed of three loops: the Maximum Power Point Tracker (MPPT), the reference signal generator and the inverter controller.

The main contribution of the thesis is presented in the current reference generation loop. In this loop, the proposed algorithm is used to: control the active power delivered by the photovoltaic generator to the grid, achieve the compensation goals and keep the system controllability under non ideal voltages in the distribution grid. This algorithm is based on the Fryze and Buchholz's theories and a proposed adaptive algorithm based on the Butterworth and Kalman filters which estimates the fundamental positive sequence of the grid voltages.

The performance of the photovoltaic system and the control algorithms was verified through simulations in the software PSIM and MATLAB. Furthermore, an experimental prototype of a three-phase grid-tied photovoltaic system was implemented in order to evaluate the behaviour of the proposed controllers under real loads and both ideal and non-ideal three-phase grid voltages. The experimental and simulation results show the good behaviour of the control algorithms, the achievement of the compensation goals and the outstanding performance of the system under disturbances in the grid voltages.

---

<sup>3</sup>Research work

<sup>4</sup>Physical Faculty of Mechanical Engineering, School of Electrical, Electronics and Telecommunications. Group GISEL. Directors: Dr. Johann F. Petit Suárez and Dr. Gabriel Ordóñez Plata.

---

## Introducción

*En este capítulo se presenta la motivación y justificación de esta tesis de doctorado. Se expone una introducción a los sistemas fotovoltaicos conectados a la red y a los filtros activos de potencia de conexión en paralelo. Adicionalmente, se presenta un bosquejo general de un sistema fotovoltaico incorporando funciones de filtrado activo de potencia. Finalmente, se muestran los objetivos de esta tesis, se introducen las principales aportaciones realizadas en esta tesis doctoral y se presenta la estructura del documento.*

## 1.1. Motivación y justificación del trabajo

En el mediano y largo plazo se percibe la necesidad de incorporar nuevas soluciones tecnológicas a los sistemas eléctricos tradicionales, con miras a ser transformados en sistemas eléctricos inteligentes, más conocidos como *Smart Grids* [1]. Esta transformación se requiere con el fin de dar solución a un gran número de necesidades que se perciben hoy en día a nivel mundial. Dentro de estas necesidades, dos toman relevancia en este trabajo. En un primer plano, existe la necesidad de minimizar el impacto medioambiental y reducir las emisiones de gases de efecto invernadero. Asimismo, se busca el aumento de la confiabilidad en las redes de suministro de energía, así como el mejoramiento de la eficiencia y de la calidad de la energía eléctrica suministrada a los consumidores [1, 2].

Justamente dentro de estas líneas de investigación se enmarca esta tesis de doctorado, enfocándose específicamente en los sistemas de generación de energía fotovoltaica conectados a la red, los cuales se sitúan dentro de las tendencias actuales en energías renovables que apuntan a la reducción del impacto medioambiental, así como en el campo del filtrado activo de potencia buscando el uso eficiente de la energía eléctrica y el mejoramiento de la calidad de la energía en los sistemas de distribución. A continuación se presenta una descripción general de estas dos líneas de investigación y la motivación final de la tesis.

### 1.1.1. Sistemas fotovoltaicos conectados a la red

Gran parte de la electricidad actualmente se produce a partir de recursos no renovables como el carbón, el gas natural, el petróleo y el uranio [3], los cuales son limitados y además son causantes de grandes emisiones de gases de efecto invernadero tales como el dióxido de carbono y el metano. La principal solución que ha surgido en los últimos años para reducir el uso de combustibles fósiles y de energía nuclear es la utilización de energías renovables [4]. Un ejemplo de este tipo de energía renovable está en los sistemas fotovoltaicos, los cuales son el tema de interés en este trabajo.

La energía solar fotovoltaica es en su mayoría una fuente limpia e inagotable [5, 6]. En los últimos cinco años la tecnología utilizada en los sistemas de generación fotovoltaica ha mejorado notablemente con respecto al rendimiento de las células fotovoltaicas y a la reducción de los costos (por un factor de cinco en módulos fotovoltaicos y un factor de 3 para los sistemas fotovoltaicos). Además, en los últimos 10 años la capacidad instalada acumulada en energía solar fotovoltaica ha tenido un crecimiento promedio de 49 % por año a nivel mundial, llegando a una capacidad total instalada global de más de 135 GW en el 2013 [7].

En términos generales, un sistema fotovoltaico (PVS, *Photovoltaic System*) conectado a la red es una cadena que permite captar la energía solar, convertirla en energía eléctrica y adecuarla en corriente alterna según las características de la red eléctrica tradicional. Para lograr este propósito, se utiliza un

sistema constituido por un conjunto de paneles fotovoltaicos en conexión serie-paralelo los cuales forman el generador, posiblemente un convertidor DC-DC utilizado para adecuar las señales de salida del generador [8], un elemento almacenador de energía (generalmente un condensador), un inversor de potencia, un filtro y/o un transformador de conexión a la red de distribución y un sistema de control [9–14]. Un ejemplo de un diagrama simplificado de un PVS de dos etapas se muestra en la Figura 1.1. Los bloques con fondo gris en esta figura corresponden al sistema de control, mientras que los bloques con fondo blanco corresponden al sistema de potencia. El punto al cual el PVS es conectado a la red es llamado punto de acoplamiento común (PCC, *Point of Common Coupling*).

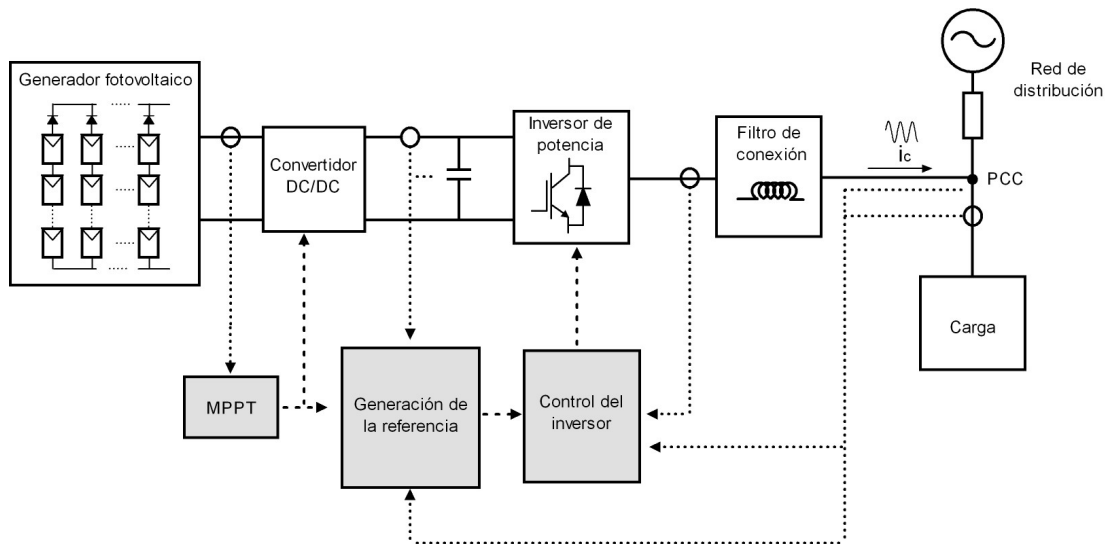


Figura 1.1: Diagrama simplificado de un sistema de generación fotovoltaica conectado a la red

Generalmente, el sistema de interconexión del generador fotovoltaico a la red tiene como objetivos [9, 10, 14]:

- Garantizar la máxima extracción de potencia activa del generador fotovoltaico.
- Entregar a la red de suministro la potencia activa generada por el sistema fotovoltaico mediante la inyección de corriente alterna con una adecuada calidad de la energía.

Para poder lograr los anteriores objetivos, el control del sistema de interconexión del generador fotovoltaico a la red de suministro generalmente es llevado a cabo por tres lazos, tal como se observa en la Figura 1.1:

- Seguidor del punto de máxima potencia (MPPT, *Maximum Power Point Tracking*).
- Generación de las señales de referencia

- Control del inversor de potencia

### 1.1.2. Calidad de la energía eléctrica y filtros activos de potencia

El término calidad de la energía eléctrica se refiere al “conjunto de características físicas de las señales de tensión y corriente, para un tiempo y lugar determinados, que tienen el propósito de satisfacer las necesidades del cliente” [15]. Por lo tanto, cualquier desviación de las señales de tensión y/o corriente con respecto a una forma de onda sinusoidal ideal, se puede considerar como una perturbación, las cuales afectan directamente la calidad de la energía eléctrica suministrada a los usuarios del sistema [2, 16]. En los últimos años se ha incrementado el interés por los problemas relacionados con la calidad de la energía eléctrica, por parte no solo de las empresas de distribución de energía, sino también por los usuarios finales del sistema. Este interés se debe principalmente a que una mala calidad de la energía puede traer consigo pérdidas técnicas y económicas para el sector eléctrico en general [17]. Una mala calidad conlleva a: un mal funcionamiento de los equipos conectados a la red de suministro, reducción del tiempo de vida y posibles daños en la integridad física de éstos, pérdidas de producción en las industrias y en las empresas, mayores costos en el servicio de electricidad, pérdidas en los sistemas de transmisión y distribución de energía. Lo anterior ha llevado a que sea de vital importancia el análisis, la monitorización y la solución de los problemas relacionados con la calidad de la energía eléctrica [2].

Diferentes organizaciones como la IEC (*International Electrotechnical Commission*) y el IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) han trabajado en la definición de los términos y normas relacionadas con la calidad de la energía eléctrica y en la clasificación de las perturbaciones, mediante la elaboración de diferentes estándares, entre los cuales se destacan el IEEE1159 [18], el IEEE519 [19] y toda la serie IEC6000. En general, estas perturbaciones se pueden clasificar según el estándar IEEE1159 en: transitorios tipo impulso y oscilatorios, variaciones de tensión de corta duración (huecos de tensión, sobretensiones e interrupciones), variaciones de tensión de larga duración, desequilibrio de tensión, distorsiones de la forma de onda (componente de continua, armónicos y muescas de tensión), fluctuaciones de tensión (parpadeo) y variaciones de frecuencia.

El rápido desarrollo de la tecnología de dispositivos semiconductores en los últimos años y la masiva utilización de equipos electrónicos, máquinas industriales, dispositivos de automatización y control, entre otros; han conllevado a un aumento considerable de las perturbaciones que afectan la calidad de la energía. Estas perturbaciones son causadas principalmente por: cargas no lineales, descargas atmosféricas, fallas en el sistema, energización de transformadores, conmutación de condensadores, cargas con bajo factor de potencia, energización de grandes cargas y motores de inducción, cargas monofásicas y trifásicas desbalanceadas y el uso de cargas variables no lineales tales como hornos de arco, entre otras [2].

Por ejemplo, las características no lineales de algunos elementos del sistema tales como computadores, rectificadores y UPSs (*Uninterruptible Power Suppliers*), producen distorsión armónica en las corrientes y tensiones del sistema de distribución, afectando de esta manera a los demás usuarios de la misma red. Por otro lado, cargas con bajo factor de potencia como motores de inducción y aires acondicionados demandan alta potencia reactiva, lo cual se traduce en un decremento de la eficiencia energética del sistema.

A manera de ejemplo, en la Figura 1.2 se presenta la forma de onda de una corriente distorsionada demandada por un puente rectificador trifásico con carga altamente inductiva. En este caso se dice que la carga es no lineal y genera componentes armónicas de corriente.

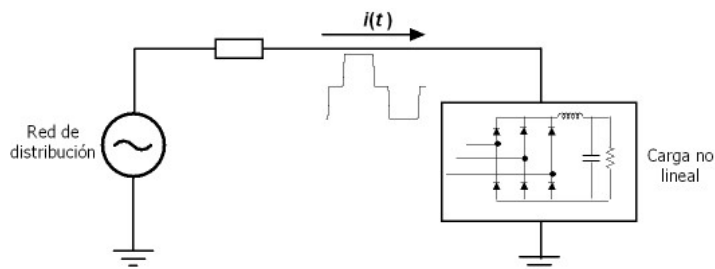


Figura 1.2: Ejemplo de corriente demandada por una carga no lineal

Con el fin de mitigar estos problemas relacionados con la calidad de la energía eléctrica se han desarrollado diferentes soluciones, entre las cuales se encuentran los filtros activos de potencia [20], tecnología de compensadores basada en electrónica de potencia utilizada en los sistemas de distribución para mejorar la calidad de la energía eléctrica.

En la Figura 1.3 se puede observar un esquema general de un filtro activo de potencia de conexión en paralelo, el cual consta de un elemento almacenador de energía DC, un inversor de potencia y un sistema de control [2, 21]. Los bloques con fondo gris en esta figura corresponden al sistema de control, mientras que los bloques con fondo blanco corresponden al sistema de potencia. El punto al cual el filtro activo es conectado a la red es llamado también PCC.

El principio de funcionamiento del filtro activo de conexión en paralelo consiste en inyectar unas corrientes al sistema, las cuales permitan compensar las perturbaciones de interés, como por ejemplo: corrección del factor de potencia, mitigación de corrientes distorsionadas y desequilibradas, compensación de huecos de tensión, entre otras. Para lograr este propósito el filtro cuenta con un sistema de control compuesto por tres lazos (ver Figura 1.3):

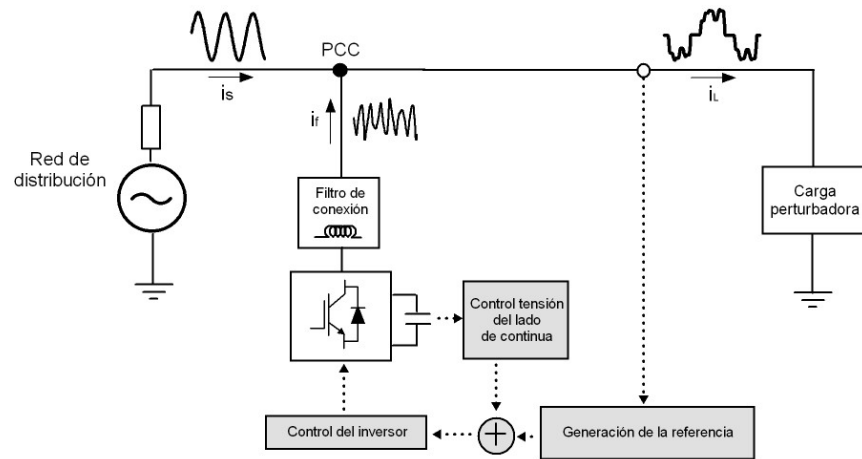


Figura 1.3: Esquema general de un filtro activo de conexión en paralelo

- Control de la tensión del lado de continua.
- Generación de las señales de referencia.
- Control del inversor de potencia

Un aspecto muy importante a tener en cuenta en el control del filtro es el hecho que el elemento almacenador de energía es generalmente un condensador, por lo que el filtro tiene intercambio nulo de potencia activa con la red, es decir, este dispositivo no puede ofrecer soporte de potencia activa y por lo tanto las corrientes inyectadas por el filtro deben demandar una potencia instantánea de valor medio igual a cero en estado estable con el fin de no perder la controlabilidad del dispositivo [2, 21].

### 1.1.3. Sistemas fotovoltaicos conectados a la red con nuevas funcionalidades

Comparando las dos tecnologías presentadas anteriormente (PVS conectados a la red y filtros activos de potencia de conexión en paralelo), se encuentran grandes similitudes en las estructuras y el control de estos dos sistemas. En cuanto a la estructura, los componentes comunes son el inversor de potencia, el condensador utilizado para el almacenamiento de energía y el filtro de conexión a la red. La principal diferencia radica en que el PVS contiene en el lado de continua el conjunto de paneles fotovoltaicos, lo que le permite entregar potencia activa a la red, función que no pueden realizar por si solos los filtros activos de potencia [2, 21].

En lo que respecta al sistema de control, los lazos encargados del control de la tensión del condensador del lado de continua y del control del inversor son en esencia los mismos para los dos sistemas. La diferencia se encuentra en el algoritmo MPPT requerido en el sistema fotovoltaico y en el lazo de generación

de las señales de referencia; lazo encargado específicamente de definir las componentes de potencia o las corrientes a inyectar por cada tipo de sistema a la red y por lo tanto, define la funcionalidad de cada uno de éstos. Por ejemplo, este lazo define las potencias activa y reactiva a intercambiar con el sistema de distribución para el caso del generador fotovoltaico; o las corrientes a inyectar para compensar diferentes tipos de perturbaciones en el caso de los filtros activos de potencia.

Partiendo de lo anterior, actualmente existe un creciente interés por la inclusión de nuevas y avanzadas funcionalidades de control a los PVS conectados a la red de distribución [22]. Por un lado, la incorporación de acciones de control para la compensación de perturbaciones eléctricas que afectan la calidad de la energía en los sistemas de distribución es un campo que se ha empezado a explorar en los últimos años. Estas funcionalidades pueden ser incluidas mediante un adecuado lazo de generación de las señales de referencia y control del inversor de potencia, sin la necesidad de incluir componentes adicionales [23,24].

Por otro lado, otros aspectos de gran interés son el desarrollo de estrategias de control enfocadas en la calidad de las señales eléctricas en los PVS ante perturbaciones en las tensiones de la red de distribución y la incorporación de funciones avanzadas ante la posible existencia de fallas en la red, como por ejemplo limitación de la respuesta transitoria del PVS o la inclusión de soporte de potencia reactiva ante huecos de tensión, entre otros [22, 25, 26].

En el caso de perturbaciones como desequilibrios y distorsiones armónicas en las señales de tensión en el PCC, éstas pueden llevar a los siguientes problemas cuando estas condiciones no se consideran en los lazos internos de control del PVS [22, 27]:

- Inyección de corrientes distorsionadas y desequilibradas a la red. La inyección de estas perturbaciones pueden conducir al no cumplimiento de los requerimientos de calidad de la energía especificados en los estándares de conexión de sistemas de energía renovables a la red, como por ejemplo el IEEE 929 [28] y el IEEE 1547 [29].
- Oscilaciones en la tensión del elemento almacenador de energía del lado de continua. Estas oscilaciones pueden producir rizos en la tensión del generador fotovoltaico lo cual resulta en pérdidas de eficiencia y reducción del tiempo de vida de los paneles solares.

De acuerdo a lo anterior, es de gran importancia e interés el desarrollo de algoritmos de control para los PVS que permitan la inclusión de este tipo de funcionalidades. En este sentido, esta tesis de investigación de doctorado está enfocada en el desarrollo de un sistema de generación fotovoltaica conectado a la red trifásica, el cual incorpore funciones de corrección de factor de potencia y compensación de corrientes de carga distorsionadas y desequilibradas bajo tensiones de suministro de energía no ideales (tensiones

distorsionadas y desequilibradas). En la Figura 1.4 se muestra un diagrama del sistema propuesto. Los bloques con fondo gris en esta figura corresponden al sistema de control, mientras que los bloques con fondo blanco corresponden al sistema de potencia.

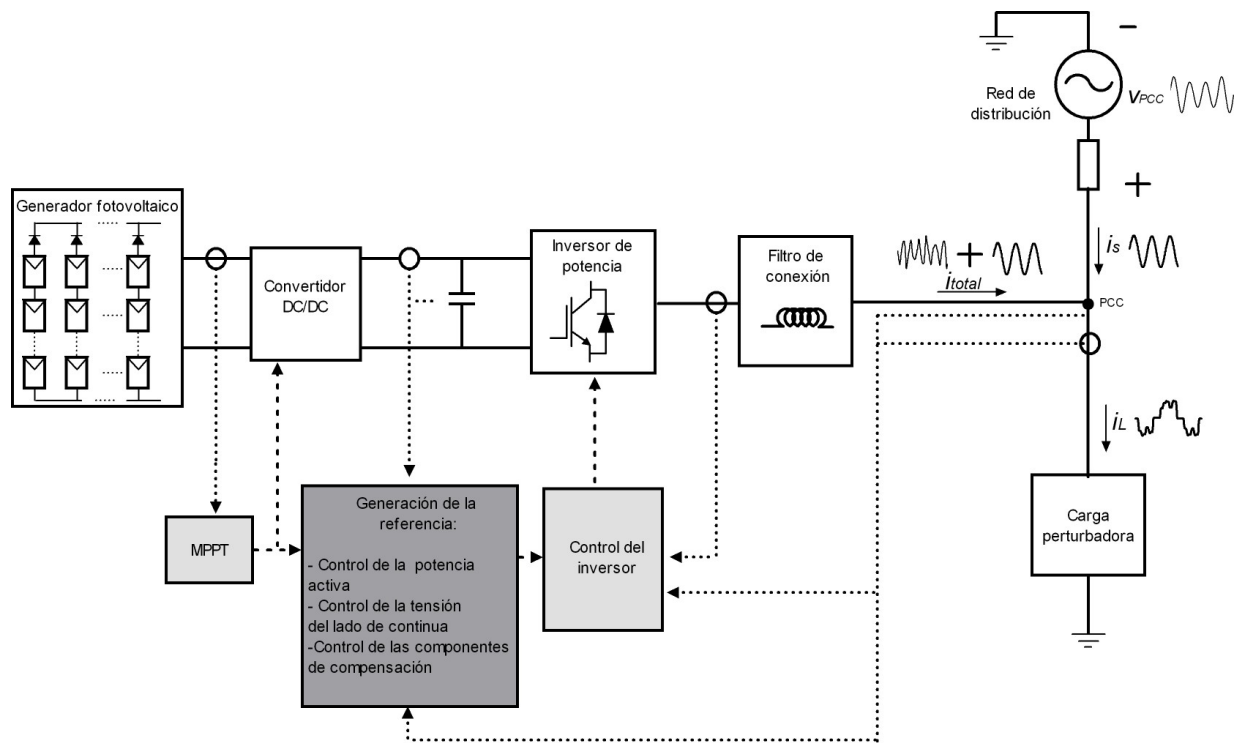


Figura 1.4: Ejemplo del PVS resultante al incorporar funciones de filtrado activo bajo tensiones no ideales en el PCC

Para lo anterior, la tesis se centra en el desarrollo del sistema de control del PVS. Este sistema está compuesto por tres lazos: MPPT, generador de las señales de referencia y control del inversor. Según se observa en la Figura 1.4, el principal aporte se concentra en el lazo de generación de las señales de referencia, en donde se debe controlar no solo la inyección de la potencia activa entregada por el generador fotovoltaico a la red, sino también las componentes requeridas para conseguir los objetivos de compensación bajo tensiones de la red no ideales. En este sentido, el sistema busca que la corriente resultante por la red de suministro sea puramente sinusoidal de secuencia positiva, a la frecuencia fundamental y en fase con la componente de secuencia positiva de la tensión en el PCC, a pesar de las condiciones de red distorsionadas y desequilibradas.

## 1.2. Finalidad y objetivos de la tesis

Esta tesis doctoral aborda el estudio de los sistemas de generación fotovoltaica conectados a la red cuando se incorporan funciones de filtrado activo de potencia bajo tensiones en el PCC no ideales. En este sentido, se plantea proponer nuevas estrategias de control que funcionen correctamente bajo condiciones no ideales en las tensiones del PCC, garanticen la máxima extracción de potencia del módulo fotovoltaico, controlen adecuadamente la potencia activa a inyectar por el sistema fotovoltaico a la red y permitan incorporar nuevas funciones de compensación de carga al sistema de generación fotovoltaica.

Por lo anterior, el objetivo principal del trabajo de investigación es el desarrollo del sistema de control de un generador fotovoltaico conectado a la red trifásica incorporando las funciones de corrección del factor de potencia de la carga y compensación de corrientes de carga distorsionadas y desequilibradas bajo tensiones de suministro de energía no ideales (tensiones distorsionadas y desequilibradas en el PCC).

Para ello, se proponen las siguientes tareas:

- Diseñar el sistema de interconexión de un generador fotovoltaico a la red eléctrica, el cual considere la utilización de un inversor de potencia y un convertidor DC-DC para adecuar las señales eléctricas de salida del generador fotovoltaico.
- Proponer un algoritmo que permita tanto controlar las potencias activa y reactiva a inyectar por el sistema fotovoltaico a la red, como corregir el factor de potencia de la carga y compensar corrientes de carga distorsionadas y desequilibradas bajo tensiones de suministro no ideales.
- Desarrollar un algoritmo para el control del convertidor DC-DC, el cual garantice la extracción de máxima potencia generada por el módulo fotovoltaico.
- Verificar el funcionamiento de los algoritmos desarrollados para el control del sistema de interconexión del generador fotovoltaico a la red, mediante la implementación de un prototipo experimental de baja potencia.

## 1.3. Contribuciones

Este trabajo de investigación de doctorado está enfocado en el desarrollo de un sistema de generación fotovoltaica conectado a la red trifásica, el cual incorpore funciones de corrección de factor de potencia y compensación de corrientes de carga distorsionadas y desequilibradas bajo tensiones de suministro de energía no ideales (tensiones distorsionadas y desequilibradas). Para lo anterior, la tesis se centra en el desarrollo del sistema de control compuesto por tres lazos: seguidor del punto de máxima potencia, generador de las señales de referencia y control del inversor. A continuación se introducen las principales

contribuciones realizadas en esta tesis doctoral en conjunto con los desarrollos previos encontrados en la literatura en las diferentes áreas donde se realizan las contribuciones.

La mayor contribución de esta tesis de doctorado se presenta en el lazo de generación de la corriente de referencia. La inclusión de funciones de filtrado activo de potencia a los sistemas fotovoltaicos conectados a la red puede ser lograda mediante un apropiado algoritmo de generación de la referencia. Una estrategia comúnmente utilizada para este propósito es la teoría de la potencia instantánea en las coordenadas  $\alpha\beta$  (teoría  $pq$ ) [30,31]. Esta teoría ha sido ampliamente aplicada en el campo del filtrado activo de potencia y múltiples artículos han reportado su uso en la inclusión de funcionalidades de compensación de carga a los sistemas fotovoltaicos trifásicos conectados a la red [23,32–37]. Sin embargo, la aplicación de esta teoría se realiza en las coordenadas  $\alpha\beta 0$  lo cual requiere la transformación de las señales desde las coordenadas  $abc$  a las coordenadas  $\alpha\beta 0$ . Otra estrategia comúnmente usada se basa en la utilización de filtros pasa bajas en las coordenadas  $dq0$  [13,38–40], la cual requiere la transformación de las señales desde las coordenadas  $abc$  a las coordenadas  $dq0$ .

Por su lado, estrategias basadas en la teoría de Fryze [41], las cuales trabajan directamente en las coordenadas  $abc$ , han sido aplicadas en el campo de los filtros activos de potencia en donde han presentado excelentes resultados [21,42–44]. Alternativamente, en [24] se presenta un nuevo algoritmo que considera el uso de un seguidor sinusoidal lineal mejorado (ILST algorithm) en las coordenadas  $abc$ , consiguiendo el mejoramiento de la calidad de la energía en los sistemas de distribución bajo tensiones de red ideales. En [45] se presenta otra propuesta basada en programación lineal, la cual permite incluir funciones de compensación de armónicos, desequilibrios y factor de potencia cuando las tensiones de la red presentan distorsiones.

Partiendo de lo anterior, esta tesis de doctorado propone un algoritmo de generación de las corrientes de referencia basado en las teorías de Fryze y Buchholz y en un algoritmo adaptativo, propuesto en esta tesis, basado en los filtros Butterworth y Kalman. El algoritmo de generación de la referencia propuesto trabaja directamente en las coordenadas  $abc$  y busca controlar la potencia activa a inyectar por el sistema fotovoltaico a la red, lograr los objetivos de compensación y mantener la controlabilidad del sistema bajo tensiones de suministro no ideales.

Por otro lado, el algoritmo adaptativo propuesto basado en los filtros Butterworth y Kalman es un punto clave en la generación de las corrientes de referencia. Este algoritmo se encarga de estimar la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de la red con el fin de sincronizar las señales de referencia con esta componente y garantizar la calidad de las corrientes resultantes en la red de distribución a pesar de la existencia de perturbaciones en las tensiones del PCC.

---

La importancia del algoritmo de sincronización radica en el hecho que cuando las tensiones en el PCC presentan perturbaciones como desequilibrios y distorsiones de tensión y estas condiciones no se consideran en el sistema de control, es posible que no se cumpla con los objetivos de compensación y que el sistema fotovoltaico inyecte corrientes armónicas desbalanceadas adicionales, las cuales impactan en la calidad de la energía causando pérdidas en el sistema de distribución. Entre las soluciones que se han propuesto para solucionar estos problemas es la inclusión de un sistema de sincronización el cual realice una estimación adecuada de las componentes de secuencia de la tensión en el PCC a la frecuencia fundamental, ante distorsiones y desbalances. Algunas de las técnicas usadas para este propósito son: detectores de cruce por cero [26], algoritmos de filtrado en las coordenadas  $\alpha\beta$  o  $dq0$  [26, 46, 47], técnicas basadas en lazos de seguimiento de fase (PLL, *Phase Locked Loop*) [46], algoritmos basados en filtros Notch [48–52], filtros resonantes [53], entre otros. Entre estas técnicas, el algoritmo SRF-PLL (*Synchronous Reference Frame-PLL*) el cual trabaja en el marco de referencia síncrono  $dq0$ , es uno de los métodos más ampliamente utilizado en sistemas trifásicos [26, 46, 47, 54]. Sin embargo, su estimación puede ser inadecuada bajo distorsiones y desequilibrios en las señales [22].

Actualmente las técnicas basadas en PLL son las más consideradas para la extracción del ángulo de fase de las tensiones en la red [26]. En la literatura se encuentran múltiples desarrollos entre los cuales se destacan: PLL mejorado (EPLL, *Enhanced PLL*) [46], PLL mejorado trifásico (3phEPLL) [22, 55], PLL en cuadratura (QPLL, *Quadrature PLL*) [47], SRF-PLL doblemente desacoplado (DDSRF-PLL) [56], PLL con filtrado previo [57], PLL con filtrado previo multivariable [58], PLL con integradores de segundo orden dual (DSOGI-PLL) [59], PLL con múltiples integradores de segundo orden [60], PLL con integradores de segundo orden incluyendo filtrado adaptativo [61], PLL con compensación de amplitud y doble frecuencia [62]. Los últimos desarrollos presentados en este campo, muestran un buen desempeño en la extracción de la componente de secuencia positiva y su correspondiente fase y amplitud, algunos en la extracción de componentes de secuencia, componentes armónicas específicas, entre otros parámetros, cuando operan bajo distorsiones, variaciones de frecuencia y desequilibrios en las tensiones de suministro. Sin embargo, en la mayoría de algoritmos basados en PLL, cuando la señal presenta distorsiones armónicas el ancho de banda del PLL debe ser reducido para mejorar la capacidad de estimación de los parámetros de la señal. Esta reducción causa un incremento en el tiempo de respuesta. En consecuencia, actualmente se sigue trabajando en el desarrollo de algoritmos de rápida respuesta, bajo costo computacional y buena capacidad de estimación de los parámetros de las señales bajo diferentes tipos de perturbaciones.

Otro algoritmo de sincronización utilizado en el campo del filtrado activo de potencia es el Filtro de Kalman Extendido (EKF) [63, 64]. Este filtro puede ser empleado para la estimación de la componente fundamental de secuencia positiva de tensiones desbalanceadas y distorsionadas. Tal como se presenta en [63], cada componente armónica presente en las señales de tensión de entrada, requiere de la adición

de dos estados al modelo del sistema empleado para el desarrollo del filtro de Kalman. En este sentido, el tiempo de ejecución del EKF puede ser elevado si un número considerable de armónicos son contemplados en el modelo. Para contrarrestar este problema, en [21] se propone un Filtro de Kalman Resonante. Este algoritmo incluye un filtro resonante adaptativo previo al EKF y un estado detector. El Filtro de Kalman Resonante permite reducir el número de estados del EKF a 6 y el tiempo de ejecución del algoritmo. Sin embargo, el Filtro de Kalman Resonante requiere de un estado detector (señal de control) para acelerar la respuesta transitoria del algoritmo y obtener simultáneamente un filtrado selectivo de la componente fundamental.

Partiendo de lo anterior, en esta tesis doctoral se modifica el Filtro de Kalman Resonante propuesto en [21]. En primera medida, el filtro resonante es cambiado por un filtro Butterworth de tercer orden el cual presenta mejores capacidades de filtrado para el mismo tiempo de respuesta. Al emplear el filtro Butterworth, el algoritmo propuesto no requiere del uso de un estado detector para acelerar la respuesta, por lo que el número de estados del EKF es reducido a 5. Por otro lado, la ecuación de medida considerada en el EKF también es modificada con el fin de eliminar el desfase introducido por el filtro Butterworth.

En lo que respecta al lazo de seguimiento del punto de máxima potencia, entre los algoritmos más comunes encontrados en la literatura se encuentran el método de Perturbación y Observación (P&O) [65–67], el método de la conductancia incremental [9, 65] y el método de la tensión constante. Aparte de los algoritmos mencionados anteriormente, existen otras propuestas entre las cuales se encuentran: algoritmos de seguimiento basados en la medición de una sola variable [68], algoritmos basados en lógica difusa [69], entre otros. En los últimos años se han propuesto diferentes modificaciones a la técnica P&O buscando mejorar su comportamiento bajo diferentes condiciones de operación del sistema fotovoltaico. Por un lado, con el fin de mejorar la respuesta dinámica ante cambios bruscos de irradiancia o temperatura y disminuir el gasto de energía debido a oscilaciones alrededor del punto de máxima potencia en estado estable, en [70] se propone el algoritmo P&O modificado con paso variable, el cual permite mejorar simultáneamente la velocidad y la eficiencia del MPPT. Otras modificaciones están relacionadas con la inclusión de funciones de protección de la carga del sistema fotovoltaico, en donde se incluye un control adicional al momento de llegar a los límites máximos de tensión y corriente soportados por la carga [71].

Sin embargo, cuando las tensiones en el PCC presentan perturbaciones como desequilibrios y distorsiones de tensión, o bajo la inclusión de funciones de filtrado activo a los sistemas fotovoltaicos, la tensión en el elemento almacenador de energía del lado de continua del inversor de potencia puede presentar oscilaciones no deseables principalmente al doble de la frecuencia de la red. Estas oscilaciones pueden generar rizados en las tensiones de los paneles fotovoltaicos comprometiendo la eficiencia del sistema y reduciendo el tiempo de vida de los paneles [72]. Para contrarrestar este problema, se han propuesto diferentes estra-

tegrías tales como: uso de filtros pasivos y activos, estructuras de control *feed-forward* [73], controladores repetitivos [74] y la adición de redes de compensación a la técnica P&O convencional [72].

Partiendo de lo anterior, en esta tesis de doctorado se propone un algoritmo basado en la técnica de Perturbación y Observación (P&O) de paso variable y en la adición de una red de compensación. El algoritmo propuesto busca reducir oscilaciones en la tensión de salida del generador fotovoltaico causadas por perturbaciones presentes en las tensiones de los condensadores del lado de continua del inversor de potencia, mejorar la respuesta dinámica mediante un paso de modificación variable y reducir posibles oscilaciones alrededor del punto de máxima potencia cuando éste es alcanzado.

Para evaluar el funcionamiento de los algoritmos de control propuestos se implementó un prototipo experimental de un sistema fotovoltaico conectado a la red con funciones de filtrado activo de potencia. Este prototipo sincroniza once subsistemas y permite verificar la operación del sistema fotovoltaico ante la inclusión de nuevas y avanzadas funcionalidades. El sistema implementado es un prototipo versátil de generación fotovoltaica que permite no solo proporcionar energía de una fuente limpia a la red, sino también mejorar la calidad de la energía y la eficiencia energética, incluso bajo tensiones no ideales en la red de suministro de energía.

## 1.4. Estructura del documento

Este documento se ha dividido en ocho capítulos, el primero de los cuales corresponde a esta introducción. A continuación, se realiza una breve descripción de los demás capítulos:

**Capítulo 2:** Se expone el principio de operación de un generador fotovoltaico conectado a la red, se describen la estructura del sistema y las principales tendencias con respecto a sus estrategias de control ante la inclusión de funciones de filtrado activo de potencia y tensiones de red no-ideales.

**Capítulo 3:** En este capítulo se presenta la etapa de conversión DC-DC, se describen los modelos a pequeña señal para los convertidores DC-DC en las topologías elevadora tradicional y SEPIC. Además, se presentan dos algoritmos clásicos utilizados para el seguimiento del punto de máxima potencia y se expone el algoritmo propuesto denominado técnica P&O de paso variable con red de compensación. El funcionamiento de los algoritmos MPPT es evaluado mediante simulaciones en PSIM.

**Capítulo 4:** En este capítulo se analiza la etapa de conversión DC-AC, se exponen los algoritmos de control de corriente y las estrategias de modulación del inversor de potencia. Además, se presenta un análisis comparativo del desempeño de las técnicas de control de corriente del inversor ante el seguimiento de corrientes de referencia típicas en sistemas fotovoltaicos con funciones de filtrado activo.

**Capítulo 5:** Se propone un nuevo algoritmo de control para el cálculo de las señales de referencia del PVS conectado a la red, el cual permite controlar la potencia activa inyectada a la red e incluir opciones de compensación de carga bajo tensiones de red distorsionadas y desequilibradas. Este algoritmo está fundamentado en las teorías de Fryze y Buchholz, y un algoritmo adaptativo propuesto basado en los filtros Butterworth y Kalman, el cual es utilizado para la estimación de la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de la red.

**Capítulo 6:** Se presentan resultados de simulación del sistema fotovoltaico conectado a la red bajo los algoritmos de control propuestos. Estas simulaciones permiten verificar el correcto funcionamiento de los algoritmos de control.

**Capítulo 7:** Se describe el prototipo experimental de un sistema fotovoltaico conectado a la red trifásica implementado para la verificación del comportamiento del sistema y de las estrategias de control propuestas. Además, se exponen los resultados experimentales del sistema bajo cargas reales y tensiones de suministro ideales y no ideales.

**Capítulo 8:** Se presentan las principales conclusiones y observaciones de este trabajo de investigación, se exponen algunos de los proyectos futuros que podrían dar continuación a esta investigación y finalmente se mencionan los proyectos de investigación, trabajos de grado dirigidos y publicaciones realizadas durante la ejecución de este trabajo.

Finalmente se incluyen las referencias bibliográficas utilizadas en este trabajo y los anexos.

---

## Sistemas fotovoltaicos conectados a la red

*En este capítulo se presenta el principio de operación de un sistema fotovoltaico conectado a la red de distribución de energía eléctrica. Se exponen los diferentes componentes del sistema, enfatizando principalmente en las estrategias de control del sistema de interconexión del generador a la red: estrategias para el seguimiento del punto de máxima potencia, generación de la señal de referencia y control del inversor de potencia. Además, se describen las principales tendencias en cuanto a la inclusión de funcionalidades tales como acciones de filtrado activo de potencia y control del sistema ante tensiones de red no-ideales.*

## 2.1. Generalidades sobre los sistemas fotovoltaicos conectados a la red

El efecto fotovoltaico fue reconocido por primera vez en 1839 por el físico francés Alexadre Edmond Becquerel. La tecnología solar fotovoltaica se entiende como la transformación directa de la energía del sol en energía eléctrica. Para tal propósito se utilizan células solares fotovoltaicas de material semiconductor (silicio en general) [4–6]. La combinación de células fotovoltaicas forman los conocidos módulos o paneles fotovoltaicos, cuya interconexión serie-paralelo forman el generador fotovoltaico [9,10].

El comportamiento de los generadores fotovoltaicos puede ser representado por medio de modelos eléctricos los cuales definen las curvas características corriente vs. tensión y potencia vs. tensión del generador [5,9]. En la Figura 2.1, se presenta un ejemplo de las curvas características típicas de un generador fotovoltaico para diferentes condiciones de irradiancia. En general, el generador se puede considerar como una fuente de potencia DC la cual varía con la irradiancia y la temperatura de operación del panel. Además, bajo condiciones de irradiancia y temperatura uniformes el generador presenta un único punto de potencia máxima (MPP, *Maximum Power Point*) [10].

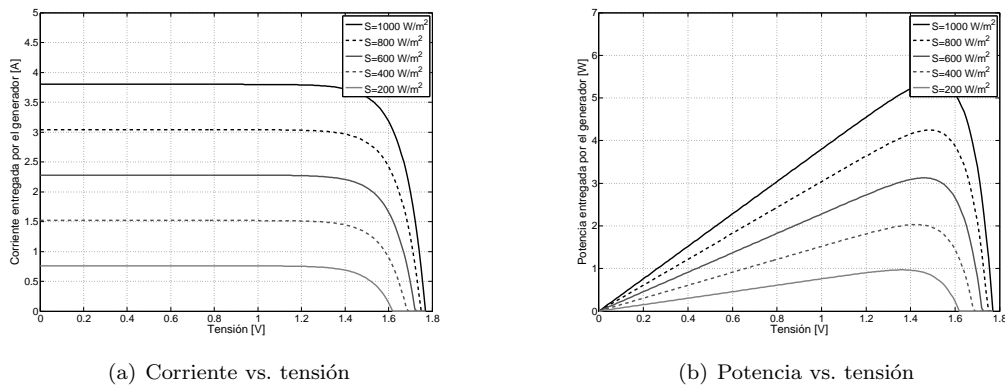


Figura 2.1: Ejemplo de la corriente y potencia entregada por el generador fotovoltaico en función de la tensión en los bordes del generador para diferentes valores de irradiancia

Tal como se presentó anteriormente, un sistema de generación fotovoltaica conectado a la red es una cadena que permite captar la energía solar, convertirla en energía eléctrica y adecuarla en corriente alterna según las características de la red eléctrica tradicional. Para lograr este propósito en una red de alterna, se utiliza un generador fotovoltaico, posiblemente un convertidor DC-DC, un elemento almacenador de energía (generalmente un condensador), un inversor de potencia, un filtro y/o un transformador de conexión a la red de distribución y un sistema de control [9–14], tal como se presentó en la Figura 1.1. Un ejemplo de un PVS de dos etapas (etapa DC-DC y etapa DC-AC) conectado a la red trifásica se presenta

en la Figura 2.2.

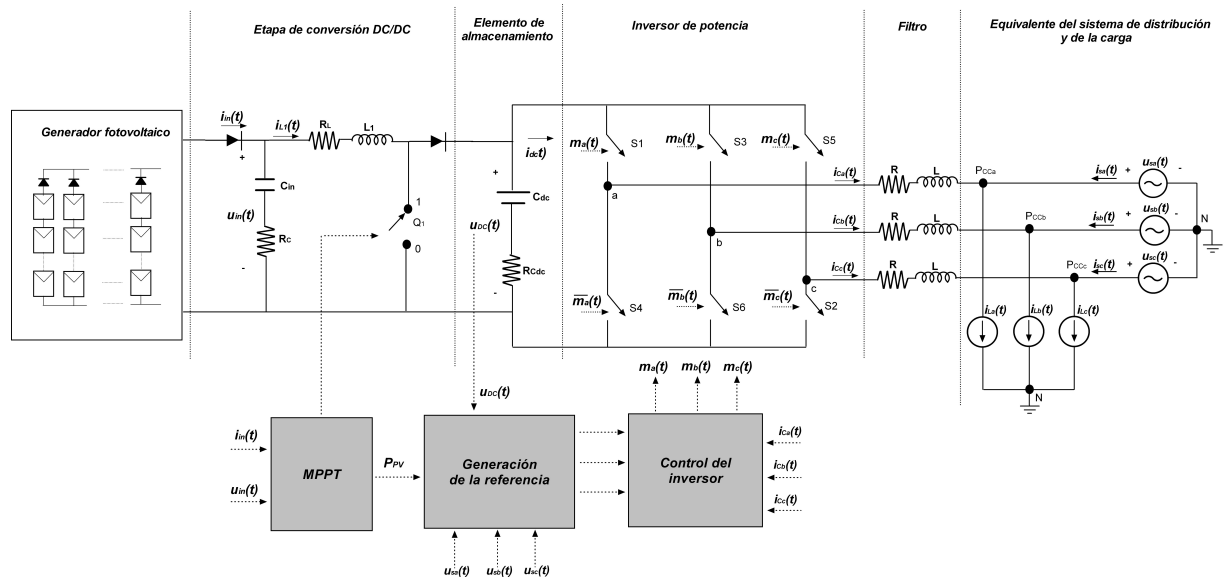


Figura 2.2: Ejemplo de un sistema de generación fotovoltaica conectado a la red

Los componentes del sistema de conexión del generador fotovoltaico a la red pueden variar dependiendo de la aplicación y de la arquitectura de conexión del generador. Por ejemplo, en algunos casos no es necesaria la utilización de la etapa de conversión DC-DC ya que el generador se diseña con un número de paneles fotovoltaicos en conexión serie suficientes para generar una tensión de salida en DC de un nivel adecuado para la aplicación, por lo que el generador se conecta directamente al elemento almacenador de energía y al inversor de potencia [9]. Por otro lado, en algunas ocasiones se requiere almacenar la energía generada para su posterior utilización en horas en las cuales no haya generación. En este caso se debe adicionar un sistema de almacenamiento (generalmente un conjunto de baterías con su respectivo regulador) [75, 76]. Sin embargo, en este trabajo no se consideró la utilización de baterías, este estudio se deja para trabajos futuros.

## 2.2. Arquitecturas de conexión

Las arquitecturas de conexión del generador a la red varían dependiendo de la forma de interconexión de los paneles y de los convertidores DC-DC y DC-AC utilizados. Entre las arquitecturas se encuentran [9, 10]:

- Arquitectura centralizada: en esta arquitectura la totalidad de los paneles son interconectados de forma serie-paralela (ver Figura 2.3(a)), formando un único generador fotovoltaico el cual se conecta

a una única etapa de convertidores de potencia. Esta arquitectura es sencilla y no muy costosa comparada con otras arquitecturas, ya que utiliza una sola etapa de conversión. Sin embargo, presenta algunas desventajas como poca flexibilidad y la posible pérdida del punto de máxima extracción de potencia de cada panel principalmente cuando se presentan condiciones de irradiancia no uniforme ante sombras parciales, entre otras [9].

- Arquitectura modular: en esta configuración los paneles no son interconectados entre sí, sino que se utiliza una etapa de conversión individual para cada panel (ver Figura 2.3(b)). De esta manera, se obtiene un gran nivel de modularidad, una alta fiabilidad y una gran flexibilidad, ya que es posible ejercer un control individual para cada panel fotovoltaico. Además, con un controlador adecuado, esta configuración permite garantizar la máxima extracción de potencia de los paneles. Sin embargo, entre sus desventajas está el costo debido a la utilización de tantos convertidores DC-DC e inversores como paneles.
- Arquitecturas mixtas: son arquitecturas intermedias entre las centralizadas y las modulares, con el fin de aprovechar las ventajas de cada una de estas configuraciones. Existen varias propuestas entre las cuales cabe citar las arquitecturas en rama (*string*), multirama (*multistring*), AC-serie y DC-serie.

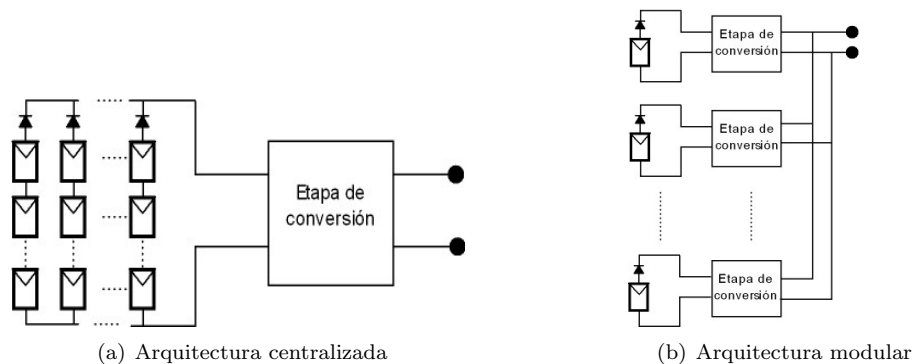


Figura 2.3: Ejemplos de arquitecturas de conexión

En esta tesis doctoral se considera una arquitectura centralizada en donde el generador fotovoltaico, compuesto por un conjunto de paneles en conexión serie-paralelo, es conectado a un único convertidor DC-DC.

### 2.3. Convertidores DC-DC

En PVS de dos etapas, los paneles solares son conectados a una etapa de conversión DC-DC encargada de realizar las siguientes funciones:

- Garantizar la operación del generador fotovoltaico en el punto de máxima potencia. Esta función es generalmente requerida en sistemas fotovoltaicos conectados a la red.
- Adecuar las señales de DC de tensión y corriente a la salida del generador a un nivel determinado según la aplicación.

Los convertidores DC-DC pueden ser clasificados según su función y si tienen o no la existencia de aislamiento galvánico en su configuración. A continuación se presentarán algunas de las topologías de convertidores DC-DC empleadas en PVS.

### 2.3.1. Convertidores DC-DC elevadores (*Boost converters*)

En aplicaciones en donde se presenta baja tensión de salida en el generador (principalmente en estructuras de conexión en paralelo o en sistemas pequeños de pocos paneles conectados en serie), se requiere la utilización de un convertidor DC-DC elevador de bajo costo y alta eficiencia. Entre los convertidores DC-DC elevadores utilizados para esta aplicación se encuentran [77]:

- Convertidor DC-DC elevador convencional, ver figura 2.4(a).
- Convertidor DC-DC elevador intercalado (*Interleaved boost converter*) y convertidor DC-DC elevador intercalado con inductor acoplado.
- Convertidores DC-DC elevadores multinivel. El más común de éstos es el convertidor de tres niveles.
- Convertidores de alta elevación DC-DC con inductores acoplados y/o con condensadores conmutados.

### 2.3.2. Convertidores DC-DC reductores-elevadores (*Buck-boost converters*)

Este tipo de convertidores son utilizados cuando se requiere tanto reducir como elevar la tensión a la salida del generador fotovoltaico. Entre las topologías más comunes se encuentran [78–81]:

- Convertidor DC-DC reductor-elevador convencional con único inductor, ver figura 2.4(b).
- Convertidor Cuk, convertidor SEPIC (*Single-Ended Primary-Inductor Converter*, ver figura 2.4(c)) y convertidor Zeta.
- Convertidor Flyback y convertidores DC-DC en puente completo (ver Figura 2.4(d)) y medio puente. Estos convertidores son utilizados en aplicaciones donde se requiere aislamiento galvánico.

En este trabajo se analizan dos tipos de topologías DC-DC, el convertidor DC-DC elevador convencional y el convertidor elevador-reductor en la configuración SEPIC.

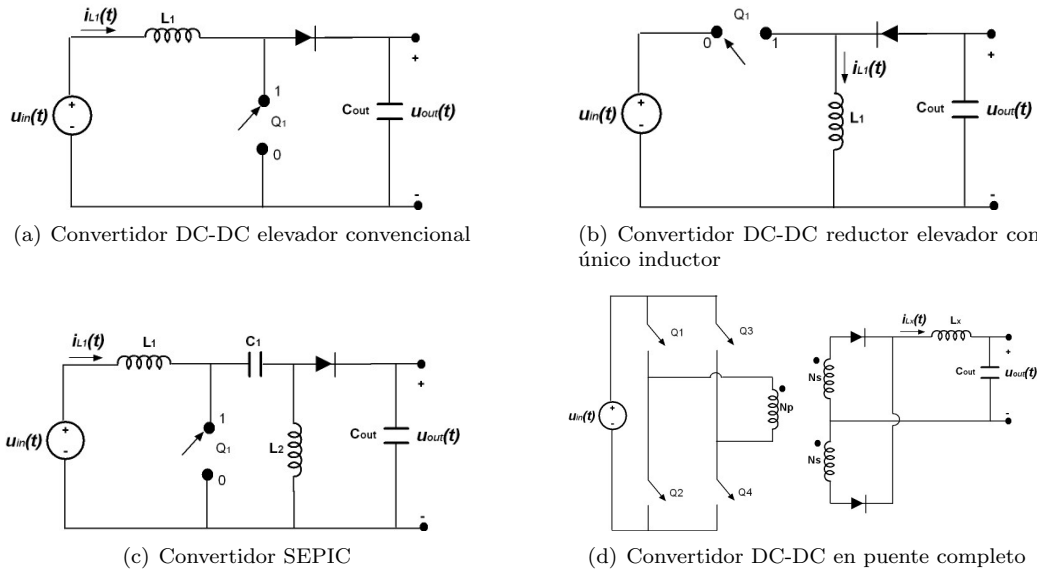


Figura 2.4: Convertidores DC-DC

## 2.4. Inversores de potencia

El inversor de potencia es el encargado de convertir las señales de DC en AC. Estos convertidores se conectan a la red por medio de un filtro el cual permite atenuar el rizado de alta frecuencia de las señales inyectadas, generado por la conmutación del inversor [21, 82, 83]. Este elemento puede ser también la reactancia de un transformador, en caso de que el convertidor se conecte a otro nivel de tensión o se requiera aislamiento entre el sistema de generación fotovoltaica y la red [9].

Los dispositivos semiconductores utilizados en el inversor son generalmente IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistors*) y GTOs (*Gate Turn Off Thyristors*). Actualmente, los IGBTs presentan menores pérdidas y pueden operar a mayores frecuencias que los GTOs. Sin embargo, los GTOs son utilizados para aplicaciones de alta potencia. Otros dispositivos que pueden ser utilizados son los MOSFETs (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors*). Éstos pueden operar más rápido que los IGBTs, pero su uso está limitado a aplicaciones de muy baja potencia [20, 82].

En general existen cuatro tipos de inversores de potencia: el inversor tipo fuente de tensión (VSC, *Voltage Source Converter*), el inversor tipo fuente de corriente (CSC, *Current Source Converter*) [82], el inversor tipo fuente Z (Z-source inverter) y el inversor tipo fuente Quasi-Z [84]. En los sistemas de conexión de generadores fotovoltaicos a la red se utilizan comúnmente los VSCs, en donde la señal de entrada corresponde a una fuente de tensión de DC [9]. En la Figura 2.5(a), se presenta un ejemplo de

un inversor tipo fuente de tensión. Sin embargo, los inversores tipo fuente Z y Quasi-Z han sido acogidos en los últimos años para este tipo de aplicaciones ya que permiten realizar tanto la función de conversión DC-AC, como la función de reducción-elevación en una sola etapa, entre otras ventajas. Un ejemplo de este tipo de convertidor se presenta en la Figura 2.5(b)

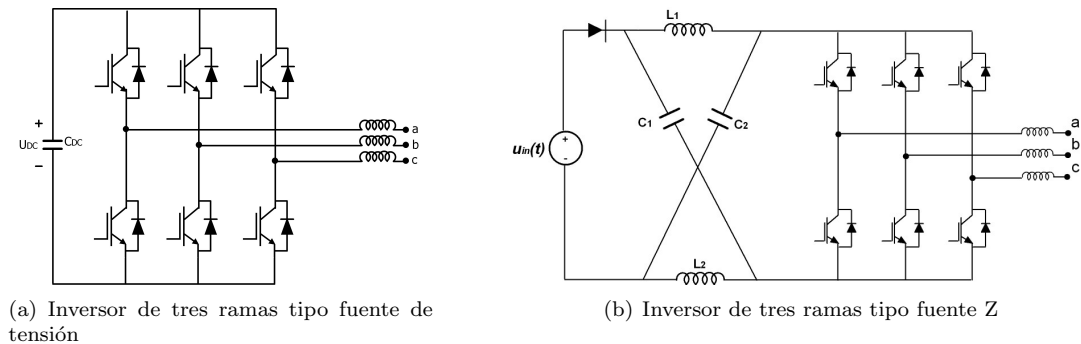


Figura 2.5: Tipos de inversores de potencia

La estructura del inversor de potencia puede ser clasificada según el número de fases y de hilos del sistema y el número de niveles [20, 82, 83].

### 2.4.1. Clasificación basada en el número de hilos del sistema

La estructura del convertidor depende del sistema de alimentación y/o de la carga al cual el sistema es conectado, por lo que se puede clasificar en: convertidor monofásico de dos hilos (de una y dos ramas) y convertidor trifásico de tres y cuatro hilos [2, 20, 21].

En aplicaciones trifásicas, la estructura del convertidor más utilizada se muestra en la Figura 2.5(a). Esta consiste de un inversor de tres ramas en puente completo [2, 21, 85]. También se encuentran los inversores de cuatro hilos, los cuales permiten la inyección de corrientes de secuencia cero y componentes de continua [2]. En este caso, se pueden considerar tres configuraciones del convertidor, las cuales se diferencian principalmente por la capacidad de potencia que pueden llegar a manejar [2, 20, 85]: Inversor de tres ramas con condensador repartido (ver Figura 2.6(a)), inversor de puente completo con cuatro ramas (ver Figura 2.6(b)), inversor con tres puentes completos monofásicos y cuatro hilos (ver Figura 2.6(c)).

### 2.4.2. Clasificación basada en el número de niveles del convertidor

Con el fin de mejorar la calidad de la onda de tensión o de corriente generada por el VSC, reducir la frecuencia de conmutación y a su vez las pérdidas por conmutación, en los últimos años se han empezado

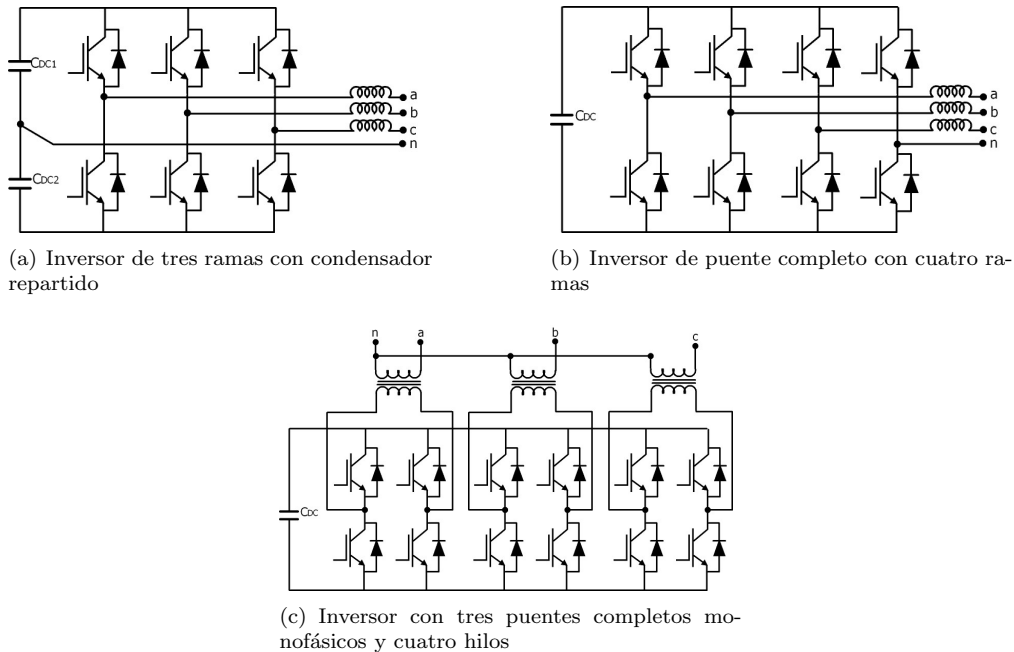


Figura 2.6: Inversores de cuatro hilos

a proponer nuevas topologías conocidas con el nombre de inversores multinivel. Los inversores multinivel permiten generar formas de tensión con múltiples niveles y con frecuencia, fase y amplitud variables y controlables. Un número mayor de niveles permite obtener una forma de onda de CA más cercana a una sinusoidal, aunque van acompañados de mayores costos económicos y medidas de protección y estrategias de control más complejas [21, 86–88].

Entre las topologías multinivel que se encuentran en la literatura están [87–89]:

- Convertidores con condensador repartido (NPC, *Neutral Point Clamped*): este tipo de convertidores están compuestos básicamente por dos o más VSC de dos niveles conectados uno sobre el otro con unas pequeñas modificaciones. A manera de ejemplo, en la Figura 2.7(a), se presenta un convertidor NPC monofásico de tres niveles. En este convertidor, cada interruptor de potencia debe bloquear solo la mitad de la tensión total del lado de continua, por lo tanto, con la misma tecnología de semiconductores la potencia nominal del convertidor puede ser doblada [88]. La topología NPC se puede extender para mayores potencias nominales adicionando interruptores de potencia y diodos de acople para permitir el bloqueo de tensiones mayores y obtener un mayor número de niveles a la salida. Sin embargo, al incrementar el número de niveles, incrementa el costo y la dificultad del sistema de control, lo que ha llevado a que en la industria solo se utilicen las topología NPC de tres niveles (3L-ANPC) y NPC de cinco niveles (5L-ANPC) [87–89].

- Convertidores con condensadores flotantes (FC, *Flying Capacitor*): esta topología es similar a la NPC, con la diferencia que los diodos de acople son reemplazados por condensadores flotantes. En la Figura 2.7(b), se presenta un ejemplo de un convertidor FC monofásico de tres niveles. Este tipo de convertidores presentan una estructura modular y pueden ser más fácilmente expandidos para conseguir niveles de tensión y potencias nominales mayores [88].
- Convertidores en puentes H en cascada (CHB, *Cascaded H-Bridge*): estas topologías están formadas por la conexión serie de dos o más inversores en puente H monofásicos. En este caso, un solo puente H monofásico sencillo es capaz de generar tres niveles de tensión diferentes. Cuando dos o más puentes H son conectados en serie, sus tensiones de salida pueden combinarse para formar diferentes niveles de salida, incrementando la tensión total y su potencia nominal [88].

Entre las nuevas topologías multinivel que actualmente han encontrado aplicación práctica se encuentra [87,89,90]: convertidor en puente H de cinco niveles y con condensador repartido (5L-HNPC), convertidor multinivel modular (MMC) y la matriz de convertidores en cascada (CMC). Aparte de todas estas topologías, en la actualidad se han propuesto nuevas topologías multinivel las cuales están actualmente en desarrollo y no han sido implementadas en aplicaciones prácticas [87].

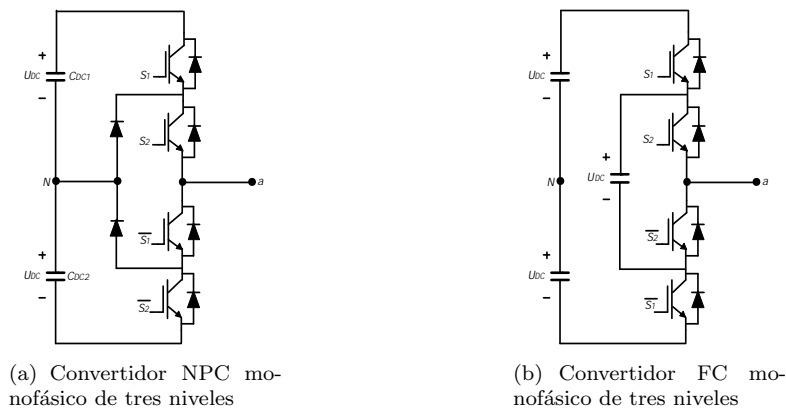


Figura 2.7: Ejemplos de topologías multinivel

Los convertidores multinivel son actualmente considerados como una de las soluciones industriales en sistemas de conversión de potencia para aplicaciones que demandan calidad de la energía y alta potencia. Entre las ventajas que ofrece esta tecnología de conversión están [87]:

- Mayor capacidad de operación de tensión y mayores potencias nominales
- Menores tensiones de modo común

- Reducción en los cambios repentinos de tensión
- Tensiones y corrientes con menores contenidos de armónicos
- Filtros de entrada y salida más pequeños
- Mayor eficiencia

Sumado a lo anterior, estos inversores multinivel pueden utilizarse fácilmente para generar una arquitectura modular de conexión de los paneles fotovoltaicos a la red [9, 10, 86, 91].

Las topologías consideradas en este trabajo para la conversión DC-AC corresponden al inversor trifásico de cuatro hilos con condensador repartido (NPC, *Neutral Point Clamped*) de dos y tres niveles.

## 2.5. Algoritmos de control

Generalmente el sistema de interconexión del generador fotovoltaico a la red tiene como objetivos [9, 10, 14]:

- Garantizar la máxima extracción de potencia activa del generador fotovoltaico.
- Entregar a la red de suministro la potencia activa generada por el sistema fotovoltaico mediante la inyección de corriente alterna.

En muchas de las propuestas y aplicaciones de los sistemas fotovoltaicos, sólo se controla la potencia activa inyectada a la red de suministro, por lo que la corriente inyectada por el inversor de potencia debe ser lo más sinusoidal posible a la frecuencia de operación de la red, presentar un bajo contenido de armónicos y operar a un factor de potencia dado. Por ejemplo, según el estándar 929 de la IEEE del año 2000 [28] se recomiendan las siguientes especificaciones:

- El sistema fotovoltaico debe operar en sincronismo con la red. El rango de operación para la frecuencia en sistemas fotovoltaicos pequeños (menores a 10 kW) debe estar entre 59,3 y 60,5 Hz.
- La distorsión armónica total de la corriente inyectada debe ser menor a 5 %.
- Los sistemas fotovoltaicos deben operar con un FP mayor a 0,85.

En otros casos también se considera el intercambio de potencia reactiva con la red eléctrica. Para lograr controlar el factor de potencia según unos requerimientos específicos de potencia reactiva, se deben realizar algunas modificaciones en el sistema de control del sistema de interconexión del generador fotovoltaico a la red, de tal forma que se controle el ángulo entre la tensión en el PCC y la corriente inyectada por el

inversor. Sin embargo, la corriente inyectada debe seguir siendo lo más sinusoidal posible a la frecuencia de operación de la red [9, 92].

Para poder lograr los anteriores objetivos, el control del sistema de interconexión del generador fotovoltaico a la red de suministro generalmente es llevado a cabo por tres lazos de control, tal como se observa en la Figura 1.1:

- Algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT, *Maximum Power Point Tracking*).
- Generación de las señales de referencia
- Control del inversor de potencia

### 2.5.1. Algoritmos para el seguimiento del punto de máxima potencia

Tal como se presentó en las figuras 2.1(a) y 2.1(b), los generadores fotovoltaicos presentan características no lineales de corriente vs. tensión y potencia vs. tensión, las cuales a su vez dependen de las condiciones de irradiancia y temperatura a las que se encuentra expuesto. Para un nivel determinado de irradiancia y de temperatura, el generador presenta un único punto global de potencia máxima. De esta manera, es de interés operar el generador en este punto con el fin de aprovechar al máximo la energía generada. Para este propósito se utilizan algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT, *Maximum Power Point Tracking*) [66].

Los MPPT tienen como función controlar los valores de tensión y corriente de operación del generador fotovoltaico de tal forma que se extraiga la máxima potencia [65, 66]. En el caso en que el sistema de interconexión cuente con un convertidor DC-DC, el MPPT actúa sobre el ciclo de trabajo de este convertidor. Sin embargo, si el sistema de interconexión no cuenta con este convertidor, el punto de máxima potencia se consigue controlando la tensión de operación del condensador a la entrada del inversor de potencia [9].

Existen varios algoritmos para realizar el seguimiento de máxima potencia. En la actualidad los más utilizados son: [9, 14, 65, 67, 93].

- Método de perturbación y observación (P&O): es el método más utilizado para el seguimiento de máxima potencia debido a su fácil implementación [9]. Consiste en perturbar o generar una pequeña variación de la tensión del generador y observar la variación que se obtiene en la potencia entregada. Si la potencia entregada incrementa, se continua variando la tensión del generador en esa misma dirección. En caso contrario, se varia en el dirección contraria. La desventaja del método es el hecho que se pueden producir oscilaciones alrededor del punto de máxima potencia y además puede presentar errores ante variaciones rápidas de irradiancia [65–67].

- Método de la conductancia incremental: este método se basa en el hecho que en el punto de máxima potencia la derivada de la potencia generada por el panel con respecto a la tensión del mismo es nula ( $dP/dV = 0$ ). Para encontrar este punto de operación, el algoritmo compara la llamada conductancia incremental ( $dI/dV$ ) con respecto a la relación instantánea entre la corriente y la tensión del panel ( $-I/V$ ) [94]. Entre las ventajas de este método se encuentra que ante cambios rápidos en las condiciones meteorológicas presenta un buen desempeño [9, 65].
- Método de la tensión constante: este método se basa en la suposición que la tensión del punto de máxima extracción de potencia cambia poco con la irradiancia, tal como se muestra en las figuras 2.1(a) y 2.1(b). El método plantea en primera instancia determinar la tensión de circuito abierto del generador. Posteriormente se calcula la tensión del punto de máxima extracción como una proporción de esta tensión de circuito abierto. El valor de la proporción se encuentra entre el rango de 73 % y 80 %, siendo el valor comúnmente usado el 76 %. Esta constante depende de la tecnología de fabricación del panel [66].

En los últimos años se han propuesto diferentes modificaciones a la técnica P&O buscando mejorar su comportamiento bajo diferentes condiciones de operación del sistema fotovoltaico. Por un lado, con el fin de mejorar la respuesta dinámica ante cambios bruscos de irradiancia o temperatura y disminuir el gasto de energía debido a oscilaciones alrededor del punto de máxima potencia en estado estable, en [70] se propone el algoritmo P&O modificado con paso variable, el cual permite mejorar simultáneamente la velocidad y la eficiencia del MPPT. Otras modificaciones están relacionadas con la inclusión de funciones de protección de la carga del sistema fotovoltaico, en donde se incluye un control adicional al momento de llegar a los límites máximos de tensión y corriente soportados por la carga [71].

Aparte de los algoritmos mencionados anteriormente, existen otras propuestas entre las cuales se encuentran: algoritmos de seguimiento basados en la medición de una sola variable [68], el algoritmo de perturbación y observación adaptativo [95], algoritmos basados en lógica difusa [69], entre otros. Sin embargo, estos algoritmos mencionados consideran condiciones uniformes de irradiancia y temperatura en el generador fotovoltaico.

Cuando las condiciones de irradiancia y temperatura no son uniformes en el arreglo de paneles debido principalmente a posibles sombras parciales, la forma característica de la curva de potencia-tensión puede presentar varios puntos máximos locales y un punto máximo global. En la Figura 2.8, se presenta un ejemplo de la curva potencia-tensión de un arreglo de 3 paneles solares conectados en serie bajo diferentes niveles de irradiancia y temperatura. En este caso, los algoritmos tradicionales pueden converger hacia un máximo local en estado estable y oscilar alrededor de este punto. Para contrarrestar esta limitación, en [96] y en [97] se proponen tres métodos basados en la técnica P&O para la búsqueda del máximo glo-

bal de potencia. Estas técnicas requieren de búsquedas previas mediante la aplicación de la técnica P&O tradicional en máximos locales antes de encontrar el máximo global de potencia

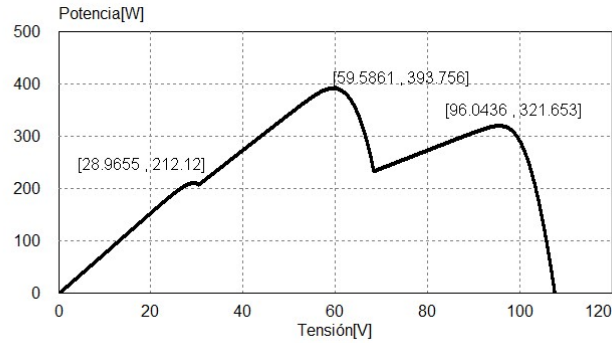


Figura 2.8: Curva característica potencia-tensión bajo sombras parciales en un arreglo de 3 paneles solares conectados en serie

Por otro lado, en sistemas fotovoltaicos monofásicos o en sistemas trifásicos cuando las tensiones en el PCC presentan perturbaciones como desequilibrios o distorsiones de tensión, la tensión en el elemento almacenador de energía (condensador  $C_{DC}$  en la Figura 2.2) puede presentar oscilaciones no deseables, principalmente al doble de la frecuencia de la red. Estas oscilaciones pueden generar rizos en las tensiones de los paneles fotovoltaicos comprometiendo la eficiencia del sistema y reduciendo el tiempo de vida de los paneles [72]. Para contrarrestar este problema, se han propuesto diferentes estrategias tales como: uso de filtros pasivos y activos, estructuras de control *feed-forward* [73], controladores repetitivos [74] y la adición de redes de compensación a la técnica P&O convencional [72].

En esta tesis de doctorado se propone un algoritmo basado en la técnica de Perturbación y Observación (P&O) de paso variable y en la adición de una red de compensación. El algoritmo propuesto busca reducir oscilaciones en la tensión de salida del generador fotovoltaico causadas por perturbaciones presentes en las tensiones de los condensadores del lado de continua del inversor de potencia, mejorar la respuesta dinámica mediante un paso de modificación variable y reducir posibles oscilaciones alrededor del punto de máxima potencia cuando éste es alcanzado.

### 2.5.2. Generación de las señales de referencia sin funciones de filtrado activo

Los algoritmos utilizados para la generación de las señales de referencia deben realizar las siguientes funciones:

- Control de la tensión del condensador del lado de continua del inversor.

- Control de las potencias activa y reactiva a inyectar al sistema.
- Sincronización de las corrientes inyectadas con las tensiones en el PCC.

De esta manera, a partir de la ejecución de estas tres funciones de control se generan las señales de referencia las cuales corresponden a las señales de corriente o a las potencias activa y reactiva que debe inyectar el inversor de potencia a la red eléctrica.

En concordancia con lo anterior, en la Figura 2.9 se presenta el esquema general utilizado para la generación de las señales de referencia. Este algoritmo está compuesto principalmente por tres bloques: control de la tensión del condensador del lado de continua, el generador de las señales de referencia de corriente o potencia y el bloque de sincronización. A continuación se exponen los algoritmos más relevantes encontrados para cada uno de los tres casos.

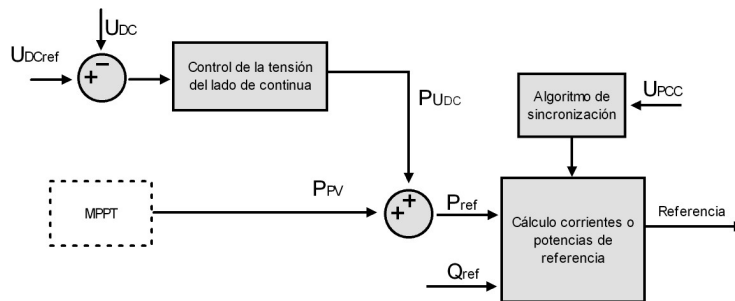


Figura 2.9: Esquema general del algoritmo de generación de las señales de referencia

### Control de la tensión del condensador del lado de continua

Con el fin de compensar las pérdidas inherentes debidas a la operación de los convertidores de potencia y mantener el nivel de tensión del condensador del lado de continua en un valor de referencia predeterminado se requiere un controlador. Así mismo, se debe garantizar que la tensión del lado de continua nunca sea menor que el valor pico de la tensión en el PCC, ya que de lo contrario se puede perder la controlabilidad del sistema.

En este caso es utilizado generalmente un controlador proporcional integral (PI) [9,92]. Este controlador es utilizado para calcular la potencia activa requerida para mantener la tensión del condensador en su valor de referencia. En la figura 2.10 se presenta un esquema de este controlador.

Cuando el lado de continua está compuesto por varios elementos almacenadores de energía, por ejemplo, en el caso de la topología correspondiente al inversor de tres ramas con condensador repartido o para

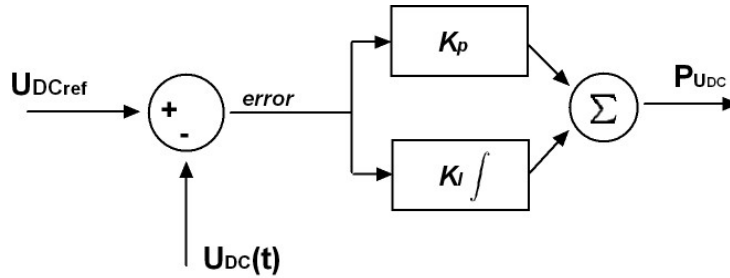


Figura 2.10: Control proporcional integral de la tensión del lado de continua

varias topologías multinivel como lo son las topologías NPC y 3L-ANPC [88], estas estrategias de control deben garantizar también el equilibrio en las tensiones del lado de continua con el fin de no perder la controlabilidad del dispositivo. Para esto, pueden ser empleados algoritmos basados en controladores PI los cuales tengan en cuenta el posible desequilibrio en estas señales [33,98,99]. Por otro lado, para el caso de la topología NPC se puede emplear la técnica basada en la selección entre vectores de estado redundantes, los cuales producen la misma tensión fase neutro al tener la misma posición en el plano  $\alpha - \beta$ , pero tienen diferentes efectos en la tensión del lado de continua [88]. Esta estrategia requiere la utilización de la modulación vectorial para el control del inversor, la cual se explicará más adelante. También se encuentran propuestas en donde se considera la inyección de un segundo armónico de corriente el cual satisfaga las limitaciones de los estándares de calidad de la energía y permita a su vez equilibrar las tensiones del lado de continua [100].

### Cálculo de la señal de referencia

#### *Caso 1 - Tensiones ideales en el PCC:*

Entre los algoritmos utilizados para realizar el cálculo de las señales de referencia cuando las señales de tensión en el PCC no presentan perturbaciones, se resaltan los siguientes:

- Cálculo de la referencia en las coordenadas  $dq0$ : Cuando se trabaja en los ejes  $dq0$ , la potencia activa de referencia ( $P_{ref}$ ) está directamente relacionada con la corriente a inyectar en el eje directo (eje  $d$ ), ya que ésta corresponde a la componente de corriente de potencia activa que está en fase con la tensión en el PCC ( $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$  y  $u_{sc}$ ). La consigna para la corriente en el eje en cuadratura (eje  $q$ ) se fija según la potencia reactiva que se quiere intercambiar con la red ( $Q_{ref}$ ). Para una correcta generación de la referencia, el ángulo de sincronización ( $\theta$ ) de las señales en las coordenadas  $dq0$  debe corresponder al de la tensión en el PCC y es determinado a partir de un algoritmo de sincronización. En la figura 2.11(a), se presenta un esquema del algoritmo en las coordenadas  $dq0$ . Las corrientes resultantes  $i_d$  e  $i_q$ , pueden ser luego transformadas a señales trifásicas en las coordenadas  $abc$  mediante las

---

transformaciones inversas de Park y Clark [92]. Sin embargo, si el control del inversor posteriormente se realiza directamente en las coordenadas  $dq0$ , esta transformación inversa no es necesaria [92].

- Control directo de potencia: Esta estrategia controla directamente la potencia activa y la potencia reactiva a intercambiar con la red. De esta manera, las señales de referencia son las potencias a intercambiar y se eliminan los lazos de control de la corriente inyectada por el inversor. La idea principal es integrar el control de la potencia y la modulación en uno solo, por medio de una tabla óptima la cual indica el vector de tensión de salida del convertidor y los respectivos pulsos de disparo [92, 101]. En la Figura 2.11(b), se presenta el algoritmo utilizado por este controlador. En este algoritmo, los errores correspondientes a la potencia activa ( $\Delta P$ ) y a la potencia reactiva ( $\Delta Q$ ) son la entrada a un comparador de histéresis. La salida de estos comparadores corresponde a las señales de error  $S_p$  y  $S_q$ . Además, se requiere determinar la fase ( $\theta$ ) de la tensión en el PCC, lo cual se realiza generalmente mediante un método de sincronización. Las señales de error  $S_p$  y  $S_q$  y la fase de la tensión son las entradas de la tabla de conmutación óptima la cual se utiliza para determinar el vector de tensión del convertidor y los pulsos correspondientes de conmutación del inversor [92, 101, 102]. La principal ventaja de esta estrategia es que integra en un solo lazo el control de la potencia activa y reactiva y la modulación del inversor, eliminando a su vez los lazos de control de la corriente inyectada. Sin embargo, su principal desventaja radica en que el vector de tensión resultante se aplica durante todo el tiempo del ciclo, por la ausencia del bloque modulador, por lo que tiene una dependencia directa del tiempo de ciclo del algoritmo [92]. Cabe resaltar que esta estrategia de control ya fue extendida para topologías multinivel con condensador partido de  $n$  niveles de tensión. [92, 103].
- Otras estrategias: Existen otros trabajos como el presentado en la referencia [9], el cual propone una control digital DSPWM (*Digital Sinusoidal Pulse Width Modulation*) utilizado para generar el ancho de los pulsos del convertidor considerando el desfase entre la tensión de salida del inversor y la tensión en el PCC, lo cual permite a su vez controlar la corriente de salida, el factor de potencia y la magnitud de la potencia tanto activa como reactiva entregada a la red.

#### *Caso 2 - Tensiones no ideales en el PCC:*

Los sistemas de distribución de energía eléctrica están sujetos a diferentes tipos de perturbaciones, las cuales pueden llegar a afectar las señales de tensión, corriente y potencia en los sistemas de generación fotovoltaica interconectados a la red. Aquellas perturbaciones relacionadas con las ondas de tensión han sido las de mayor interés para los sistemas fotovoltaicos [25, 104]. Entre estas perturbaciones, dos toman relevancia en esta tesis doctoral: los desequilibrios y las distorsiones en las tensiones en la red.

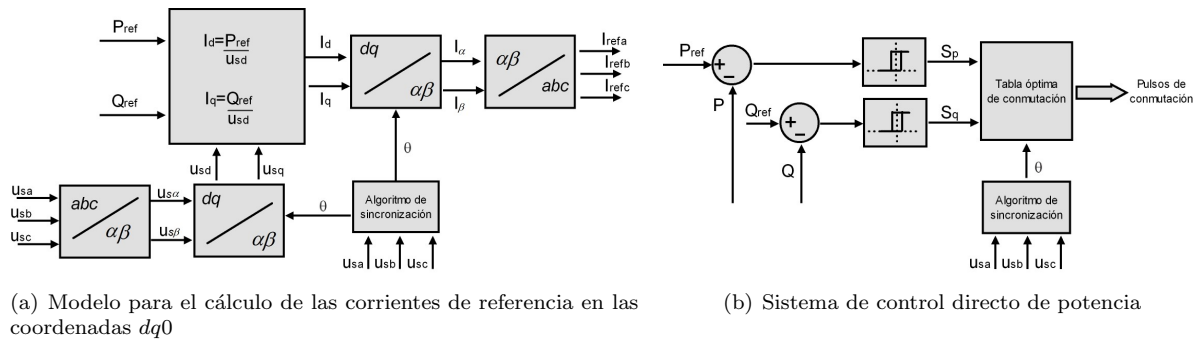


Figura 2.11: Esquemas de algoritmos para el cálculo de las señales de referencia

Por un lado, los desequilibrios son generados principalmente por la conexión de cargas monofásicas, sistemas de generación distribuida monofásicos y por la ocurrencia de fallas en el sistema de distribución, entre otros [105, 106]. Por su lado, las distorsiones en las ondas de tensión se presentan principalmente por cargas no lineales que producen armónicos en las corrientes en el sistema de distribución, los cuales a su vez conllevan a las distorsiones en las señales de tensión [2].

Cuando las tensiones en el PCC están desequilibradas y/o distorsionadas y éstas condiciones no se tienen en cuenta en los algoritmos de control del sistema de interconexión del generador fotovoltaico a la red, diferentes estudios en el campo muestran que se pueden presentar los siguientes problemas [27, 104, 107]:

- Tensiones desequilibradas y/o distorsionadas en el PCC producirán que el sistema fotovoltaico inyecte corrientes desequilibradas y/o distorsionadas [25], lo que puede impactar en la calidad de la energía del sistema de distribución y causar pérdidas adicionales.
- Se presentan oscilaciones en la potencia total instantánea entregada a la red, debido a la interacción entre las componentes armónicas y de secuencia de las tensiones en el PCC y las corrientes inyectadas [25, 104, 108].
- Las oscilaciones presentes en la potencia producen a su vez armónicos en la tensión del condensador del lado de continua [104, 109], principalmente un segundo armónico. Estos armónicos conllevan a la inyección de corrientes distorsionadas en la red (principalmente un tercer armónico) [106, 108].
- La presencia de oscilaciones en la tensión del lado de continua puede producir un rizado en las señales del generador fotovoltaico, el cual causa la desviación de la operación del generador fotovoltaico del punto de extracción de máxima potencia, disminuyendo la eficiencia del sistema [104, 110] y además puede disminuir el tiempo de vida de los paneles solares.

Para contrarrestar estos problemas, se han propuesto algunas modificaciones al sistema de generación de la referencia del sistema de interconexión del generador a la red, entre éstas se destacan:

- Control de secuencia positiva balanceada: En esta estrategia se busca sincronizar las corrientes inyectadas con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC, eliminando los desequilibrios y armónicos de las corrientes inyectadas. De esta manera, se consigue la inyección de corrientes balanceadas y con baja distorsión armónica. Sin embargo, a pesar de las mejoras en la calidad de las ondas inyectadas, se presentan aún oscilaciones en las potencias instantáneas intercambiadas con la red, debido a la interacción entre la corriente de secuencia positiva y las componentes armónicas y de secuencia de la tensión en el PCC. A su vez, se presenta aún rizado en la tensión del lado de continua [25,26]. Cabe resaltar que para la implementación de este algoritmo se requiere la extracción de la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC, para lo cual se debe utilizar un algoritmo de sincronización adecuado que permita tal función. Desarrollos encontrados en la literatura con respecto a estos algoritmos se presentan más adelante en esta misma sección [25].
- Control de potencia reactiva y activa instantánea: En esta estrategia se busca sincronizar las corrientes inyectadas con la tensión en el PCC. En este caso, el convertidor es controlado para emular una resistencia simétrica en las tres fases. Aunque esta estrategia lleva a la no inyección de potencia reactiva a la red, las corrientes inyectadas presentan desequilibrios y distorsiones armónicas debido a las perturbaciones en las tensiones de la red y a oscilaciones en las tensiones del lado de continua [25,26].
- Esquema del marco de referencia síncrono dual: Esta estrategia de control es empleada cuando existen desequilibrios en las tensiones del PCC. La estrategia trabaja en dos marcos de referencia síncronos (SRF, *Synchronous Reference Frame*), un SRF de secuencia positiva y un SRF de secuencia negativa. Se basa en la descomposición de las señales de potencia activa y reactiva intercambiadas con la red en los dos marcos de referencia, con el fin de determinar las corrientes a inyectar por el inversor requeridas para mantener las potencias constantes, es decir, eliminar los términos de potencia oscilatorios debidos al desequilibrio y garantizar a su vez una tensión en el lado de continua constante. Sin embargo, para lograr los anteriores objetivos, se requiere la inyección de corrientes de secuencia negativa. Por lo tanto, aunque esta estrategia permite eliminar los términos oscilatorios de la potencia intercambiada con la red, conlleva a la inyección de corrientes desequilibradas [111,112]. Cabe resaltar que en esta estrategia es necesaria la extracción de la fase de las componentes de secuencia positiva y negativa de la tensión en el PCC para poder lograr la transformación de las señales a los dos marcos de referencia síncrono. Por lo tanto, se requiere la utilización de algoritmos de sincronización adecuados para tal propósito.

- Control directo de potencia extendido: El control directo de potencia también puede ser extendido para trabajar con tensiones desequilibradas. En este caso, se presentan dos opciones [92, 109]. La primera opción consiste en mantener las referencias de potencias activa y reactiva constantes. En este caso las corrientes inyectadas estarán desequilibradas y distorsionadas, pero la tensión en el lado de continua permanece constante. La segunda opción es modificar las referencias de potencia activa y reactiva a intercambiar con la red con el fin de eliminar la secuencia inversa de las corrientes a inyectar. De esta manera, las corrientes a inyectar estarán equilibradas y con baja distorsión armónica, pero los términos de potencia comenzarán a oscilar y también se presentarán oscilaciones en la tensión del lado de continua.
- Otras estrategias de control: Aparte de las estrategias mencionadas anteriormente, en la literatura se encuentran otros desarrollos los cuales se basan también en la descomposición de las potencias activa y reactiva intercambiadas con la red. Algunas de estas estrategias trabajan en el marco de referencia *abc* [25, 105] y otras en el marco de referencia síncrono *dq0* [106, 108, 112, 113]. Sin embargo, todas ellas se basan en el mismo concepto de eliminar algunas componentes oscilatorias en las potencias a intercambiar con la red. Según las componentes a eliminar que se consideran en cada estrategia, se encuentran diferentes resultados con respecto a la calidad de las ondas de corriente inyectadas al sistema y a las características de la onda de tensión en el lado de continua [25, 26]. Sin embargo, a pesar de los desarrollos realizados hasta el momento en este campo, no se ha podido llegar a una estrategia que permita eliminar las componentes oscilatorias en las potencias y a su vez, garantizar la inyección a la red de señales de corriente equilibradas y sin distorsión armónica. Por un lado, es posible eliminar las oscilaciones en la potencia intercambiada con la red, pero las corrientes inyectadas estarán distorsionadas y desequilibradas. Por otro lado, si se mejora la calidad de las ondas a inyectar, las oscilaciones en la potencias estarán presentes [25].

Un aspecto relevante en los algoritmos mencionados es el hecho que la mayoría de estas estrategias requieren de algoritmos de sincronización que permitan la extracción de las componentes de secuencia positiva y/o negativa de las tensiones en el PCC, o de sus fases correspondientes [25].

Mas aún, en los últimos años se ha evidenciado un creciente interés por la operación de los PVS ante fallas en el sistema de suministro, campo en el cual se encuentran estudios y propuestas enfocadas principalmente en los siguientes aspectos: limitación de la respuesta transitoria de los PVS ante fallas en la red, estabilidad de la red eléctrica debido a la alta penetración de sistemas de generación renovable, soporte de potencia reactiva por parte del PVS ante huecos de tensión, entre otros. Para este tipo de funcionalidades, se utilizan controladores que requieren algoritmos de sincronización que operen de forma rápida y precisa ante fallas en el sistema de distribución [22].

Debido a lo anterior, los trabajos relacionados con tensiones en la red no ideales se han enfocado en gran parte en el desarrollo de algoritmos de sincronización, los cuales se presentan a continuación.

### **Algoritmos de sincronización**

Uno de los aspectos más importantes para el correcto funcionamiento de los sistemas fotovoltaicos interconectados a la red, es su sincronización con la red de suministro. Para este propósito son utilizados algoritmos de sincronización. Estos algoritmos deben tener la capacidad de extraer la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC o sus principales parámetros como fase, amplitud y frecuencia. Además, para algunos algoritmos de generación de la referencia también se requiere la extracción de la componente de secuencia negativa.

Entre las características que debe ofrecer el algoritmo de sincronización se resaltan las siguientes [46,47].

- Seguimiento de la fase y posibles variaciones de frecuencia de la señal de la red.
- Rechazar armónicos y otros tipos de perturbaciones de las señales de la red.
- Capacidad de extracción de los parámetros o componentes de las señales.
- Rapidez de respuesta del algoritmo.
- Facilidad y bajo costo de su implementación.

Actualmente, la rapidez de respuesta del algoritmo de sincronización es un tema de gran relevancia debido a la inclusión de nuevas funcionalidades en los PVS durante fallas en la red de suministro. En este tipo de aplicaciones se requieren tiempos de respuesta menores hasta de dos ciclos de la señal fundamental de tensión de la red [22].

Entre los desarrollos propuestos hasta el momento en este campo se destacan los descritos a continuación:

- Detector de cruce por cero: Este método determina la fase de la tensión en el PCC según el cruce por cero de esta señal. Es uno de los métodos más sencillos de implementar. Sin embargo, los puntos de cruce por cero sólo pueden ser detectados en cada medio ciclo de la frecuencia de la red, por lo que la dinámica de control se ve perjudicada. Además, presentan un bajo desempeño cuando las tensiones presentan variaciones como armónicos y muescas [26].
- Algoritmos de filtrado: Estos algoritmos se basan en realizar un filtrado de las señales de tensión en los marcos de referencia  $\alpha\beta 0$  o  $dq\theta$ . En la figura 2.12 se presenta un ejemplo de este tipo de

algoritmo en el marco  $\alpha\beta 0$ . Para el proceso de filtrado, se pueden utilizar filtros pasa bajas, filtros notch, filtros basados en vector espacial, filtros pasa-banda resonantes, entre otros. Trabajar en el marco de referencia  $dq0$  presenta la ventaja que las señales a filtrar son componentes de continua por lo que el diseño de los filtros es más sencillo, sin embargo se requieren más cálculos numéricos para realizar la transformación [26, 46, 47]. Una desventaja de estos algoritmos es el hecho que los filtros pueden causar retardos inaceptables al detectar la fase de las señales de tensión. Generalmente, se debe escoger entre la robustez del filtro y la rapidez de respuesta, ya que al mejorar la calidad del filtrado resulta en menor distorsión de la fase estimada, pero conduce a tasas de convergencia lentas. Además, estos algoritmos no han presentado muy buenos resultados en caso de desviaciones de la frecuencia de la red y de desequilibrios en las tensiones [46, 47].

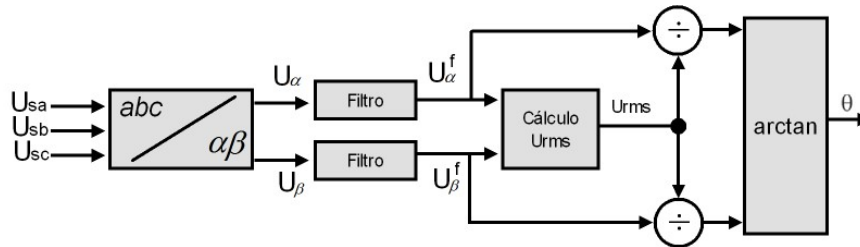


Figura 2.12: Algoritmo de filtrado en las coordenadas  $\alpha\beta$

- Lazos de seguimiento de fase (PLL, *Phase Locked Loop*): La estrategia convencional de estos algoritmos se basa en estimar la diferencia entre el ángulo de fase de la señal de entrada y el ángulo de fase de la señal de salida generada, con el fin de llevar esta diferencia a cero por medio de un lazo de control. El esquema general de un PLL monofásico se presenta en la Figura 2.13(a). En este caso, la diferencia de las fases de las señales de entrada y salida es medida usando un detector de fase (PD, *Phase Detector*). Posteriormente, el error es pasado por un lazo de filtrado (LF, *Loop Filter*), cuya salida es la entrada a un oscilador controlado de tensión (VCO, *Voltage Controlled Oscillator*), el cual genera la señal de salida. Existen varias propuestas de algoritmos basados en PLL, las cuales se basan principalmente en cambiar los bloques PD y/o LF [46].

Para aplicaciones de generación fotovoltaica, generalmente los PLL son implementados en el marco de referencia síncrono  $dq0$ , tal como se presenta en la Figura 2.13(b) y se conocen como SRF-PLL (*Synchronous Reference Frame-PLL*). Este algoritmo consiste de dos partes principales, el módulo de transformación y el controlador PLL. En este controlador, el seguimiento es realizado colocando la referencia  $U_d^*$  a cero y controlando el error entre  $U_d$  y  $U_d^*$  mediante un regulador generalmente PI. La salida del PI sumada a la frecuencia inicial ( $\omega_{ff}$ ), es la frecuencia de la red. Posteriormente, la

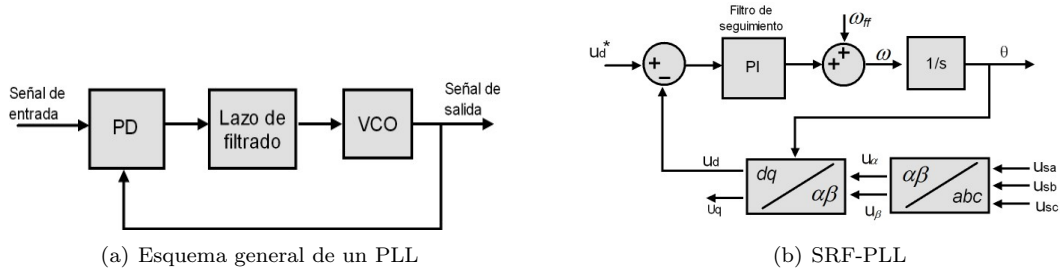


Figura 2.13: Lazos de seguimiento de fase

frecuencia es integrada para obtener la fase de la tensión en el PCC, la cual es retroalimentada al módulo de transformación. Además, la frecuencia instantánea ( $\omega$ ) y la amplitud ( $U_q$ ) también son determinadas. El ajuste de las constantes proporcional e integral del PI es crucial para el correcto funcionamiento del PLL. Sin embargo, con un buen ajuste y bajo condiciones ideales de las tensiones de suministro, este algoritmo presenta una rápida y precisa detección del ángulo de fase y de la amplitud de la tensión [26, 46, 47, 54]. El SRF-PLL es el método más extendido en sistemas trifásicos, sin embargo, su estimación puede ser inadecuada bajo distorsiones y desequilibrios en las señales [22].

Actualmente las técnicas basadas en PLL son las más consideradas para la extracción del ángulo de fase de las tensiones en la red [26]. En la literatura se encuentran múltiples desarrollos, los cuales varían según el bloque de filtrado, el oscilador controlado de tensión, el detector de fase (ver Figura 2.13(a)) y la posible utilización de filtros adicionales o algoritmos de compensación de frecuencia y amplitud, entre otros [114]. Entre los algoritmos basados en PLL encontrados en la literatura se destacan: PLL mejorado (EPLL, *Enhanced PLL*) [46], PLL mejorado trifásico (3phEPLL) [22, 55], PLL en cuadratura (QPLL, *Quadrature PLL*) [47], SRF-PLL doblemente desacoplado (DDSRF-PLL) [56], PLL con filtrado previo [57], PLL con filtrado previo multivariable [58], PLL con integradores de segundo orden dual (DSOGI-PLL) [59], PLL con múltiples integradores de segundo orden [60], PLL con integradores de segundo orden incluyendo filtrado adaptativo [61], PLL con compensación de amplitud y doble frecuencia [62]. Los últimos desarrollos presentados en este campo, muestran un buen desempeño en la extracción de la componente de secuencia positiva y su correspondiente fase y amplitud, algunos en la extracción de componentes de secuencia, componentes armónicas específicas, entre otros parámetros, cuando operan bajo distorsiones, variaciones de frecuencia y desequilibrios en las tensiones de suministro. Sin embargo, en la mayoría de algoritmos basados en PLL, cuando la señal presenta distorsiones armónicas el ancho de banda del PLL debe ser reducido para mejorar la capacidad de estimación de los parámetros de la señal. Esta reducción causa un incremento en el tiempo de respuesta. En consecuencia, actualmente se sigue trabajando en el desarrollo de algoritmos

de rápida respuesta, bajo costo computacional y buena capacidad de estimación de los parámetros de las señales bajo diferentes tipos de perturbaciones.

- Algoritmos basados en filtros Notch: Algunos algoritmos se basan en la utilización de filtros notch y filtros notch adaptativos [48–52] para efectuar funciones de: estimación de la frecuencia del sistema, estimación de fase, extracción selectiva de armónicos, estimación de componentes de secuencia, entre otras. La principal ventaja de los filtros notch frente a las técnicas basada en PLL es que no requieren del bloque VCO. Sin embargo, para conseguir una buena extracción de los parámetros en presencia de armónicos de baja frecuencia, se requiere una disminución de la velocidad de respuesta, igual que para los métodos presentados anteriormente [46, 47].
- Filtrado adaptativo: Otras técnicas que pueden ser utilizadas para la extracción de parámetros de las señales eléctricas es el filtrado adaptativo. En los últimos años se ha empezado a explorar la utilización de estos filtros en aplicaciones de sincronización de generadores fotovoltaicos interconectados a la red. En [107], se presenta un algoritmo basado en la técnica de mínimos cuadrados promedio (LMS, *Least Mean Squares*), el cual se aplica para la extracción de la componente de secuencia positiva de la tensión en el PCC bajo distorsiones y variaciones de frecuencia. Existen otros algoritmos adaptativos como el filtro de Kalman y el filtro de mínimos cuadrados recursivo (RLS, *Recursive Least Squares*) [63, 64], cuya utilización puede ser explorada para este tipo de aplicación. Por ejemplo, en [21], se analiza la utilización del filtro de Kalman y del filtro de Kalman resonante para la extracción de la componente de secuencia positiva de señales distorsionadas y desequilibradas, para aplicaciones de filtrado activo de potencia. Estos algoritmos suelen presentar respuestas rápidas [63].
- Otras estrategias: en la literatura se encuentran otras estrategias como filtros resonantes [53], algoritmo de detección rápida de fase-cero [115], controladores resonantes adaptativos [116], entre otros.

### 2.5.3. Control del inversor de potencia

La finalidad de estas estrategias de control es el cálculo de las señales de conmutación de los dispositivos semiconductores del convertidor de potencia, con el fin de que las señales generadas por éste, sigan con el menor error posible las señales de referencia deseadas, tal como se muestra en la Figura 2.14 [117, 118].

Las estrategias empleadas para controlar el convertidor de potencia se pueden clasificar en general en dos tipos: técnicas de control de lazo abierto y técnicas de control de lazo cerrado [2, 21, 119]. Sin embargo, en la mayoría de las aplicaciones se utilizan generalmente técnicas de control de lazo cerrado con el fin de obtener un correcto seguimiento de la señal de referencia [9, 92].

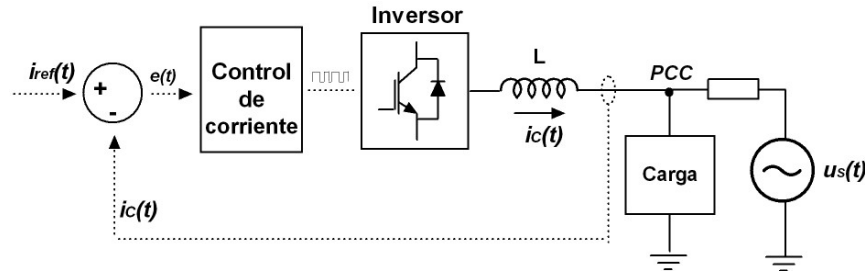


Figura 2.14: Esquema del lazo de control del inversor de potencia

### Estrategias de control de lazo abierto

Las estrategias de control de lazo abierto tienen como objetivo calcular los pulsos de conmutación de los interruptores de potencia del inversor de potencia de tal manera que la tensión a la salida del inversor siga una señal de referencia de tensión determinada. Entre las técnicas más utilizadas para este propósito se encuentran la modulación por ancho de pulso (PWM, *Pulse Width Modulation*) y la modulación vectorial (SVM, *Space Vector Modulation*):

- Modulación por ancho de pulso: Esta técnica controla el ancho de los pulsos de disparo de los interruptores buscando que el valor medio de la señal generada en cada periodo de conmutación sea igual que el de la señal de referencia en ese mismo periodo. Para calcular el ancho de los pulsos se puede emplear el método basado en la onda portadora (SPWM, *carrier-based sinusoidal PWM*), mediante el cual se compara la señal de referencia (señal moduladora) con una portadora triangular [10, 120].
- Modulación vectorial: Esta estrategia de modulación se basa en la determinación de los tiempos de conmutación de los interruptores de potencia según un conjunto de vectores o posibles estados de conmutación del inversor de potencia. Partiendo de los estados, se calculan de forma directa los ciclos de trabajo de cada uno de estos vectores con el fin de conseguir la referencia deseada en cada periodo de conmutación [87, 92]. La base matemática de esta técnica de modulación se desarrolla en el marco de referencia  $\alpha\beta 0$ . Entre sus beneficios está la identificación explícita de la localización de los pulsos de conmutación de los interruptores y la posible mejora en la calidad de la onda con respecto a la reducción en la distorsión armónica total (THD, *Total Harmonic Distortion*) en la señal sintetizada a la salida del inversor. Además, esta técnica permite optimizar las secuencias de conmutación de los interruptores de potencia [87, 120].

En los últimos años se han desarrollado nuevas estrategias de modulación debido al creciente desarrollo de topologías multinivel. Estos esquemas de modulación buscan generar una forma de onda con múltiples niveles, que se aproxime mejor a una señal de referencia arbitraria, mejorando la calidad de la onda y

---

minimizando la frecuencia de conmutación.

Dos estrategias que han sido ampliamente utilizadas en convertidores multinivel son: PWM con desplazamiento de nivel (LS-PWM, Level-shifted PWM) y PWM con desplazamiento de fase (PS-PWM, Phase-shifted PWM) [10, 88]. Estas estrategias son modificaciones de la estrategia de modulación SPWM. La estrategia LS-PWM es utilizada en convertidores NPC. Por su lado, la estrategia PS-PWM es utilizada para los convertidores multicelda CHB y FC. Estas estrategias determinan la forma de la señal portadora utilizada para cada una de las ramas o celdas del convertidor. De esta manera, logran conseguir la forma de onda escalonada deseada a la salida del convertidor [10, 87, 88, 121].

Aparte de estas dos estrategias, existen varios trabajos desarrollados en este campo. Sin embargo, estas nuevas estrategias no son dominantes en convertidores comerciales debido principalmente a su complejidad [87]. Entre estas estrategias se encuentran:

- Eliminación selectiva de armónicos (SHE, *Selective Harmonic Elimination*): En este método los ángulos de conmutación de los interruptores de potencia se calculan fuera de línea utilizando la serie de Fourier asumiendo tensiones en estado estable. Una de sus ventajas es que permite eliminar generalmente armónicos de bajo orden y reduce las conmutaciones por ciclo de los interruptores de potencia. Sin embargo, no es muy útil para aplicaciones en donde se requiere el cálculo de señales referencia variables [87, 88, 122]
- Métodos basados en modulación vectorial: Los convertidores multinivel generalmente tienen un mayor número de estados de conmutación que los convertidores de dos niveles. Entre sus principales características se encuentran: un mayor número de niveles de tensión, más vectores de tensión de modo común cero, exceso de vectores de estado, entre otros. Estos parámetros generalmente no son explotados al utilizar las técnicas clásicas de modulación basadas en SPWM [87]. Por su lado, la modulación vectorial permite aprovechar estas características y ha sido extendida y generalizada para convertidores multinivel de n-niveles usando algoritmos 2D y 3D [123–126].
- Otras estrategias: En los últimos años se han desarrollado otras técnicas como lo son: la mitigación selectiva de armónicos (SHM, *Selective Harmonic Mitigation*) [127] y la técnica PWM óptima de sincronización [128]. Estas estrategias requieren de la realización de cálculos fuera de línea como la estrategia SHE, por lo que presentan sus mismas desventajas. Además, se desarrolló un método SHE basado en control predictivo, el cual también se ejecuta fuera de línea pero considera la amplitud de cada armónico en tiempo real mediante la utilización de la transformada deslizante discreta de Fourier, lo cual mejora la operación del algoritmo bajo condiciones dinámicas del sistema [129].

En general, las diferentes contribuciones que se han realizado en los últimos años en estrategias de modulación para topologías multinivel buscan: reducir la frecuencia de conmutación, disminuir el costo computacional, eliminar o reducir la tensión de modo común, disminuir la THD, operar en sistemas desequilibrados y balancear la tensión de los condensadores del lado de DC, entre otras [87].

### **Estrategias de control de lazo cerrado**

El principio de operación de las estrategias de control de lazo cerrado se basa en la obtención de una señal de actuación, generada a partir de la señal de error correspondiente a la diferencia entre la señal de referencia y la señal real inyectada por el inversor. En general, los controladores de lazo cerrado se pueden clasificar según su modo de funcionamiento, en dos grupos: controladores lineales y no lineales [119]. A continuación, se presentan las principales tendencias.

#### *Controladores no lineales:*

En general estos controladores obtienen directamente las señales de conmutación del inversor de potencia, a partir de la señal de error. Entre los controladores no lineales más referenciados se encuentran: el control de histéresis y la modulación delta (DM, *Delta Modulation*) [64, 117–119, 130–132].

- Control de histéresis: Se basa en la obtención de las señales de conmutación del inversor, a partir de la comparación de la señal de error con una banda de histéresis fija, con el fin de mantener el error entre los límites inferior y superior de esta banda [21, 117, 118]. Ésta es una de las técnicas más utilizadas debido a su sencillez, facilidad de implementación y robustez. Además, una banda de histéresis pequeña permite obtener pequeños errores de seguimiento, sin embargo, puede conllevar a muy altas frecuencias de conmutación [92, 117, 119].
- Modulación Delta (DM, *Delta Modulation*): Esta técnica es una variación del control por histéresis tradicional. Se basa en la utilización de una frecuencia de muestreo fija, de tal forma que la señal de error es detectada en los instantes de muestreo y comparada con una banda de histéresis generalmente de valor nulo. El control es realizado cada periodo de muestreo, de tal manera que las señales de control son constantes durante cada periodo [21, 64, 119]. Esta técnica es sencilla y robusta, sin embargo, presenta mayores errores de seguimiento comparada con el control de histéresis [131].

#### *Controladores lineales:*

En contraste con los controladores no lineales, los esquemas de control lineal tienen separada la parte encargada de la compensación de la señal de error (cálculo de la tensión de salida del convertidor) de la

---

modulación de la tensión (determinación de las señales de conmutación del inversor). La tensión de salida que debe generar el convertidor se calcula a partir de la señal de error. Una vez calculadas las tensiones de control, éstas son sintetizadas generalmente por medio de una técnica de control de lazo abierto. Dentro de los controladores lineales más referenciados se encuentran: el regulador Proporcional Integral (PI), el controlador Proporcional Resonante (PR) y el controlador predictivo de tiempo de establecimiento finito (*deadbeat*):

- Controlador Proporcional Integral (PI) en ejes estáticos: Su finalidad es calcular la referencia de tensión a la salida del convertidor de potencia por medio de un controlador PI. Este control es sencillo y puede ser implementado analógicamente. Sin embargo, una de sus desventajas es su ancho de banda limitado. Además, puede presentar un error de seguimiento [92, 119, 131].
- Controlador Proporcional Integral (PI) en ejes síncronos: En este caso el control proporcional integral es implementado en el marco de referencia síncrono  $dq$ . Gracias a esta transformación, las componentes fundamentales de las señales de tensión y de corriente se convierten en componentes de continua, por lo que el controlador PI reduce el error de la componente fundamental a cero. Lo anterior hace que este controlador sea más efectivo que el controlador PI en ejes estáticos [10, 92, 119]. Sin embargo, este control también presenta la desventaja de un ancho de banda limitado.
- Controlador Proporcional Resonante (PR): En este controlador el compensador PI es transformado en un compensador AC equivalente, de tal forma que presente las mismas características de su respuesta en frecuencia en el ancho de banda de interés. Este controlador ha ganado gran popularidad en aplicaciones de regulación de corriente en sistemas fotovoltaicos conectados a la red en la última década, ya que logra mantener una alta ganancia alrededor de su frecuencia de resonancia, siendo a su vez capaz de eliminar el error en estado estable entre la señal de control y su referencia [26, 133–135].
- Control de tiempo de establecimiento finito (*deadbeat*): El control predictivo basado en *deadbeat* busca calcular la tensión de salida del convertidor de tal forma que la señal de referencia sea alcanzada al final del periodo de muestreo. En general, el principal objetivo de este controlador es conseguir un error nulo en régimen permanente, en un mínimo número de periodos de muestreo [21, 64, 119, 136]. Para alcanzar este propósito, el controlador necesita conocer información adicional sobre el sistema a controlar. Esta estrategia presenta un mejor comportamiento que las técnicas basadas en PI, histéresis y modulación delta, ya que permite obtener respuestas más precisas [21, 92, 131].
- Otros controladores: En la literatura se encuentran otras estrategias de control generalmente utilizadas para sistemas de segundo o más alto orden. Entre estas estrategias están: el control en modo deslizante (*Sliding Mode Controller*) [10], el regulador cuadrático lineal (LQR, *Linear Quadratic Regulator*) [85, 137] y el control por desplazamiento de polos (*Pole Shift Controller*) [2, 20]. Además se encuentran propuestas basadas en redes neuronales [119, 131, 138, 139].

En esta tesis doctoral se analizan dos estrategias en lazo cerrado utilizadas para el control de los inversores de potencia: la modulación delta y el control de tiempo de establecimiento finito o de tiempo muerto (*Deadbeat*). Para esta última estrategia de control se contemplan dos estrategias de modulación de lazo abierto: la modulación por ancho de pulso con desplazamiento de nivel y la modulación vectorial 3D en las coordenadas cartesianas naturales.

## 2.6. Algoritmos de control considerando la inclusión de funciones de filtrado activo de potencia

Para la inclusión de funciones de filtrado activo de potencia en los sistemas de generación fotovoltaicos, se debe modificar principalmente el algoritmo encargado de la generación de las señales de referencia. En la literatura se encuentran diversos trabajos enfocados en incluir funciones de compensación de carga en los sistemas de generación fotovoltaicos bajo tensiones de suministro ideales [35, 37, 140].

Estos trabajos se basan en generar por una lado las corrientes de referencia para el control de la potencia activa y el control de la tensión del lado de continua, y por otro lado las referencias de compensación para la inclusión de las funciones de filtrado activo. Posteriormente estas dos referencias son sumadas como se presenta en el esquema de la Figura 2.15.

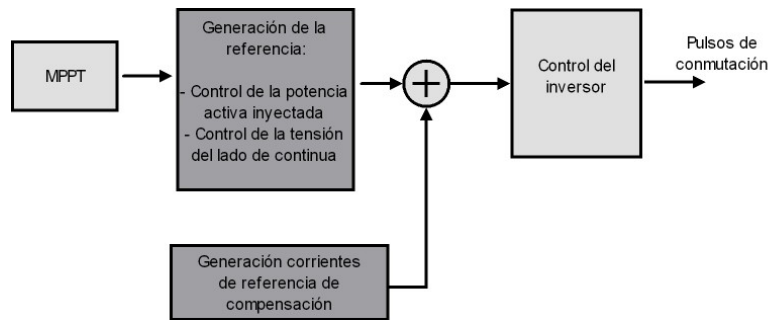


Figura 2.15: Modificación del lazo de generación de la referencia

### Generación de las señales de referencia para filtros activos con conexión en paralelo

Las señales de referencia correspondientes a la inclusión de las funciones de filtrado activo son aquellas que debe generar el sistema para corregir las perturbaciones de interés. Dependiendo de las perturbaciones a compensar el dispositivo debe inyectar un conjunto de señales de compensación las cuales, sumadas en el PCC con las corrientes de la carga busquen que las ondas de tensión y/o corriente resultantes por la red de suministro sean ideales, es decir, ondas sinusoidales de frecuencia fundamental y estrictamente de

secuencia positiva. Además, el compensador debe garantizar que la corriente por la red esté en fase con la tensión en el PCC para el caso en que se quiera corregir a uno el factor de potencia [2].

Por lo tanto, cuando se consideran opciones de compensación de carga, las señales de referencia deben contener todas las componentes que hacen que las corrientes se desvíen de la ideal [21, 117]. Independientemente de la técnica de control utilizada, el algoritmo debe extraer la señal de referencia con el menor error posible y operar adecuadamente bajo régimen transitorio y en estado estable [21, 117].

Las estrategias de control para generar las señales de referencia están basadas en técnicas de compensación en el dominio de la frecuencia o en el dominio del tiempo. A continuación se presentan las principales tendencias.

*Compensación basada en el dominio de la frecuencia:*

Las estrategias de control en el dominio de la frecuencia están basadas en el análisis de Fourier de las señales distorsionadas de tensión o de corriente. Por medio de este análisis es posible extraer la componente fundamental de una señal distorsionada y generar la señal de referencia que permita eliminar los armónicos presentes en la corriente demandada por la carga, o en la tensión del nodo de conexión [20, 85]. Una de las desventajas de esta estrategia radica en la necesidad de estimar la frecuencia de la señal cuando ésta no es conocida, para lo cual se suele usar un PLL. Además, es necesario realizar una posterior sincronización para reconstruir la señal de referencia en el dominio del tiempo. Los cálculos necesarios para la generación de las señales de referencia producen grandes tiempos de respuesta y relegan esta tendencia por detrás de los métodos de compensación que trabajan directamente en el dominio del tiempo [20, 21, 117, 130].

*Compensación basada en el dominio del tiempo:*

Las estrategias de control que trabajan directamente en el dominio del tiempo realizan el cálculo instantáneo de las señales de referencia. Existen varias estrategias entre las cuales se pueden destacar aquellas basadas en las teorías de la potencia instantánea, en la teoría del marco de referencia síncrono  $dq0$  (SRF, *Synchronous Reference Frame*), en la teoría de las componentes simétricas instantáneas y aquellas basadas en filtros sintonizados y adaptativos [20, 21, 31, 43, 44, 117, 130, 141].

- Compensación basada en las teorías de la potencia instantánea: Estas teorías se basan en la descomposición de la potencia instantánea con el fin de estudiar el significado físico de sus componentes y considerar el efecto que tienen los diferentes tipos de perturbaciones de las señales eléctricas sobre éstas [21, 43]. En general, las teorías de potencia proporcionan información acerca de cómo se puede

mejorar el intercambio de energía entre la red de suministro y la carga, por medio de compensación [43]. En la Figura 2.16, se observa el principio de operación general de un algoritmo basado en las teorías de la potencia instantánea. En este caso, se descompone la potencia instantánea demandada por la carga  $p(t)$ , en una componente de potencia útil asociada con la potencia activa instantánea  $p_p(t)$  y una potencia no útil de promedio nulo asociada con la potencia no activa instantánea  $p_q(t)$ . El cálculo de las corrientes de referencia se realiza de tal forma que el compensador entregue la potencia no útil, con el fin de eliminar las perturbaciones cuyo efecto en la potencia útil es nulo [21].

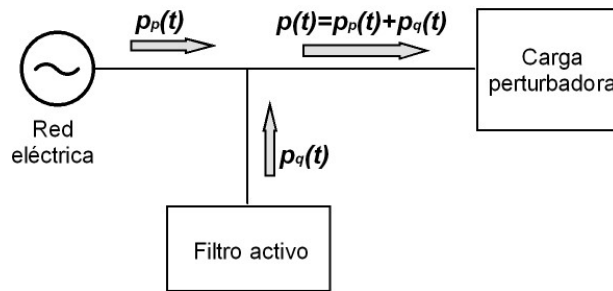


Figura 2.16: Descomposición de la potencia instantánea demandada por la carga

A partir de este concepto general se han propuesto diferentes teorías, las cuales se diferencian según la manera en la que se descompone la potencia instantánea, las fases del sistema eléctrico que se analizan y el marco de referencia que se utiliza. Entre las teorías más referenciadas se encuentran: la teoría de Fryze-Buchholz-Depenbrock que trabaja en marco de referencia  $abc$  [21, 42–44], la teoría de la potencia reactiva instantánea  $pq$  [30, 31, 142–144] la cual trabaja en el marco  $\alpha\beta 0$ , la teoría  $pq$  modificada y la teoría  $pqr$  [141, 143, 145], entre otras.

Las estrategias de compensación fundamentadas en las teorías de Fryze, Buchholz y Depenbrock se basan en la estimación de una corriente de suministro que tenga la misma forma de onda y fase de la tensión de alimentación y además, transporte la potencia activa que demanda la carga, por lo que el compensador entrega la componente de la potencia no activa. Estas estrategias tienen la ventaja de trabajar en el marco de referencia estático  $abc$ , permitiendo de esta manera su posible utilización en aplicaciones monofásicas. Además, permiten compensar la distorsión armónica y el desequilibrio de las corrientes que demanda la carga y mejorar el factor de potencia, bajo condiciones ideales de tensión de alimentación. Sin embargo, su principal desventaja radica en el hecho de que la corriente de suministro depende de la forma de onda de la tensión, por lo tanto, bajo tensiones de alimentación no ideales, la estrategia puede llevar a corrientes por la red distorsionadas y desequilibradas, a pesar que el objetivo de la estrategia de control se consigue [21, 42–44].

Por otro lado, la teoría de la potencia reactiva instantánea  $pq$  ha sido el punto de partida del desarrollo de muchas estrategias de control [31,117,141–144,146]. Fue propuesta en 1983 por Akagi, Kanazawa y Nabae [30], y desde allí, ha estado sujeta a diferentes interpretaciones y modificaciones [143]. Ésta teoría utiliza la transformación de coordenadas propuesta por Clarke, para pasar del dominio  $abc$  al marco de referencia  $\alpha\beta 0$  y viceversa. La teoría original fue inicialmente aplicada para sistemas trifásicos de tres hilos con secuencia homopolar nula, por lo que sus fundamentos se desarrollan en el marco de referencia ortogonal  $\alpha\beta$ , siendo ésta una de sus mayores ventajas, ya que reduce el número de variables utilizadas en los cálculos. En general, la teoría  $pq$  descompone la potencia instantánea en dos componentes  $p$  y  $q$  (potencia instantánea real e imaginaria, respectivamente). En principio, las estrategias de control basadas en esta teoría tienen como objetivo compensar la componente de potencia instantánea imaginaria  $q$ . Sin embargo, se encuentran diversas estrategias, las cuales modifican las componentes de la potencia a compensar, para obtener diferentes objetivos [117,141–144,146].

Para extender la teoría  $pq$  a sistemas trifásicos tetrafilares, Akagi considera las componentes de secuencia homopolar [30,147]. Además, en los últimos años se han desarrollado otras teorías basadas en la teoría  $pq$ , entre las cuales se destacan la teoría  $pq$  modificada y la teoría  $pqr$  [21,141,143,145]. En general, la compensación basada en estas teorías presenta resultados satisfactorios bajo condiciones ideales de tensión de alimentación, ya que permite compensar distorsión armónica, desequilibrio de las corrientes que demanda la carga y mejorar el factor de potencia. Sin embargo, bajo condiciones no ideales de tensión, aunque el objetivo de la estrategia se consigue, este método puede resultar en distorsiones y desequilibrios en las corrientes de suministro de la red eléctrica [21,31,117,143,144,146].

Para mejorar las desventajas de las estrategias de control basadas en la teorías de la potencia instantánea se han propuesto esquemas más generales fundamentados en estas mismas teorías, los cuales buscan obtener opciones de compensación satisfactorias, bajo condiciones no ideales de la señal de tensión de alimentación [21,143,146,148,149]. En general, estas estrategias buscan en primera instancia la estimación de la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC, mediante un adecuado algoritmo de sincronización [21]. A partir de estas componentes de secuencia se generan las señales de referencia. En este sentido, las estrategias propuestas logran la compensación de perturbaciones en las señales de corriente a pesar de condiciones de distorsión armónica y desequilibrios en las señales de tensión en el PCC.

- Compensación basada en la teoría del marco de referencia síncrono  $dq0$  (SRF, *Synchronous Reference Frame*): Esta teoría está basada en la transformación de Park, mediante la cual, las corrientes son transformadas del marco de referencia estático  $abc$  al marco de referencia síncrono  $dq0$ . El marco de referencia es sincronizado a la frecuencia fundamental de la tensión de suministro, de tal forma

que la componente de la corriente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental se ve en el dominio  $dq0$  como una cantidad de continua; mientras que las otras componentes se convierten en cantidades variables en el tiempo. En principio, la compensación basada en esta teoría, asume que la corriente de suministro debe ser igual a la corriente fundamental de secuencia positiva de la carga, la cual, al ser una componente de continua en el marco  $dq0$ , es fácil de filtrar, siendo ésta una de sus mayores ventajas [117, 141–144]. Sin embargo, esta estrategia requiere de una herramienta para estimar el ángulo de sincronismo, para lo cual, se usa generalmente un PLL, cuyo adecuado ajuste es crucial para el desempeño del compensador [21, 43, 142]. Las estrategias basadas en esta teoría permiten compensar la distorsión armónica y los desequilibrios de las corrientes demandadas por la carga, bajo condiciones ideales de la tensión de suministro. Además, es posible mejorar el factor de potencia de la carga teniendo en cuenta algunas consideraciones [144]. Sin embargo, cuando la tensión de suministro no es ideal, estas estrategias pueden conllevar a distorsiones y desequilibrios en las corrientes de suministro [141–144].

- Compensación basada en la teoría de las componentes simétricas instantáneas: Esta teoría utiliza la matriz de transformación de componentes simétricas para descomponer las corrientes y tensiones instantáneas trifásicas en sus componentes de secuencia positiva (directa), negativa (inversa) y cero (homopolar), para cada una de las fases del sistema [2]. A partir de esta descomposición es posible obtener diferentes estrategias que permiten conseguir: compensación de armónicos y desequilibrios de las corrientes; y corrección del factor de potencia [2, 85, 137, 150–152].
- Compensación basada en filtros sintonizados y adaptativos: Los filtros sintonizados permiten filtrar señales distorsionadas con el fin de obtener su componente a la frecuencia fundamental, permitiendo de esta manera compensar los armónicos de la señal. Estas estrategias requieren de una herramienta de sincronización para lo cual se suele usar un PLL, cuyo adecuado ajuste es crucial para el desempeño del filtro. Además, entre más selectivo sea el filtro, se obtienen mayores tiempos de respuesta para alcanzar el estado estable, resultando en respuestas lentas [21, 117]. Por su lado, los filtros adaptativos permiten estimar de manera recursiva los parámetros de interés de una señal [21, 63, 153]. Estos filtros pueden ser usados para extraer la componente fundamental de una señal distorsionada con el objetivo de compensación de armónicos [21, 64, 142]. Además se pueden emplear para extraer la envolvente de huecos o elevaciones de tensión, la señal que modula las fluctuaciones de tensión [154] y las componentes simétricas instantáneas de señales de tensión y/o corriente [21, 153].
- Compensación basada en el control del lado de continua: Las señales de referencia se obtienen a partir del control de la tensión del lado de continua, de tal forma que la tensión (en el VSC) o la corriente (en el CSC) del bus se mantenga en un valor de referencia determinado. Para la generación de las señales se utiliza un controlador proporcional integral (PI) o un controlador en modo deslizante

(*Sliding Mode Controller*). Estas estrategias de control pueden resultar en respuestas dinámicas lentas [130, 132, 155].

- Otras estrategias para el cálculo de las señales de referencia: Aparte de todas las estrategias de control expuestas anteriormente, existen otras propuestas las cuales se basan en algoritmos de control tradicionales (por ejemplo control PI), o utilizan los principios de las teorías de la potencia, filtros y estrategias de control expuestas anteriormente, para generar estrategias que ofrecen resultados satisfactorios para diferentes tipos de perturbaciones [155–158]. Además, también se encuentran propuestas basadas en redes neuronales, las cuales requieren de un entrenamiento fuera de línea para un grupo de cargas y unas condiciones de operación determinadas, lo cual puede hacer que sean ineficientes para cambios dinámicos en el sistema [159].

### **Trabajos incluyendo funciones de filtrado activo de potencia en los PVS**

En la literatura se encuentran diferentes trabajos enfocados en la inclusión de funciones de compensación de carga en los PVS. Uno de los algoritmos de control más utilizados para la generación de la referencia en estos sistemas se basa en la teoría de la potencia instantánea en las coordenadas  $\alpha\beta$  (teoría  $pq$ ) [23, 32–37]. Otra estrategia comúnmente usada se basa en la utilización de filtros pasa bajas en las coordenadas  $dq0$  [13, 38–40]. Estas dos estrategias son ampliamente utilizadas en el campo de los filtros activos de potencia, tal como se describió anteriormente.

Alternativamente, en [24] se presenta un nuevo algoritmo que considera el uso de un seguidor sinusoidal lineal mejorado (ILST algorithm) en las coordenadas  $abc$ , consiguiendo el mejoramiento de la calidad de la energía en los sistemas de distribución bajo tensiones de red ideales. En [45] se presenta otra propuesta basada en programación lineal, la cual permite incluir funciones de compensación de armónicos, desequilibrios y factor de potencia cuando las tensiones de la red presentan distorsiones.

Además de los anteriores trabajos, existen otras propuestas que se han realizado al respecto. Por ejemplo, en [160] se propone una nueva estructura para el sistema de generación fotovoltaico interconectado a la red, la cual consta de dos inversores conectados en paralelo. Uno de los inversores es controlado para la entrega de potencia activa a la red y el otro es controlado para compensación de armónicos y reactivos de la corriente demandada por la carga. Sin embargo, el control de los dos inversores utiliza las estrategias clásicas.

Por otro lado, debido a que los filtros activos de conexión en paralelo también pueden ser utilizados para compensar perturbaciones relacionadas con las tensiones en la red de suministro, en la literatura se encuentran algunos trabajos al respecto. Por ejemplo, en [161] se incluyen opciones de compensación de

huecos y distorsiones en las tensiones del PCC a un sistema monofásico de generación fotovoltaica interconectado a la red. En este caso, la inclusión de estas nuevas opciones de compensación se realiza también mediante la modificación de los algoritmos de generación de la corriente de referencia. En [162], también se incluyen opciones de compensación de armónicos en las tensiones de la red mediante la modificación del lazo de generación de la referencia en un sistema fotovoltaico monofásico.

Actualmente se evidencia un creciente interés por la inclusión de este tipo de funciones avanzadas en los sistemas fotovoltaicos conectados a la red principalmente bajo condiciones de falla. Además, la inclusión de este tipo de funcionalidades es uno de los actuales requerimientos para los PVS conectados a la red en algunos países como Alemania, según los códigos de operación de red [22]. Estas nuevas funcionalidades de operación ante fallas son conocidas como *Low Voltage Ride-Through (LVTR) capabilities*. Los desarrollos realizados en este campo se enfocan principalmente en algoritmos de detección de fallas, sincronización con la red y control de la tensión del lado de continua [22, 163]. Más aún, servicios de soporte a la red (*Grid Support Services*) son incorporados a los PVS, como por ejemplo, la inyección de potencia reactiva ante huecos de tensión, entre otros [164–166]. Algunos de los desarrollos realizados con respecto a técnicas de sincronización utilizados en esta aplicación fueron presentados en este mismo capítulo en la sección de generación de las señales de referencia.

También se encuentran algunos trabajos en donde se modifica la estructura del sistema de interconexión del generador a la red para la inclusión de funciones de filtrado activo. Por ejemplo, en [167] se propone la incorporación de otro inversor al sistema de generación fotovoltaico, el cual es conectado en serie con la carga con el fin de realizar funciones de compensación de huecos y elevaciones de tensión, es decir, actúa como un filtro activo de conexión en serie. Este sistema aprovecha el soporte de potencia activa entregada por el generador fotovoltaico para poder efectuar la compensación de la tensión de la red.

## 2.7. Síntesis

---

## Convertidor DC-DC y algoritmos para el seguimiento del punto de máxima potencia

*En sistemas fotovoltaicos conectados a la red de dos etapas comúnmente se emplea un convertidor DC-DC conectado a la salida del generador fotovoltaico el cual es controlado para realizar dos funciones: adecuar las señales de salida del generador fotovoltaico y seguir el punto de máxima potencia. Para tal propósito, en esta tesis se analizan dos tipos de convertidores DC-DC: la topología DC-DC elevadora tradicional y la topología SEPIC (elevadora-reductora). En este capítulo se presenta en primera instancia el modelo a pequeña señal para las dos topologías. Posteriormente, se describen dos estrategias tradicionales utilizadas para el seguimiento del punto de máxima potencia: el algoritmo de Perturbación y Observación (P&O) y el P&O de paso variable.*

*Una vez descritos los modelos a pequeña señal de los convertidores DC-DC y las estrategias tradicionales, se presenta el desarrollo de un algoritmo propuesto para seguir el punto de máxima potencia. Este algoritmo está basado en la técnica P&O de paso variable y en la adición de una red de compensación diseñada según el modelo a pequeña señal de los convertidores. El algoritmo propuesto busca: reducir rizos en la tensión de salida del generador fotovoltaico debido a posibles oscilaciones en las tensiones de lado de continua del inversor, mejorar la respuesta dinámica mediante un paso de modificación variable y reducir posibles oscilaciones alrededor del punto de máxima potencia cuando éste es alcanzado.*

*Al final de este capítulo, se evalúa el funcionamiento de las topologías y de los algoritmos de control mediante simulaciones en el software PSIM.*

### 3.1. Consideraciones generales

En la figura 3.1 se presenta un diagrama equivalente de la etapa de conversión DC-DC teniendo en cuenta las siguientes suposiciones:

- Se considera una arquitectura centralizada en donde el generador fotovoltaico, compuesto por un conjunto de paneles en conexión serie-paralelo, es conectado a un único convertidor DC-DC.
- Se utiliza un convertidor DC-DC para adecuar las señales de salida del generador y seguir el punto de máxima potencia (MPP, *Maximum Power Point*).
- La etapa de conversión DC-AC, el filtro de conexión a la red y el equivalente de la red de distribución y la carga, son representados como dos fuentes de tensión independientes ( $\hat{u}_{DC}(t)$  y  $U_{DC}$ ). Esta representación es derivada con base en la suposición de que el valor del condensador  $C_{DC}$  es lo suficientemente grande tal que permite desacoplar la etapa de DC-DC de la etapa de DC-AC [72]. De esta manera, la tensión equivalente  $u_{DC}(t)$  está compuesta de un valor en DC ( $U_{DC}$ ) y un valor en AC ( $\hat{u}_{DC}(t)$ ), donde el valor de AC representa las posibles oscilaciones causadas en la tensión del condensador  $C_{DC}$  dada la interacción del PVS con la red de distribución.
- El control del convertidor DC-DC se realiza mediante un algoritmo para el seguimiento del punto de máxima potencia, el cual actúa sobre el ciclo de trabajo del convertidor.

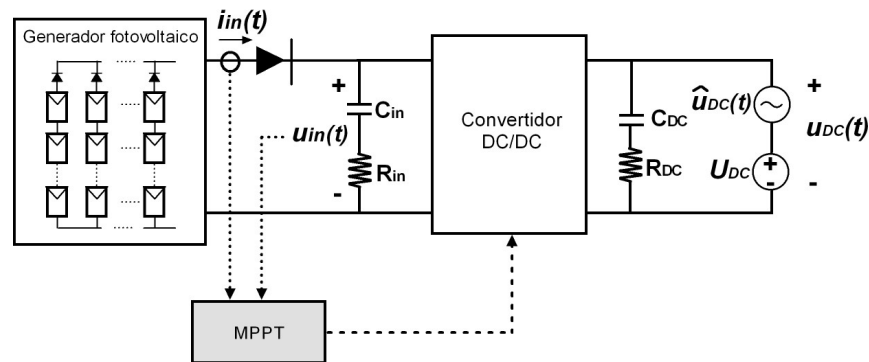


Figura 3.1: Equivalente de la etapa de conversión DC-DC

### 3.2. Convertidores DC-DC

En este trabajo se analizan dos tipos de topologías de las descritas en la sección 2.3. La primera topología corresponde al convertidor DC-DC elevador convencional y la segunda a un convertidor elevador-reductor en la configuración SEPIC. A continuación se describen estas topologías junto con su modelo de pequeña

señal con el fin de analizar su funcionamiento, relación entrada-salida y los efectos producidos en la tensión del generador fotovoltaico dadas las posibles oscilaciones en la tensión del condensador  $C_{DC}$  entre la etapa de DC-DC y la etapa de DC-AC.

### 3.2.1. Convertidor DC-DC elevador convencional (*Boost Converter*)

En la Figura 3.2 se presenta un diagrama del convertidor DC-DC elevador convencional incluyendo resistencias parásitas ( $R_1$ ,  $R_{in}$  y  $R_{DC}$ ). Se asume que se ha alcanzado el MPP y que el generador fotovoltaico opera en un rango pequeño alrededor de éste. El generador se representa mediante la resistencia diferencial equivalente  $R_{MPP}$  definida mediante la ecuación (3.1), donde  $U_{MPP}$  e  $I_{MPP}$  corresponden a la tensión y corriente del generador en el MPP, respectivamente [72].

$$R_{MPP} = -\frac{U_{MPP}}{I_{MPP}} \quad (3.1)$$

Este convertidor opera mediante la conmutación periódica del interruptor electrónico  $Q_1$ , donde  $g(t)$  corresponde a la señal de control de conmutación del interruptor.

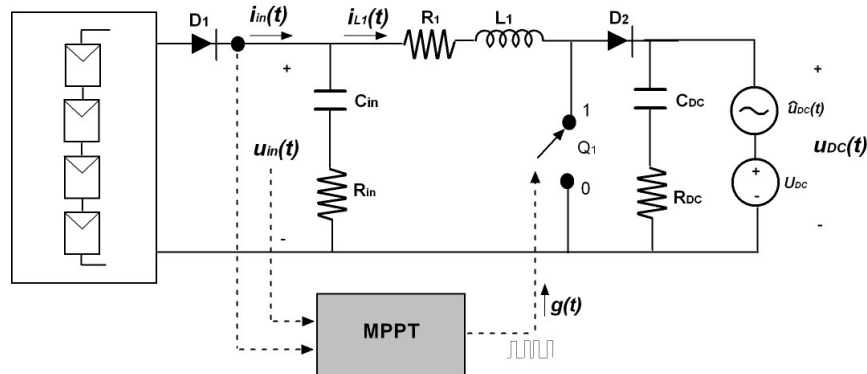
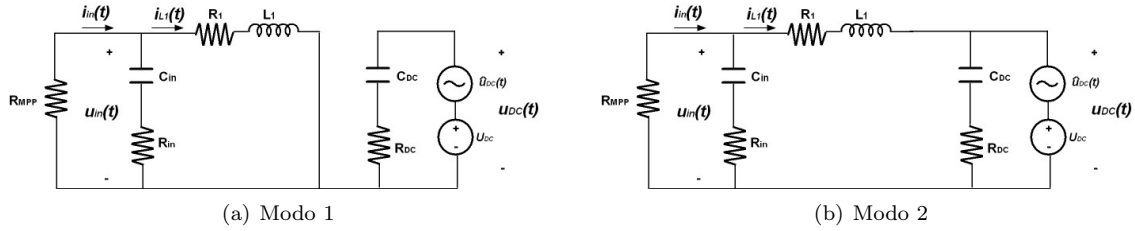


Figura 3.2: Convertidor DC-DC elevador convencional con resistencias parásitas

En términos generales, cuando el interruptor  $Q_1$  se cierra (estado encendido, Modo 1), la corriente por el inductor  $L_1$  incrementa y el diodo  $D_2$  se encuentra en estado apagado. En este intervalo la corriente por el inductor pasa por el interruptor  $Q_1$ . Cuando el interruptor  $Q_1$  se abre (estado apagado, Modo 2), la energía almacenada en el inductor es transferida a la salida por medio del diodo  $D_2$ . Los circuitos equivalentes para los dos modos de operación se presentan en la Figura 3.3.

El funcionamiento del convertidor se analiza bajo las siguientes suposiciones:

- El circuito opera en régimen permanente.


 Figura 3.3: Circuitos equivalentes del convertidor DC-DC elevador convencional (*Boost Converter*)

- El interruptor  $Q_1$  y los diodos  $D_1$  y  $D_2$  son ideales.
- Se considera un periodo de conmutación  $T_s$  para el interruptor, el cual se encuentra cerrado en el intervalo  $\bar{d}T_s$  (Modo 1) y abierto en el resto del periodo  $(1 - \bar{d})T_s$  (Modo 2), donde la variable  $\bar{d}$  se conoce como ciclo de trabajo del convertidor ( $0 \leq \bar{d} < 1$ ).
- El convertidor opera en modo de conducción continuo, en el cual la corriente instantánea por el inductor no cae a cero en ningún instante del periodo.

Se definen el vector de estados  $\mathbf{x}(t)$  y el vector de salida  $\mathbf{y}(t)$  mediante la ecuación (3.2).

$$\mathbf{x}(t) = \begin{pmatrix} i_{L1}(t) \\ u_{in}(t) \end{pmatrix} \quad \mathbf{y}(t) = \begin{pmatrix} u_{in}(t) \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

Partiendo de los dos circuitos equivalentes presentados en la Figura 3.3, se obtienen las ecuaciones en espacio de estados para los dos modos de operación de acuerdo con [168]:

Modo 1:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{b}_1 u_{DC} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{c}_1^T \mathbf{x} \end{aligned}$$

Modo 2:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{b}_2 u_{DC} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{c}_2^T \mathbf{x} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Donde:

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2 = \begin{pmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & \frac{1}{L_1} \\ \frac{R_{MPP}(R_1 R_{in} C_{in} - L_1)}{L_1 C_{in} (R_{MPP} + R_{in})} & -\frac{R_{in} R_{MPP} C_{in} + L_1}{L_1 C_{in} (R_{MPP} + R_{in})} \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

$$\mathbf{b}_1 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \mathbf{b}_2 = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L_1} \\ \frac{R_{in} R_{MPP} C_{in}}{L_1 C_{in} (R_{MPP} + R_{in})} \end{pmatrix} \quad (3.5)$$

$$\mathbf{c}_1^T = \mathbf{c}_2^T = \begin{pmatrix} 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

Se definen  $\bar{u}_{DC}$ ,  $\bar{\mathbf{x}}$ ,  $\bar{\mathbf{y}}$  y  $\bar{d}$  como los valores promedio de  $u_{DC}$ ,  $\mathbf{x}$ ,  $\mathbf{y}$  y  $g(t)$ , respectivamente, en un periodo de conmutación  $T_s$  según la ecuación (3.7). Esta operación corresponde a un promedio móvil sobre una ventana de duración  $T_s$ .

$$\bar{x} = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t x(\tau) d\tau \quad (3.7)$$

Promediando las dos representaciones en espacio de estados para los modos 1 y 2 (según los intervalos de conmutación  $\bar{d}T_s$  y  $(1-\bar{d})T_s$ , respectivamente), se obtiene la representación básica en espacio de estados promedio de acuerdo con [168]:

$$\begin{aligned} \dot{\bar{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A}(\bar{d})\bar{\mathbf{x}} + \mathbf{b}(\bar{d})\bar{u}_{DC} \\ \bar{\mathbf{y}} &= \mathbf{c}^T(\bar{d})\bar{\mathbf{x}} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Donde:

$$\mathbf{A}(\bar{d}) = \mathbf{A}_1\bar{d} + \mathbf{A}_2(1-\bar{d}) = \begin{pmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & \frac{1}{L_1} \\ \frac{R_{MPP}(R_1R_{in}C_{in}-L_1)}{L_1C_{in}(R_{MPP}+R_{in})} & -\frac{R_{in}R_{MPP}C_{in}+L_1}{L_1C_{in}(R_{MPP}+R_{in})} \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

$$\mathbf{b}(\bar{d}) = \mathbf{b}_1\bar{d} + \mathbf{b}_2(1-\bar{d}) = \begin{pmatrix} -\frac{1-\bar{d}}{L_1} \\ \frac{(1-\bar{d})R_{in}R_{MPP}C_{in}}{L_1C_{in}(R_{MPP}+R_{in})} \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

$$\mathbf{c}^T(\bar{d}) = \mathbf{c}_1^T\bar{d} + \mathbf{c}_2^T(1-\bar{d}) = \begin{pmatrix} 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

Definiendo  $U_{DC}$ ,  $\mathbf{X}$ ,  $\mathbf{Y}$  y  $D$  como los valores de  $\bar{u}_{DC}$ ,  $\bar{\mathbf{x}}$ ,  $\bar{\mathbf{y}}$  y  $\bar{d}$  en estado estable (señales en DC) y perturbando el sistema mediante la introducción de variaciones a la tensión del condensador  $C_{DC}$  y al ciclo de trabajo, se definen las siguientes señales:

$$\begin{aligned} \bar{u}_{DC} &= U_{DC} + \hat{u}_{DC} \\ \bar{\mathbf{x}} &= \mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}} \\ \bar{\mathbf{y}} &= \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}} \\ \bar{d} &= D + \hat{d} \end{aligned} \quad (3.12)$$

Donde  $\hat{u}_{DC}$ ,  $\hat{\mathbf{x}}$ ,  $\hat{\mathbf{y}}$  y  $\hat{d}$  corresponden a las perturbaciones. Reemplazando las anteriores definiciones en el modelo en espacio de estados promedio dado en la ecuación (3.8) y realizando un proceso de linearización, se obtiene el modelo en espacio de estados promedio final, compuesto por el modelo en estado estable dado por las ecuaciones (3.13) y (3.14) y el modelo dinámico o modelo a pequeña señal según las ecuaciones (3.15) y (3.16), como se desarrolla en [168].

Modelo en estado estable (DC):

$$\mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{b}U_{DC} \quad (3.13)$$

$$\mathbf{Y} = -\mathbf{c}^T\mathbf{A}^{-1}\mathbf{b}U_{DC} \quad (3.14)$$

Modelo dinámico (pequeña señal - AC):

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{b}\hat{u}_{DC} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{b}_1 - \mathbf{b}_2)U_{DC}]\hat{d} \quad (3.15)$$

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{c}^T\hat{\mathbf{x}} + (\mathbf{c}_1^T - \mathbf{c}_2^T)\mathbf{X}\hat{d} \quad (3.16)$$

Donde:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1D + \mathbf{A}_2(1 - D) \quad (3.17)$$

$$\mathbf{b} = \mathbf{b}_1D + \mathbf{b}_2(1 - D) \quad (3.18)$$

$$\mathbf{c}^T = \mathbf{c}_1^TD + \mathbf{c}_2^T(1 - D) \quad (3.19)$$

Partiendo de lo anterior, la relación entre la tensión del condensador  $C_{DC}$  y la tensión del generador fotovoltaico en estado estable esta dada por:

$$\mathbf{Y} = U_{in} = \underbrace{(1 - D)U_{DC}}_{\text{Ganancia ideal}} \times \underbrace{\frac{R_{MPP}}{R_1 + R_{MPP}}}_{\text{Factor de corrección}} \quad (3.20)$$

En este caso, la ganancia ideal del convertidor DC-DC elevador tradicional corresponde a considerar una resistencia nula del inductor  $L_1$ . El factor de corrección tiene en cuenta los efectos debidos a las resistencias parásitas.

Por otro lado, a partir del modelo a pequeña señal se obtienen dos funciones de transferencia de interés presentadas en las ecuaciones (3.21) y (3.22). En este caso,  $G_u(s)$  representa los efectos en la tensión del generador fotovoltaico debido a variaciones en la tensión del condensador  $C_{DC}$  y  $G_d(s)$  describe los efectos de modulación del ciclo de trabajo.

$$G_u(s) = \left. \frac{\hat{u}_{in}(s)}{\hat{u}_{DC}(s)} \right|_{\hat{d}=0} = \frac{R_{MPP}(1 - D)(C_{in}R_{in}s + 1)}{E} \quad (3.21)$$

$$G_d(s) = \frac{\widehat{u}_{in}(s)}{\widehat{d}(s)} \Big|_{\widehat{u}_{DC}=0} = \frac{-R_{MPP}(C_{in}R_{in}s + 1)U_{DC}}{E} \quad (3.22)$$

Donde

$$E = s^2 C_{in} L_1 (R_{in} + R_{MPP}) + s [L_1 + C_{in} (R_{in} R_1 + R_{in} R_{MPP} + R_1 R_{MPP})] + R_1 + R_{MPP} \quad (3.23)$$

### Diseño del convertidor

El diseño del convertidor se realizó considerando como entrada el generador fotovoltaico presentado en el Anexo A. Además, se supone un valor de referencia en DC de 460 V para la tensión del condensador  $C_{DC}$  y una frecuencia de conmutación de 14 kHz.

Para el diseño se consideraron dos valores de irradiancia de referencia,  $1000 \text{ W/m}^2$  y  $200 \text{ W/m}^2$ , a una temperatura de  $25^\circ\text{C}$ . Para estos dos valores de irradiancia, se obtienen los parámetros resultantes del generador presentados en la tabla 3.1. Considerando que el generador opera en el punto de máxima potencia y teniendo en cuenta la ganancia ideal del convertidor en estado estable ( $D_{MPP} = (1 - D)U_{DC}$ ), según la ecuación (3.20), se obtienen los ciclos de trabajo aproximados presentados en la tabla 3.1.

Tabla 3.1: Características para dos niveles de irradiancia

PARÁMETRO	IRRADIANCIA $1000 \text{ W/m}^2$	IRRADIANCIA $200 \text{ W/m}^2$
$U_{MPP}$	120,80 [V]	118,51 [V]
$I_{MPP}$	8,06 [A]	1,62 [A]
$R_{MPP}$	-14,99 [ $\Omega$ ]	-73,15 [ $\Omega$ ]
$D_{MPP}$	0,737	0,742

El convertidor se diseña para obtener un rizo máximo de corriente en la bobina del 80% de su valor de continua. El rizo de la corriente por la bobina puede ser aproximado mediante la ecuación (3.24), considerando resistencias parásitas nulas de acuerdo con [169].

$$\Delta i_{L1} = \frac{U_{in} D T_s}{L_1} \quad (3.24)$$

En este sentido, la condición de inductancia mínima del convertidor se obtiene para el valor de irradiancia de  $200 \text{ W/m}^2$  y está dada por:

$$L_{1min} = \frac{118,5 \times 0,742}{14000 \times 1,62 \times 0,8} = 4,7 \text{ mH} \quad (3.25)$$

Partiendo de lo anterior, se selecciona un valor de inductancia de 5 mH. En la tabla 3.2 se presentan los parámetros del convertidor.

Tabla 3.2: Parámetros del convertidor DC-DC elevador tradicional

PARÁMETRO	VALOR
$L_1$	5 mH
$C_{in}$	1200 $\mu F$
$C_{DC}$	1100 $\mu F$
$f_s = 1/T_s$	14 kHz
$U_{DC}$	460 V
$R_1$	0,2 $\Omega$
$R_{in} = R_{DC}$	0,1 $\Omega$

Partiendo de los parámetros del convertidor presentados en la tabla 3.2 y del modelo en espacios de estados final presentado en las ecuaciones (3.13) a (3.16); considerando operación en régimen permanente y suponiendo que se ha alcanzado el punto de máxima potencia, en la tabla 3.3 se presentan la tensión del generador fotovoltaico y los ciclos de trabajo resultantes en estado estable para dos valores de irradiancia (1000  $W/m^2$  y 200  $W/m^2$ ), a una temperatura de 25°C. En este caso, se tiene en cuenta el factor de corrección dado en la ecuación (3.20), debido a las resistencias parásitas.

Tabla 3.3: Ciclo de trabajo del convertidor DC-DC elevador tradicional en estado estable

PARÁMETRO	IRRADIANCIA 1000 $W/m^2$	IRRADIANCIA 200 $W/m^2$
$U_{in}$	120,80 [V]	118,51 V
$D$	0,741	0,743

Por otro lado, evaluando los parámetros del convertidor en el modelo a pequeña señal final se obtienen las funciones de transferencia de interés presentadas en las ecuaciones (3.26) a (3.29), para dos niveles de irradiancia (1000  $W/m^2$  y 200  $W/m^2$ ).

Irradiancia 1000  $W/m^2$ :

$$G_u(s) = \frac{0,0004659s + 3,882}{8,934 \times 10^{-5}s^2 + 0,0003724s + 14,79} \quad (3.26)$$

$$G_d(s) = -\frac{0,8274s + 6895}{8,934 \times 10^{-5}s^2 + 0,0003724s + 14,79} \quad (3.27)$$

Irradiancia 200  $W/m^2$ :

$$G_u(s) = \frac{0,002256s + 18,8}{0,0004383s^2 + 0,02131s + 72,95} \quad (3.28)$$

$$G_d(s) = -\frac{4,038s + 33649}{0,0004383s^2 + 0,02131s + 72,95} \quad (3.29)$$

En la figura 3.4 se presenta el diagrama de bode de la función de transferencia  $G_u$  para los dos niveles de irradiancia considerados. Esta gráfica permite analizar los efectos causados en la tensión del generador fotovoltaico dadas posibles oscilaciones en la tensión  $u_{DC}(t)$ . Tal como se observa, oscilaciones al doble de la frecuencia fundamental (120 [Hz]) son atenuadas con un factor de aproximadamente -20 [dB]. Sin embargo, oscilaciones en frecuencias cercanas a los 64 Hz, son amplificadas.

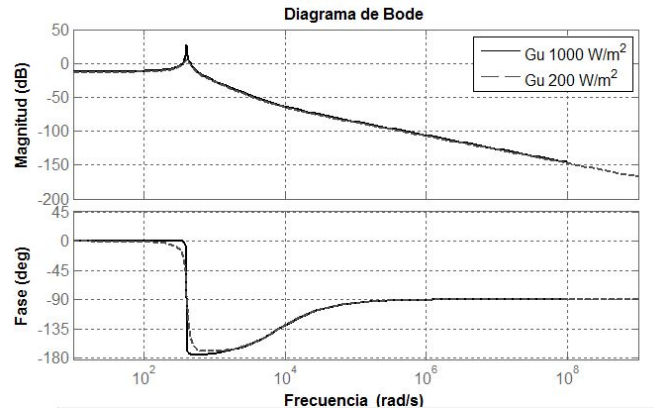


Figura 3.4: Diagrama de bode de  $G_u$  para el convertidor DC-DC elevador tradicional

Finalmente, en las figuras 3.5, 3.6 y 3.7, se presentan la corriente por la bobina  $L_1$ , la potencia entregada por el generador fotovoltaico y la tensión en el interruptor  $Q_1$ , respectivamente, para los dos valores de irradiancia ( $1000 W/m^2$  y  $200 W/m^2$ ). Tal como se observa, la corriente por la bobina presenta un rizo del 77,16% del valor de continua a una irradiancia de  $200 W/m^2$  y un rizo del 15,51% a una irradiancia de  $1000 W/m^2$ .

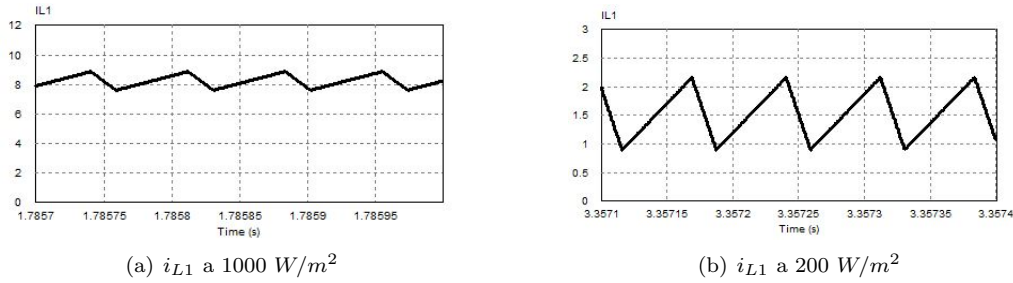
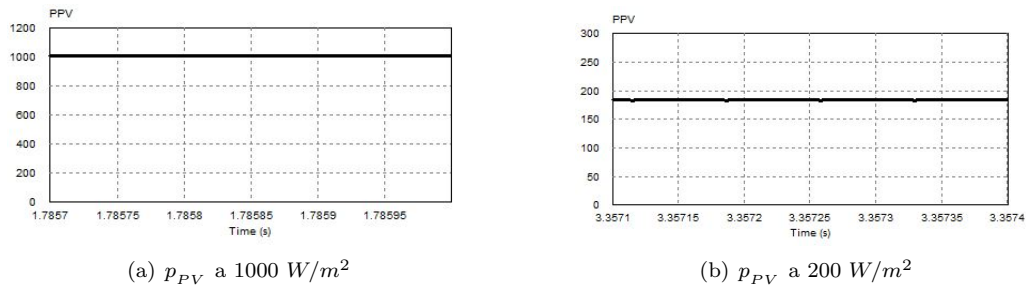
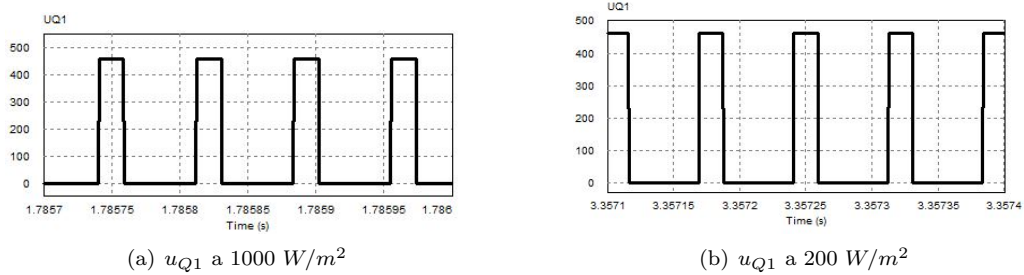

 Figura 3.5: Corriente por la bobina  $L_1$  en la topología DC-DC elevadora convencional


Figura 3.6: Potencia del generador en la topología DC-DC elevadora convencional


 Figura 3.7: Tensión del interruptor  $Q_1$  en la topología DC-DC elevadora convencional

### 3.2.2. Convertidor SEPIC (*Single-Ended Primary-Inductor Converter*)

En la Figura 3.8 se presenta un diagrama del convertidor SEPIC incluyendo resistencias parásitas ( $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_{in}$ ,  $R_{C1}$  y  $R_{DC}$ ). El convertidor SEPIC se encuentra caracterizado por [78, 80, 81, 170]:

- Bajo rizado en la corriente de entrada a través del inductor  $L_1$ .
- Polaridad en la tensión de salida no invertida.
- Convertidor tipo elevador-reductor, por lo que puede operar a condiciones de alta o baja irradiancia y/o temperatura para diferentes tipos de cargas.

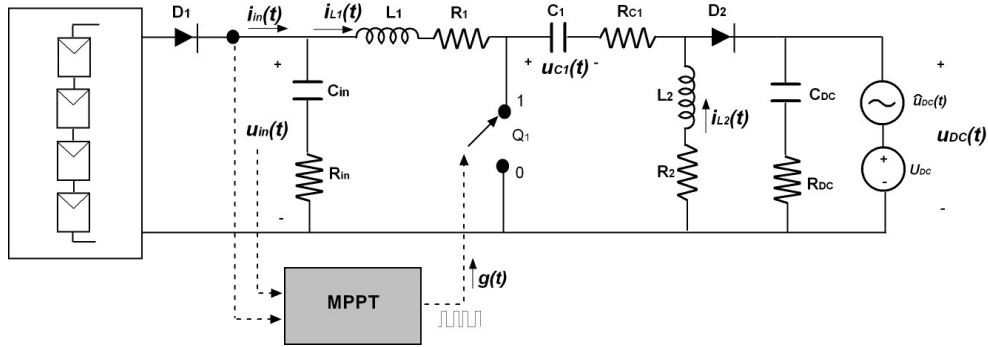


Figura 3.8: Convertidor SEPIC con resistencias parásitas

En modo de conducción continuo se presentan dos modos de operación. Cuando el interruptor  $Q_1$  se cierra (Modo 1), el diodo  $D_2$  se encuentra en estado apagado y la corriente por los inductores incrementa. Cuando el interruptor  $Q_1$  se abre (Modo 2), la energía almacenada es transferida a la salida por medio del diodo  $D_2$ . Los circuitos equivalentes para los dos modos de operación se presentan en la Figura 3.9.

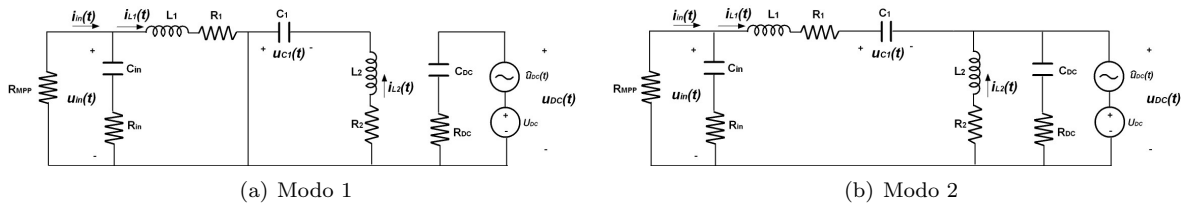


Figura 3.9: Circuitos equivalentes del convertidor SEPIC

El funcionamiento del convertidor se analiza bajo las siguientes suposiciones:

- El circuito opera en régimen permanente.
- El interruptor electrónico  $Q_1$  y los diodos son ideales.
- Se considera un periodo de conmutación  $T_s$  para el interruptor electrónico, el cual se encuentra cerrado en el intervalo  $\bar{d}T_s$  (Modo 1) y abierto en el resto del periodo  $(1 - \bar{d})T_s$  (Modo 2), donde  $\bar{d}$  es el ciclo de trabajo ( $0 \leq \bar{d} < 1$ ).
- El convertidor opera en modo de conducción continuo, en el cual las corrientes instantáneas por los inductores  $L_1$  y  $L_2$  no caen a cero en ningún instante del periodo.
- Se considera un valor grande para el condensador  $C_1$  de tal manera que su tensión es aproximadamente constante. Además, se supone nula la resistencia equivalente en serie del condensador  $C_1$  ( $R_{C1} = 0$ ).

- Se asume que se ha alcanzado el MPP y que el generador fotovoltaico opera en un rango pequeño alrededor de éste. El generador se representa mediante la resistencia equivalente  $R_{MPP}$  definida mediante la ecuación (3.1).

Para este convertidor, se definen el vector de estados  $\mathbf{x}(t)$  y el vector de salida  $\mathbf{y}(t)$  mediante la ecuación (3.30).

$$\mathbf{x}(t) = \begin{pmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ u_{in}(t) \\ u_{C1}(t) \end{pmatrix} \quad \mathbf{y}(t) = \begin{pmatrix} u_{in}(t) \end{pmatrix} \quad (3.30)$$

Las ecuaciones en espacio de estados para los dos modos de operación están dadas por las expresiones en (3.3), donde:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{pmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{R_2}{L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{R_{MPP}(R_1 R_{in} C_{in} - L_1)}{L_1 C_{in}(R_{MPP} + R_{in})} & 0 & -\frac{R_{MPP} R_{in} C_{in} + L_1}{L_1 C_{in}(R_{MPP} + R_{in})} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.31)$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{pmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{R_2}{L_2} & 0 & 0 \\ \frac{R_{MPP}(R_1 R_{in} C_{in} - L_1)}{L_1 C_{in}(R_{MPP} + R_{in})} & 0 & -\frac{R_{MPP} R_{in} C_{in} + L_1}{L_1 C_{in}(R_{MPP} + R_{in})} & \frac{R_{in} R_{MPP} C_{in}}{L_1 C_{in}(R_{MPP} + R_{in})} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.32)$$

$$\mathbf{b}_1 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.33)$$

$$\mathbf{b}_2 = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L_1} \\ -\frac{1}{L_2} \\ \frac{R_{in} R_{MPP} C_{in}}{L_1 C_{in}(R_{MPP} + R_{in})} \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{c}_1^T = \mathbf{c}_2^T = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.34)$$

La representación en espacio de estados promedio está dada también por la ecuación (3.8), siendo en este caso:

$$\mathbf{A}(\bar{d}) = \mathbf{A}_1\bar{d} + \mathbf{A}_2(1 - \bar{d}) = \begin{pmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} & -\frac{1-\bar{d}}{L_1} \\ 0 & -\frac{R_2}{L_2} & 0 & \frac{\bar{d}}{L_2} \\ \frac{R_{MPP}(R_1R_{in}C_{in}-L_1)}{L_1C_{in}(R_{MPP}+R_{in})} & 0 & -\frac{R_{MPP}R_{in}C_{in}+L_1}{L_1C_{in}(R_{MPP}+R_{in})} & \frac{(1-\bar{d})R_{in}R_{MPP}C_{in}}{L_1C_{in}(R_{MPP}+R_{in})} \\ \frac{1-\bar{d}}{C_1} & -\frac{\bar{d}}{C_1} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.35)$$

$$\mathbf{b}(\bar{d}) = \mathbf{b}_1\bar{d} + \mathbf{b}_2(1 - \bar{d}) = \begin{pmatrix} -\frac{1-\bar{d}}{L_1} \\ -\frac{1-\bar{d}}{L_2} \\ \frac{(1-\bar{d})R_{in}R_{MPP}C_{in}}{L_1C_{in}(R_{MPP}+R_{in})} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.36)$$

$$\mathbf{c}^T(\bar{d}) = \mathbf{c}_1^T\bar{d} + \mathbf{c}_2^T(1 - \bar{d}) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.37)$$

El modelo en espacio de estados promedio para el convertidor SEPIC está compuesto por el modelo en estado estable dado también por las ecuaciones (3.13) y (3.14) y el modelo dinámico o modelo a pequeña señal según las ecuaciones (3.15) y (3.16) [168].

Finalmente, la relación entre la tensión del condensador  $C_{DC}$  y la tensión del generador fotovoltaico en estado estable esta dada por:

$$\mathbf{Y} = U_{in} = \underbrace{\frac{(1-D)U_{DC}}{D}}_{\text{Ganancia ideal}} \times \underbrace{\frac{R_{MPP}}{R_1 + R_{MPP} + R_2(1-2D+D^2)/D^2}}_{\text{Factor de corrección}} \quad (3.38)$$

En este caso, la ganancia ideal del SEPIC corresponde a considerar resistencias nulas para los inductores ( $R_1 = 0$  y  $R_2 = 0$ ). El factor de corrección tiene en cuenta los efectos debidos a las resistencias parásitas.

A partir del modelo a pequeña señal se pueden obtener las dos funciones de transferencia de interés  $G_u(s)$  y  $G_d(s)$ , las cuales no se presentan en este texto debido a su gran longitud. Más adelante se presentan estas funciones para el caso particular del convertidor diseñado.

### Diseño del convertidor

Para el diseño del convertidor SEPIC se tuvieron en cuenta los mismos parámetros y restricciones consideradas para el diseño del convertidor DC-DC elevador tradicional. En este caso, el convertidor se diseñó para obtener un rizo máximo de corriente en ambas bobinas del 80% de su valor de continua. El rizo de las corrientes por las bobinas puede ser aproximado mediante las ecuaciones (3.39) y (3.40), considerando resistencias parásitas nulas [169].

$$\Delta i_{L1} = \frac{U_{in}DT_s}{L_1} \quad (3.39)$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{U_{in}DT_s}{L_2} \quad (3.40)$$

En este sentido, la condición de inductancia mínima del convertidor se obtiene para el valor de irradiancia de  $200 \text{ W/m}^2$  y es de  $5,53 \text{ [mH]}$ . Partiendo de lo anterior, se seleccionó un valor de inductancia de  $5 \text{ [mH]}$  para la dos bobinas ( $L_1$  y  $L_2$ ). Finalmente, en la tabla 3.4 se presentan los parámetros finales del SEPIC.

Tabla 3.4: Parámetros del SEPIC

PARÁMETRO	VALOR
$L_1$	$5 \text{ mH}$
$L_2$	$5 \text{ mH}$
$C_{in}$	$1200 \text{ }\mu\text{F}$
$C_1$	$2200 \text{ }\mu\text{F}$
$C_{DC}$	$1100 \text{ }\mu\text{F}$
$f_s = 1/T_s$	$14 \text{ kHz}$
$U_{DC}$	$460 \text{ V}$
$R_1 = R_2$	$0,2 \text{ }\Omega$
$R_{in} = R_{DC}$	$0,1 \text{ }\Omega$

Considerando los parámetros del SEPIC presentados en la tabla 3.4, suponiendo operación en régimen permanente y que se ha alcanzado el punto de máxima potencia, en la tabla 3.5 se presentan la tensión del generador fotovoltaico y los ciclos de trabajo resultantes en estado estable para dos valores de irradiancia ( $1000 \text{ W/m}^2$  y  $200 \text{ W/m}^2$ ), a una temperatura de  $25^\circ\text{C}$ . En este caso, se tiene en cuenta el factor de corrección dado en la ecuación (3.38), debido a las resistencias parásitas.

Tabla 3.5: Ciclo de trabajo del SEPIC en estado estable

PARÁMETRO	IRRADIANCIA $1000 \text{ W/m}^2$	IRRADIANCIA $200 \text{ W/m}^2$
$U_{in}$	$120,80 \text{ [V]}$	$118,51 \text{ [V]}$
$D$	$0,794$	$0,795$

Por otro lado, evaluando los parámetros del convertidor en el modelo a pequeña señal final del SEPIC se obtienen las funciones de transferencia de interés presentadas en las ecuaciones (3.41) a (3.44), para dos niveles de irradiancia ( $1000 \text{ W/m}^2$  y  $200 \text{ W/m}^2$ ), donde  $G_u(s)$  representa los efectos en la tensión del generador fotovoltaico debido a variaciones en la tensión del condensador  $C_{DC}$  y  $G_d(s)$  describe los efectos de modulación del ciclo de trabajo.

Irradiancia 1000 W/m<sup>2</sup>:

$$G_u(s) = \frac{20394s^3 + 170765760s^2 + 8270076000s + 122673 \times 10^8}{4917s^4 + 217360s^3 + 1115600984s^2 + 33443075360s + 46609828 \times 10^6} \quad (3.41)$$

$$G_d(s) = -\frac{57553650s^3 + 482011525320s^2 + 24139613272800s + 3465126894 \times 10^7}{4917s^4 + 217360s^3 + 1115600984s^2 + 33443075360s + 46609828 \times 10^6} \quad (3.42)$$

Irradiancia 200 W/m<sup>2</sup>:

$$G_u(s) = \frac{100122s^3 + 838354880s^2 + 40610090000s + 6030075 \times 10^7}{24387s^4 + 2164360s^3 + 5600924050s^2 + 233345414000s + 2331752 \times 10^8} \quad (3.43)$$

$$G_d(s) = -\frac{282646848s^3 + 2366788301056,3s^2 + 115413848447952s + 1702611637121 \times 10^5}{24387s^4 + 2164360s^3 + 5600924050s^2 + 233345414000s + 2331752 \times 10^8} \quad (3.44)$$

En la figura 3.10 se presenta el diagrama de bode de la función de transferencia  $G_u$  para los dos niveles de irradiancia considerados. Los resultados obtenidos son similares a los del convertidor DC-DC elevador tradicional, donde oscilaciones al doble de la frecuencia fundamental son atenuadas con un factor de aproximadamente -21 [dB] y oscilaciones en frecuencias cercanas a los 65 Hz, son amplificadas.

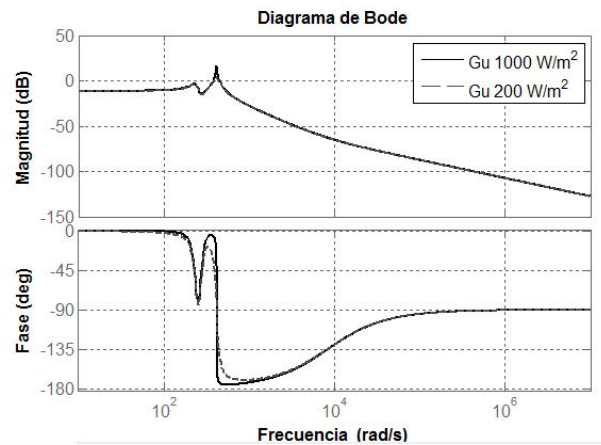


Figura 3.10: Diagrama de bode de  $G_u$  para el convertidor SEPIC

Finalmente, en las figuras 3.11, 3.12, 3.13 y 3.14, se presentan la corriente por la bobina  $L_1$ , la potencia entregada por el generador fotovoltaico, la tensión y la corriente por el interruptor  $Q_1$ , respectivamente, para los dos valores de irradiancia ( $1000 \text{ W/m}^2$  y  $200 \text{ W/m}^2$ ). Tal como se observa, la corriente por la bobina  $L_1$  presenta un rizo de 82,1% del valor de continua a una irradiancia de  $200 \text{ W/m}^2$  y un rizo del 15,81% a una irradiancia de  $1000 \text{ W/m}^2$ .

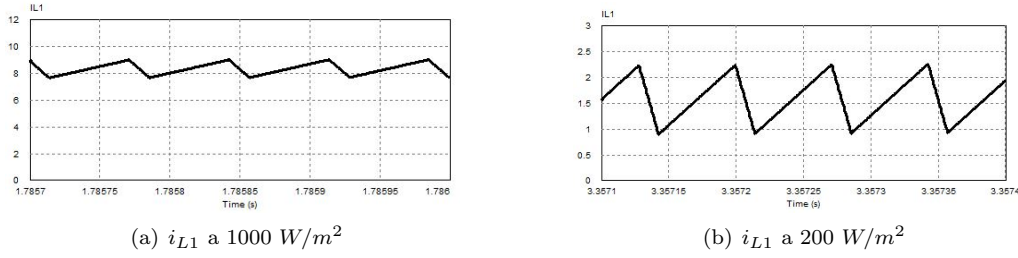


Figura 3.11: Corriente por la bobina  $L_1$  en la topología SEPIC

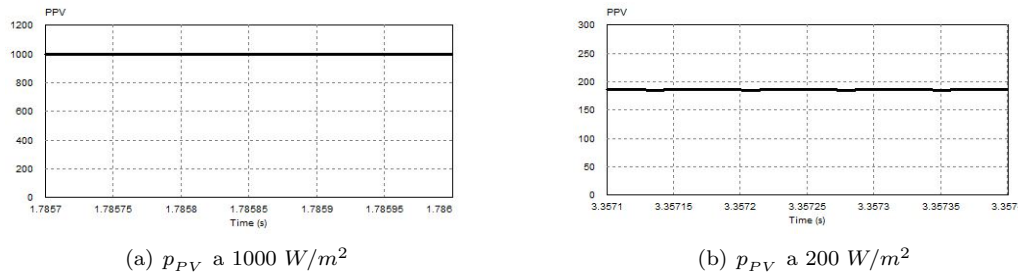


Figura 3.12: Potencia del generador en la topología SEPIC

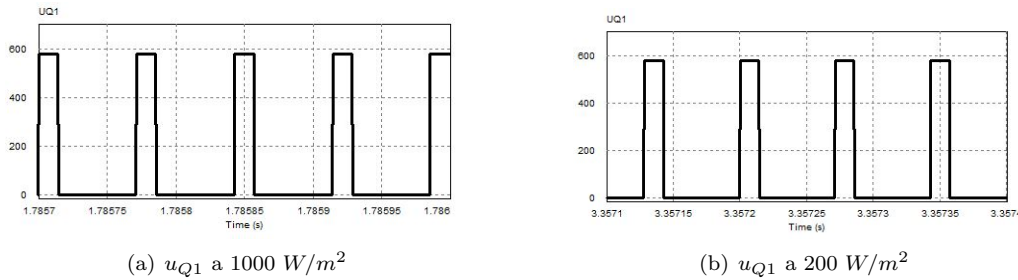


Figura 3.13: Tensión del interruptor  $Q_1$  en la topología SEPIC

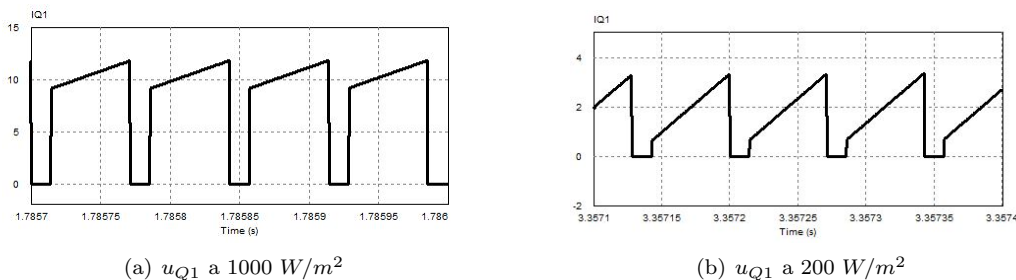


Figura 3.14: Corriente por el interruptor  $Q_1$  en la topología SEPIC

### 3.3. Algoritmo propuesto para el seguimiento del punto de máxima potencia

En PVS de dos etapas, el MPPT tiene como función controlar el ciclo de trabajo del convertidor DC-DC con el fin de garantizar la operación del generador fotovoltaico en el punto de máxima potencia bajo condiciones ambientales variables (cambios en la irradiancia y temperatura de los paneles solares) y cambios de operación del sistema. En la literatura se encuentran una gran variedad de algoritmos MPPT, tal como se presentó en el Capítulo 2 de esta tesis. A continuación se analizan dos algoritmos MPPT tradicionales: el algoritmo de Perturbación y Observación (P&O) y el P&O de paso variable. A su vez, se presenta la descripción del algoritmo MPPT propuesto denominado técnica P&O de paso variable con red de compensación.

#### 3.3.1. Algoritmo de Perturbación y Observación (P&O)

El P&O tradicional consiste en perturbar iterativamente el ciclo de trabajo del convertidor DC-DC y observar el cambio en la potencia generada (ver Figura 3.15) [65–67]. En este sentido, se genera una pequeña variación en la tensión del generador, se aplica el ciclo de trabajo correspondiente y se observa la variación que se obtiene en la potencia generada ( $P_{PV}$ ). Si la potencia incrementa, se continúa variando la tensión del generador en esa misma dirección. En caso contrario, se varía en dirección opuesta. Esta operación se realiza periódicamente tal como se presenta en la Figura 3.16, donde las variables  $u_{in}(n)$ ,  $i_{in}(n)$  y  $P_{PV}(n)$  representan la tensión, corriente y potencia, respectivamente, a la salida del arreglo fotovoltaico en el instante de tiempo  $n$ ;  $dP$  y  $du$  representan la variación en la potencia y la variación en la tensión del arreglo fotovoltaico, respectivamente, con base en el valor actual y el valor en el instante anterior. El algoritmo realiza comparaciones con respecto a  $dP$  y  $du$  con el fin de determinar si se debe incrementar o disminuir la variable tensión de referencia ( $U_r$ ). De esta manera se repite el procedimiento hasta que se oscila alrededor del máximo de potencia.

La variable  $C_P$  ( $C_P > 0$ ) corresponde al paso de modificación de  $U_r$  en el algoritmo. Un valor grande

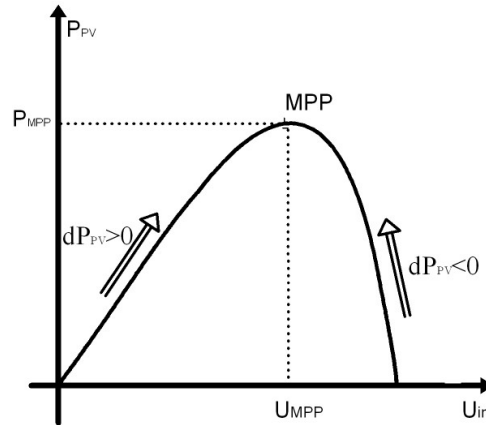


Figura 3.15: P&O tradicional

de  $C_P$  resultará en una respuesta más rápida del algoritmo ante cambios en las condiciones ambientales o de operación. Sin embargo, un  $C_P$  grande llevará a mayores oscilaciones alrededor del punto de máxima potencia cuando éste es alcanzado.

### 3.3.2. Algoritmo P&O de paso variable

Una de las desventajas del algoritmo P&O tradicional, es su dificultad para proporcionar un buen comportamiento simultáneamente en su respuesta dinámica y en su respuesta en estado estable, debido al paso de modificación  $C_P$ . Un paso de modificación pequeño, reducirá las oscilaciones alrededor del punto de máxima potencia, pero el algoritmo tendrá un gran tiempo de respuesta lo que afectará su respuesta dinámica. Por otro lado, si el paso es grande, se producirán oscilaciones significativas alrededor del máximo de potencia, lo que resultará en un gasto de energía [95].

Para contrarrestar estas limitaciones, el algoritmo P&O de paso variable busca establecer un paso de modificación grande durante la etapa transitoria, con el fin de obtener una respuesta rápida ante cambios en las condiciones atmosféricas y de operación del sistema. Por otro lado, se busca un paso de modificación pequeño en estado estable (cuando el punto de máxima potencia es alcanzado), con el fin de reducir las oscilaciones alrededor del punto de máxima potencia [95]. Partiendo de lo anterior, el paso  $C_P$  del P&O tradicional es modificado en cada iteración según el valor absoluto del cambio de potencia ( $|dP|$ ), siguiendo la ecuación (3.45), donde  $M$  es una constante ( $M > 0$ ).

$$C_P = M|dP| = M|P_{PV}(n) - P_{PV}(n - 1)| \quad (3.45)$$

En este sentido, el algoritmo P&O de paso variable corresponde a implementar el P&O tradicional presentado en la Figura 3.16, pero ajustando el paso de modificación  $C_P$  en cada iteración siguiendo

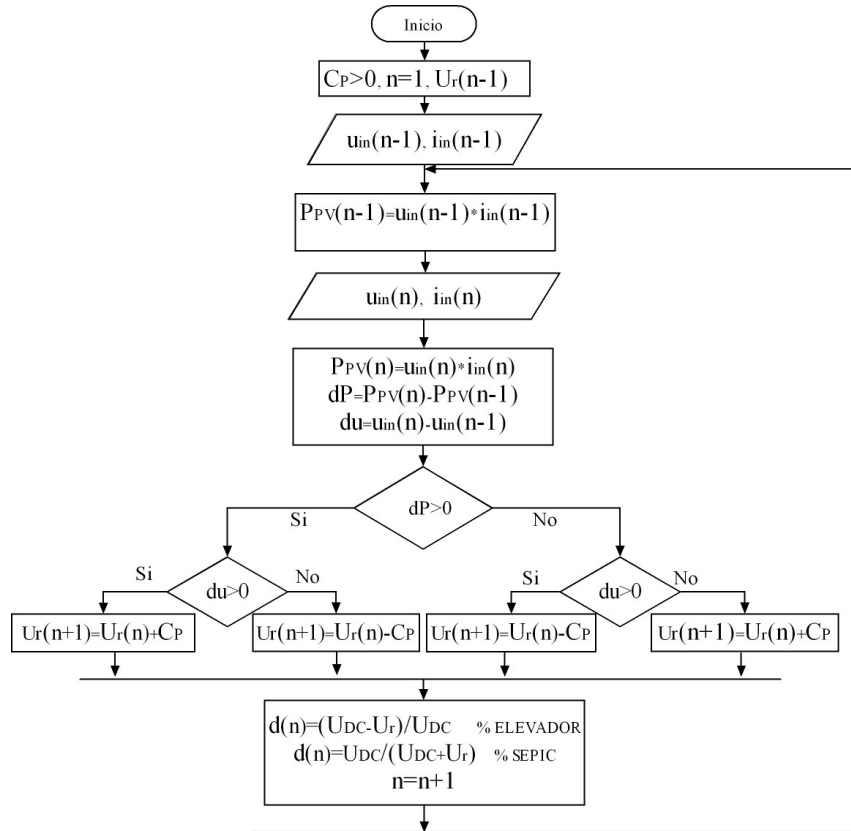


Figura 3.16: Diagrama de flujo del P&O tradicional

la ecuación (3.45). De esta manera, cuando el cambio de potencia es grande el algoritmo establece un valor grande de  $C_P$  lo que producirá una rápida respuesta dinámica. Cuando el cambio de potencia es pequeño, el algoritmo supone que se ha alcanzado el estado estable y establece un valor pequeño de paso de modificación, lo que reducirá las oscilaciones alrededor del punto de máxima potencia.

### 3.3.3. Algoritmo P&O de paso variable con red de compensación

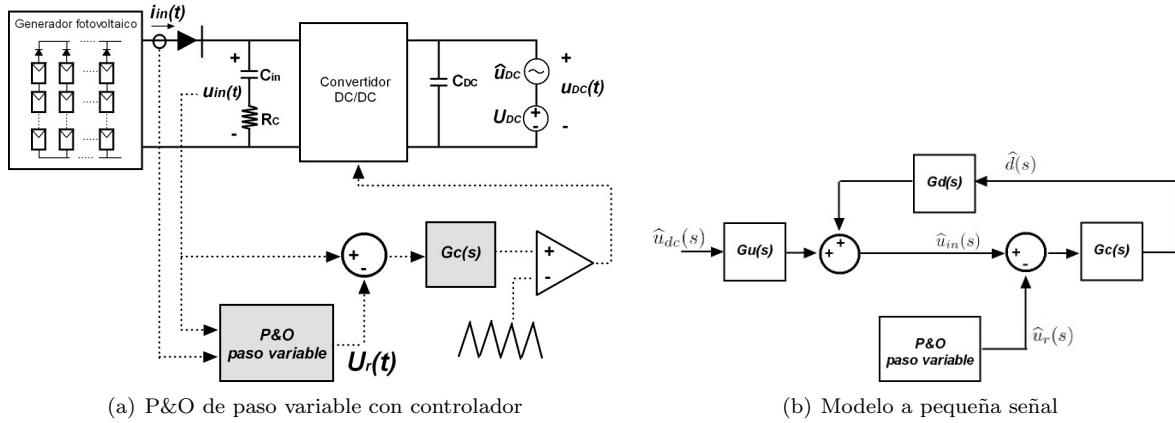
En PVS monofásicos o cuando las tensiones en el PCC presentan perturbaciones como desequilibrios y distorsiones armónicas, la tensión del condensador en la salida de la etapa de DC-DC ( $C_{DC}$ , ver Figura 3.1) puede presentar oscilaciones no deseables, principalmente al doble de la frecuencia de la red. Estas oscilaciones pueden generar rizos en la tensión de salida del generador fotovoltaico, lo que puede reducir la eficiencia del sistema y el tiempo de vida de los paneles. Para contrarrestar este problema, es posible adicionar una red de compensación al algoritmo P&O tradicional, tal como se presenta en [72] y [171].

En esta tesis de doctorado, se plantea la adición de una red de compensación al algoritmo P&O de

paso variable, con el fin de conseguir los siguientes objetivos:

- Reducir el rizo en la tensión del generador fotovoltaico debido a posibles oscilaciones en la tensión del condensador  $C_{DC}$ .
- Mejorar la respuesta dinámica del algoritmo mediante un paso de modificación variable.
- Reducir las oscilaciones alrededor del punto de máxima potencia cuando éste es alcanzado.

En la Figura 3.17(a) se presenta un diagrama del P&O de paso variable adicionando una red de compensación. Tal como se observa, el controlador  $G_c(s)$  actúa sobre la señal de error entre la tensión de salida del generador fotovoltaico y la tensión de referencia  $U_r$  determinada mediante el algoritmo P&O de paso variable.



(a) P&O de paso variable con controlador

(b) Modelo a pequeña señal

Figura 3.17: Algoritmo P&O de paso variable adicionando la red de compensación

La red de compensación se diseña con base en el modelo a pequeña señal del convertidor DC-DC, presentado anteriormente mediante las ecuaciones (3.15) y (3.16). Partiendo de las funciones de transferencia  $G_u(s)$  y  $G_d(s)$  del modelo a pequeña señal del convertidor DC-DC, las oscilaciones en la tensión del generador fotovoltaico ( $\hat{u}_{in}$ ) pueden ser expresadas mediante la ecuación (3.46) [72].

$$\hat{u}_{in}(s) = G_u(s)\hat{u}_{DC}(s) + G_d(s)\hat{d}(s) \quad (3.46)$$

Al adicionar la red de compensación  $G_c(s)$ , el modelo a pequeña señal resultante es presentado en la Figura 3.17(b). Finalmente, la función de transferencia de lazo cerrado que relaciona las oscilaciones en la tensión de salida del generador fotovoltaico y las oscilaciones en la tensión del condensador  $C_{DC}$ , está dada por la ecuación (3.47).

$$G_{close} = \frac{\hat{u}_{in}(s)}{\hat{u}_{DC}(s)} = \frac{G_u(s)}{1 - G_d(s)G_c(s)} \quad (3.47)$$

La red de compensación es diseñada con el fin de lograr los siguientes objetivos:

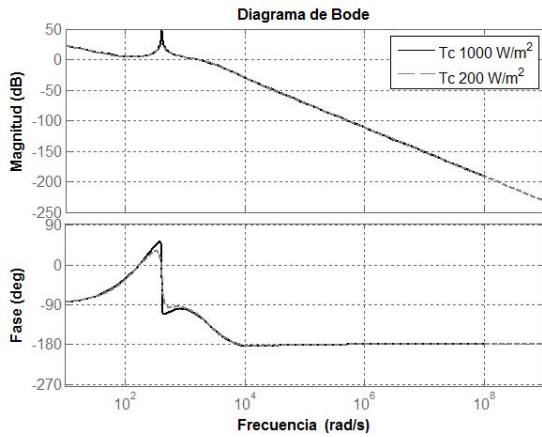
- Sistema estable en lazo cerrado con márgenes de fase y ganancia de al menos  $60^\circ$  y  $10 \text{ dB}$ , respectivamente.
- Ganancia pequeña en lazo cerrado a las frecuencias a las cuales ocurren las oscilaciones en la tensión del condensador  $C_{DC}$ , con el fin de reducir el rizo en la tensión del generador fotovoltaico debido a posibles oscilaciones en la tensión del condensador  $C_{DC}$ .
- Respuestas en frecuencia de lazo cerrado similares para diferentes niveles de irradiancia.

El diseño del controlador se realizó considerando los convertidores DC-DC en las topologías elevadora tradicional y SEPIC presentados en la sección 3.2. Las funciones de transferencia  $G_u(s)$  y  $G_c(s)$  para los convertidores diseñados fueron presentadas en las ecuaciones (3.26) a (3.29) para el elevador tradicional y (3.41) a (3.44) para el SEPIC, considerando dos niveles de irradiancia ( $1000 \text{ W/m}^2$  y  $200 \text{ W/m}^2$ ). El diseño se realizó mediante un proceso de ubicación de polos y ceros partiendo de la función de transferencia de lazo abierto sin compensador ( $T_s = -G_d$ ). En primera instancia se contempló un controlador de segundo orden compuesto de: un cero ubicado en  $z = -250$  con el fin de compensar el atraso de fase asociado con los componentes del sistema, un polo en el origen para eliminar el error en estado estable, un polo en  $p = -2500$  y una ganancia  $k_c$  ajustada para obtener márgenes de fase y ganancia de al menos  $60^\circ$  y  $10 \text{ dB}$ , respectivamente. Debido a que al considerar el controlador resultante no se conseguían ganancias lo suficientemente pequeñas en la respuesta en lazo cerrado para frecuencias comprendidas entre  $0 < f < 300 \text{ [Hz]}$ , se procedió a adicionar compensadores en cascada de primer orden. Finalmente, el controlador resultante que cumplió con una atenuación suficiente en la respuesta en lazo cerrado para frecuencias comprendidas entre  $0 < f < 300 \text{ [Hz]}$  y garantizó márgenes de fase y ganancia de al menos  $60^\circ$  y  $10 \text{ dB}$ , respectivamente; contempló un polo en el origen y tres compensadores en cascada de primer orden con ceros ubicados en  $z = -250$  y polos en  $p = -2500$ .

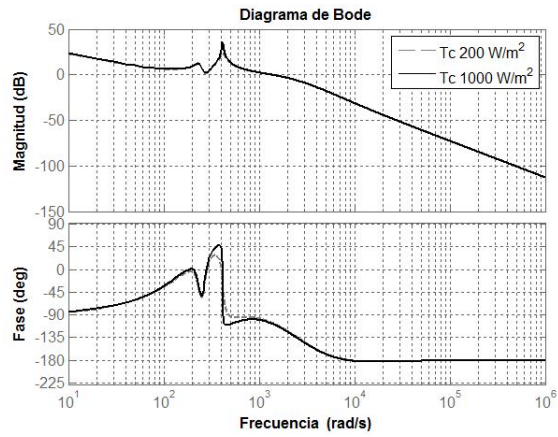
La función de transferencia del controlador final es presentada en la ecuación (3.48), donde la ganancia, los ceros y los polos son establecidos en  $k_c = 300$  (para el elevador tradicional),  $k_c = 200$  (para el SEPIC),  $z_1 = z_2 = z_3 = -250$ ,  $p_1 = 0$  y  $p_2 = p_3 = p_4 = -2500$  para los dos convertidores.

$$G_c(s) = k_c \frac{(s - z_1)(s - z_2)(s - z_3)}{(s - p_1)(s - p_2)(s - p_3)(s - p_4)} = k_c \frac{(s + 250)^3}{s(s + 2500)^3} \quad (3.48)$$

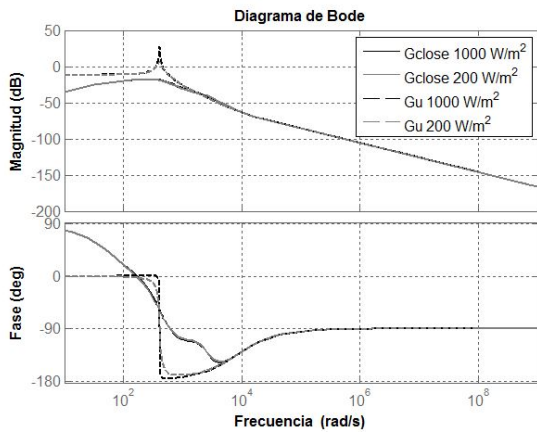
En la Figura 3.18 se presentan los diagramas de bode de  $T_c = -G_d G_c$  (función de transferencia de lazo abierto) y  $G_u$  y  $G_{close}$  (función de transferencia de lazo cerrado), para los dos niveles de irradiancia considerados.



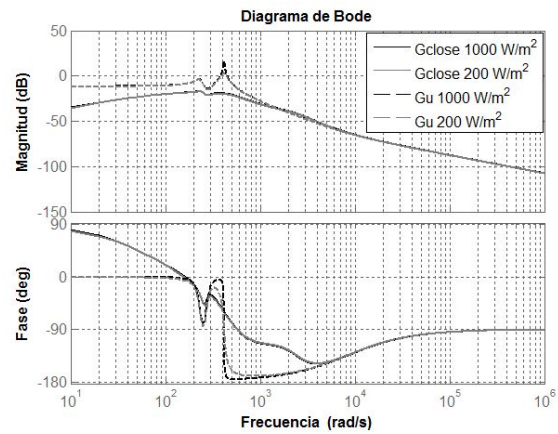
(a)  $T_c = -G_d G_c$  para el convertidor elevador tradicional



(b)  $T_c = -G_d G_c$  para el convertidor SEPIC



(c)  $G_{close}$  y  $G_u$  para el convertidor elevador tradicional



(d)  $G_{close}$  y  $G_u$  para el convertidor SEPIC

Figura 3.18: Diagramas de Bode considerando la adición de una red de compensación

Tal como se observa en la Figura 3.18(a), se obtiene un margen de fase mínimo de  $66^\circ$  y un margen de ganancia mínimo de  $26 \text{ dB}$  al considerar el convertidor elevador tradicional. Para el caso del convertidor SEPIC, se obtiene un margen de fase mínimo de  $73,1^\circ$  y un margen de ganancia mínimo de  $27,5 \text{ dB}$  (ver Figura 3.18(b)).

Comparando los diagramas de bode de  $G_u$  y  $G_{close}$  presentados en las figuras 3.18(c) y 3.18(d) para los dos convertidores, se pueden mencionar las siguientes características:

- Las respuestas en frecuencia de lazo cerrado son similares para los dos niveles de irradiancia considerados en cada una de las topologías.
- Al incluir la red de compensación, se obtiene una ganancia de lazo cerrado menor que la obtenida sin

controlador, principalmente en el rango comprendido entre 0 y 300 Hz para la topología elevadora tradicional ; y entre 0 y 270 Hz para la topología SEPIC. En este sentido, oscilaciones en estos rangos de frecuencia son atenuadas mejor al incluir la red de compensación, para las dos topologías.

- Para el caso del convertidor elevador tradicional, se obtiene una atenuación de  $-26$  dB para oscilaciones al doble de la frecuencia fundamental.
- Para el caso del convertidor SEPIC, se obtiene una atenuación de  $-27,3$  dB para oscilaciones al doble de la frecuencia fundamental.

### 3.4. Resultados de simulación

Con el fin de evaluar el funcionamiento de la etapa DC-DC y de los algoritmos MPPT, se realizaron simulaciones en el software PSIM para dos casos de simulación:

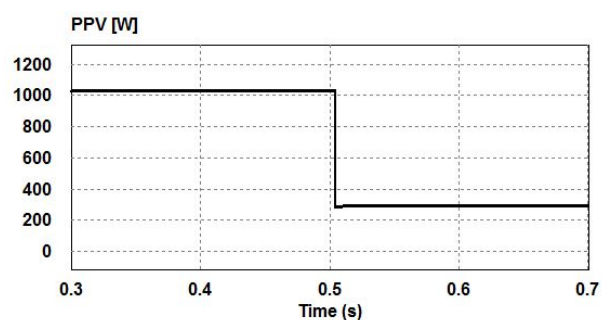
- Caso 1: Tensión de salida constante de valor 460 V ( $u_{DC}(t) = 460$  V). Cambio abrupto de irradiancia de  $1000$  W/m<sup>2</sup> a  $300$  W/m<sup>2</sup> en  $t = 0,5$  s. Temperatura de operación de  $25^{\circ}C$ .
- Caso 2: Tensión de salida con oscilaciones al doble de la frecuencia fundamental de la red, según la ecuación (3.49). Irradiancia de  $800$  W/m<sup>2</sup>. Temperatura de operación de  $25^{\circ}C$ .

$$u_{DC}(t) = 460 + 50\text{sen}(2\pi 120t) \text{ V} \quad (3.49)$$

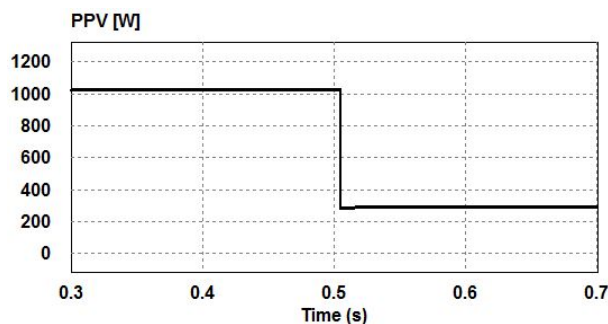
Los algoritmos MPPT fueron implementados a una frecuencia de 200 Hz, considerando una frecuencia de conmutación de 14 kHz para el interruptor de potencia. La red de compensación del algoritmo P&O de paso variable con red de compensación fue discretizada utilizando la transformación bilineal y se implementó a una frecuencia de  $1$  [kHz]. Se consideró un paso de simulación de  $0,1$  [ $\mu$ s]. A continuación se presentan los resultados obtenidos.

#### 3.4.1. Resultados caso 1

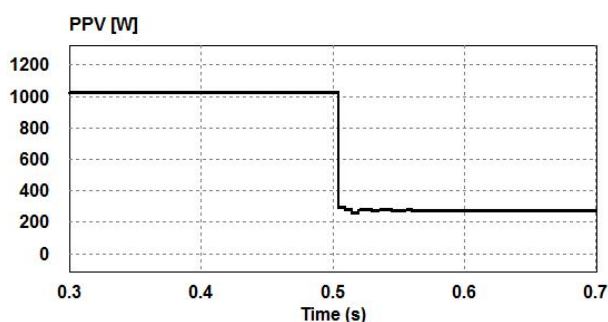
En la Figura 3.19 se presenta la potencia entregada por el generador fotovoltaico considerando los tres algoritmos de control presentados anteriormente y las dos topologías DC-DC, mientras que en las figuras 3.20 y 3.21 se presentan el error de potencia y la tensión de salida del generador, respectivamente. El error en potencia corresponde a la diferencia entre la potencia instantánea entregada por el generador fotovoltaico y la potencia máxima que puede entregar el generador bajo las condiciones de irradiancia y temperatura a las cuales se encuentra expuesto.



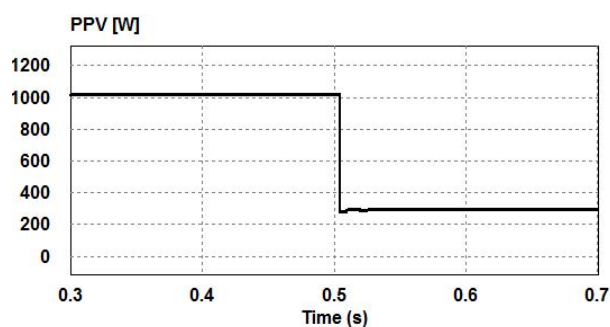
(a) P&amp;O tradicional. Topología elevadora



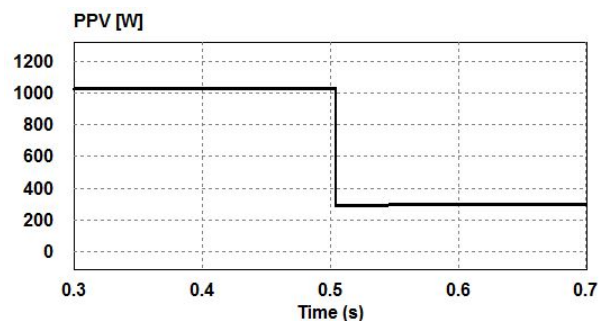
(b) P&amp;O tradicional. Topología SEPIC



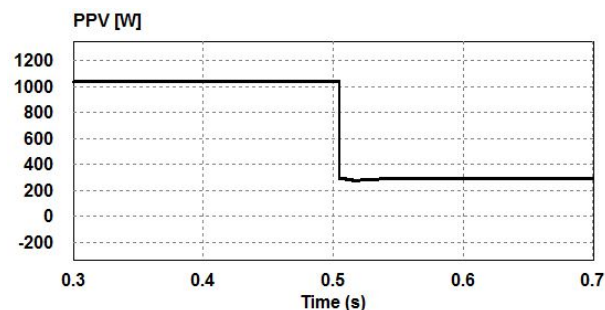
(c) P&amp;O de paso variable. Topología elevadora



(d) P&amp;O de paso variable. Topología SEPIC



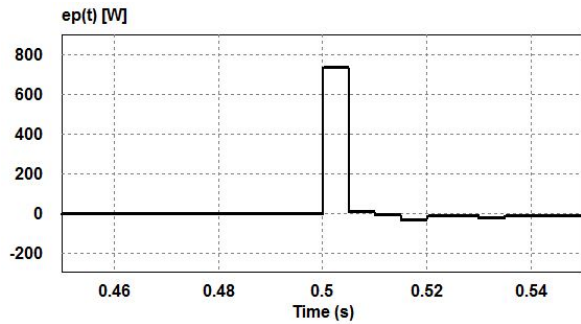
(e) P&amp;O de paso variable con red de compensación. Topología elevadora



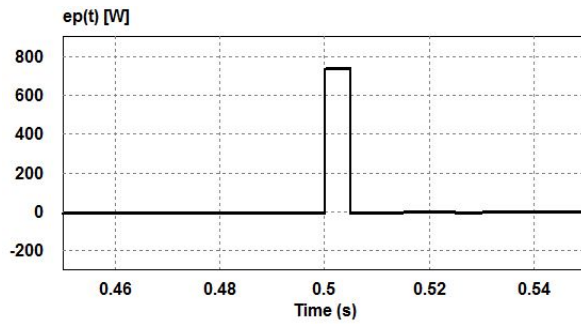
(f) P&amp;O de paso variable con red de compensación. Topología SEPIC

Figura 3.19: Resultados caso 1: Potencia entregada por el generador fotovoltaico

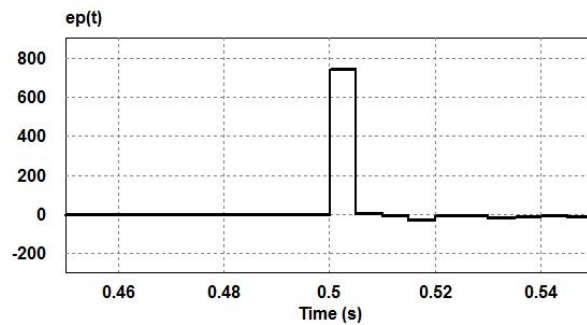
Tal como se observa, los tres algoritmos convergen hacia el punto de máxima potencia ante el cambio brusco de irradiancia (ver Figura 3.20). El algoritmo P&O de paso variable con red de compensación presenta menor sobrepaso máximo a comparación con los otros dos algoritmos según se observa en la Figura 3.21. Asimismo, este algoritmo presenta oscilaciones prácticamente nulas en estado estable tanto en potencia como en tensión.



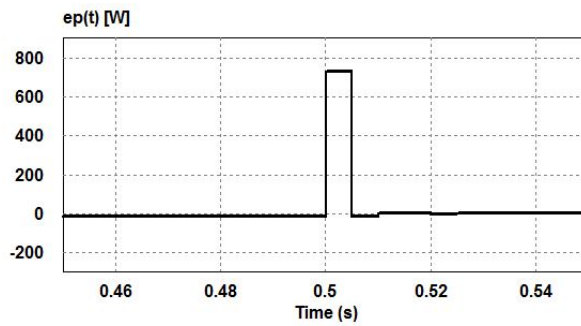
(a) P&amp;O tradicional. Topología elevadora



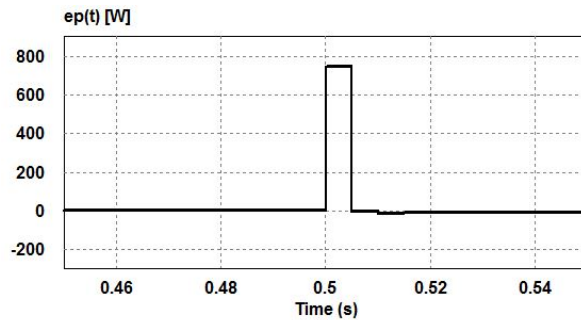
(b) P&amp;O tradicional. Topología SEPIC



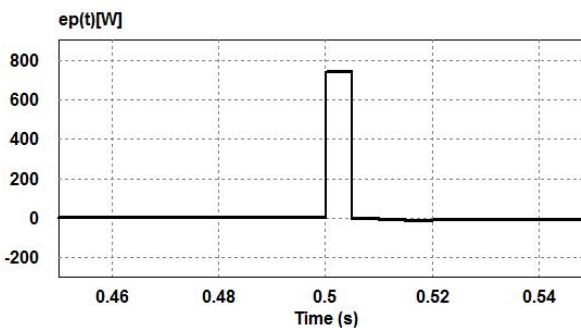
(c) P&amp;O de paso variable. Topología elevadora



(d) P&amp;O de paso variable. Topología SEPIC



(e) P&amp;O de paso variable con red de compensación. Topología elevadora



(f) P&amp;O de paso variable con red de compensación. Topología SEPIC

Figura 3.20: Resultados caso 1: Error en potencia

Los resultados presentados en la Figura 3.20 muestran que el algoritmo P&O de paso variable con red de compensación alcanza el punto de máxima potencia en un tiempo menor que el requerido por los otros dos algoritmos. Lo anterior se evidencia por las oscilaciones presentadas en el error de potencia justo después de que ocurre el cambio abrupto en la potencia generada ( $t > 0,505$  [s]).

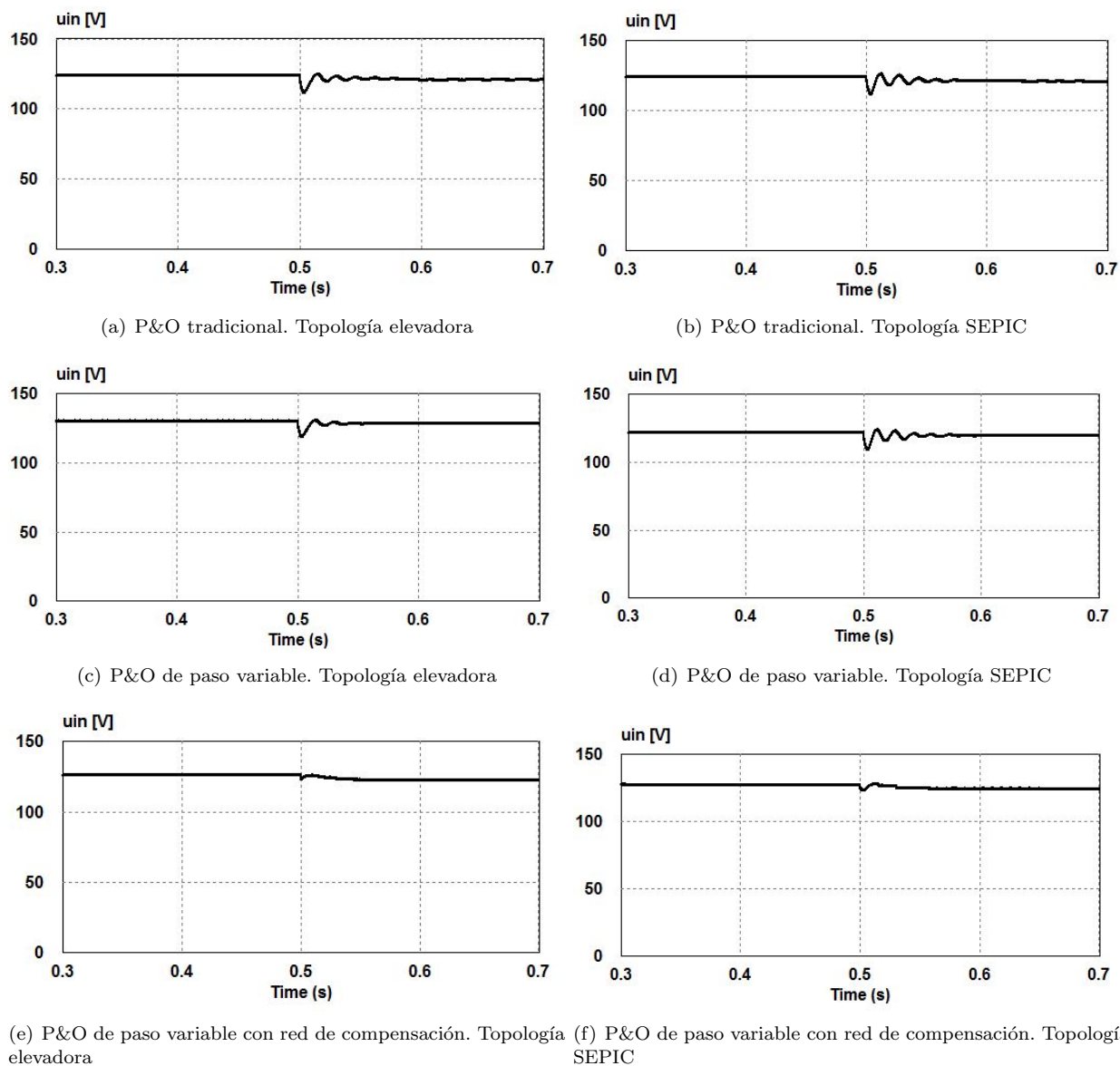
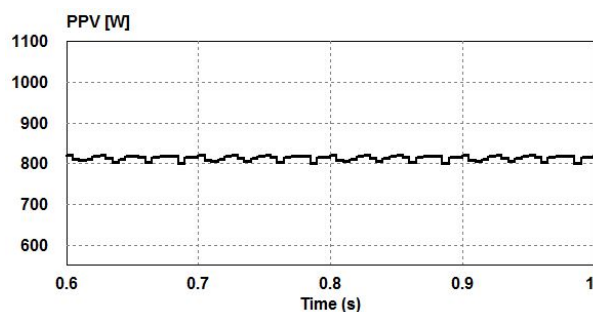


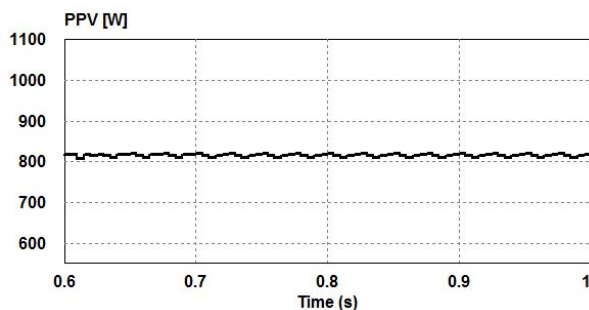
Figura 3.21: Resultados caso 1: Tensión del generador fotovoltaico

### 3.4.2. Resultados caso 2

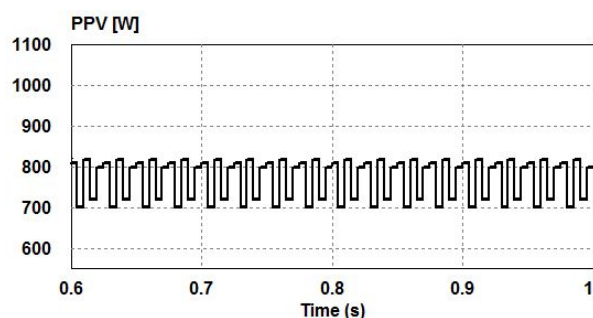
En este caso se analizan los efectos producidos en la potencia y tensión del generador fotovoltaico debido a oscilaciones al doble de la frecuencia en la tensión de salida  $u_{DC}(t)$ . Los resultados de la potencia entregada por el generador se presentan en la Figura 3.22. Por su lado, las figuras 3.23 y 3.24 muestran el error en potencia y la tensión a la salida del generador.



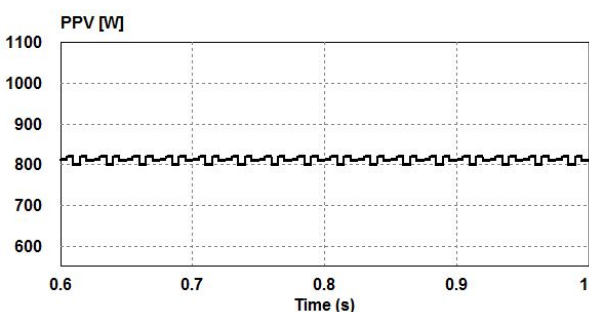
(a) P&amp;O tradicional. Topología elevadora



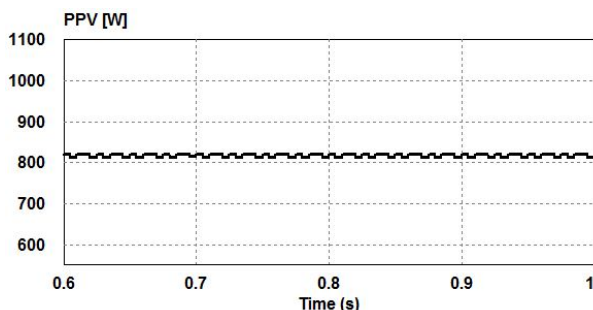
(b) P&amp;O tradicional. Topología SEPIC



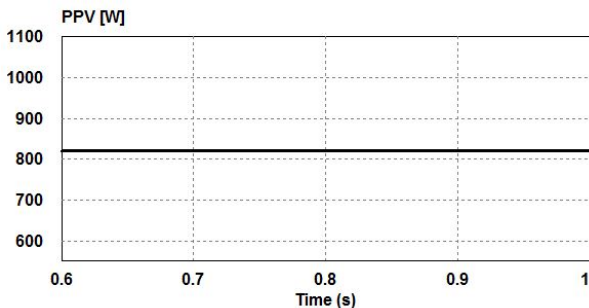
(c) P&amp;O de paso variable. Topología elevadora



(d) P&amp;O de paso variable. Topología SEPIC



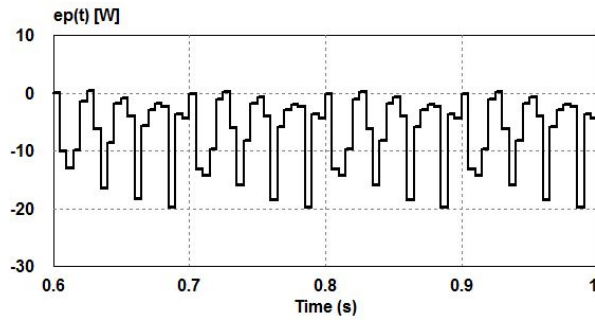
(e) P&amp;O de paso variable con red de compensación. Topología elevadora



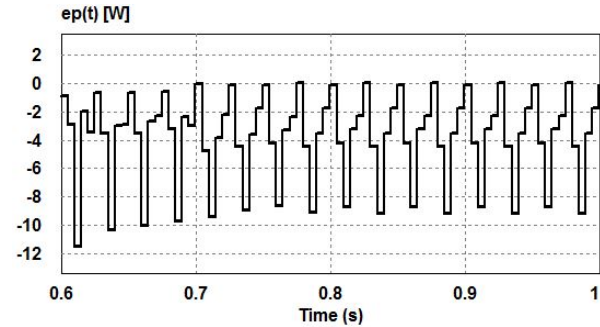
(f) P&amp;O de paso variable con red de compensación. Topología SEPIC

Figura 3.22: Resultados caso 2: Potencia entregada por el generador fotovoltaico

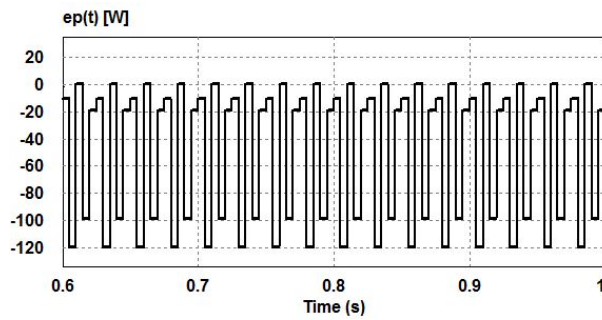
Tal como se observa, los algoritmos P&O tradicional y P&O de paso variable presentan al doble de la frecuencia fundamental de la red, un rizo mayor en la potencia y en la tensión de salida del generador, mientras el algoritmo P&O de paso variable con red de compensación atenúa mejor estas oscilaciones. Note que el rizo resultante en la potencia entregada por el generador es mayor al utilizar el algoritmo P&O de paso variable. Lo anterior puede deberse a la dependencia directa que existe entre el paso de modificación del algoritmo y las variaciones de potencia.



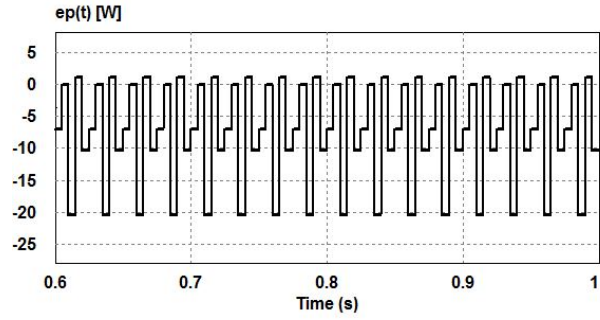
(a) P&amp;O tradicional. Topología elevadora



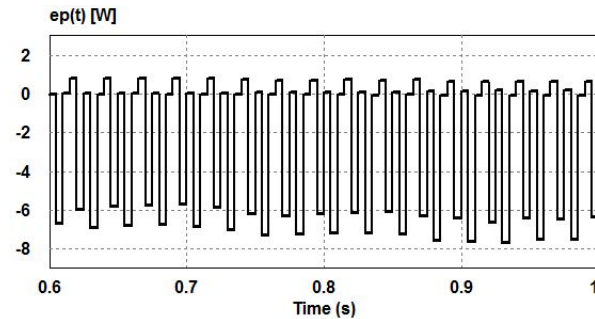
(b) P&amp;O tradicional. Topología SEPIC



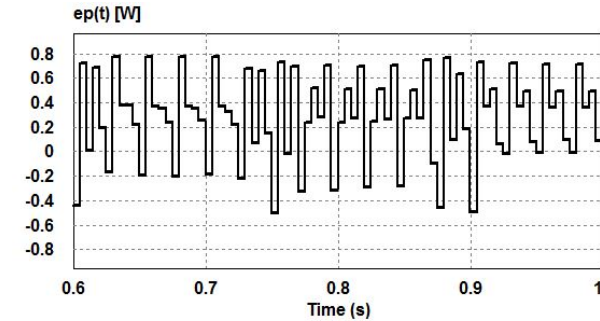
(c) P&amp;O de paso variable. Topología elevadora



(d) P&amp;O de paso variable. Topología SEPIC



(e) P&amp;O de paso variable con red de compensación. Topología elevadora

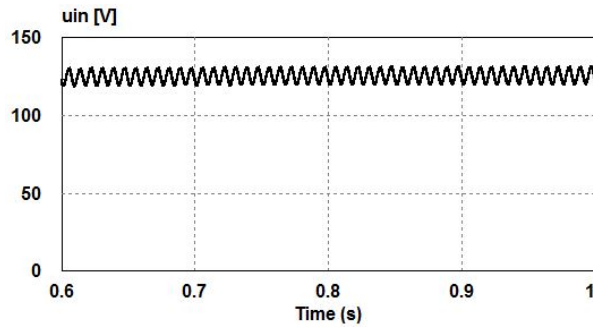


(f) P&amp;O de paso variable con red de compensación. Topología SEPIC

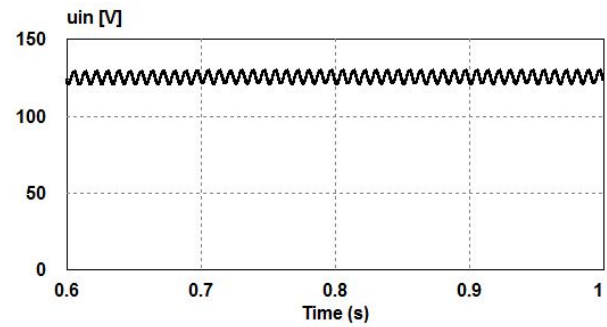
Figura 3.23: Resultados caso 2: Error en potencia

Los resultados obtenidos en este caso de simulación verifican el correcto diseño y comportamiento del controlador diseñado para atenuar las oscilaciones en las señales de salida del generador fotovoltaico, debidas a variaciones en la tensión del condensador  $C_{DC}$ .

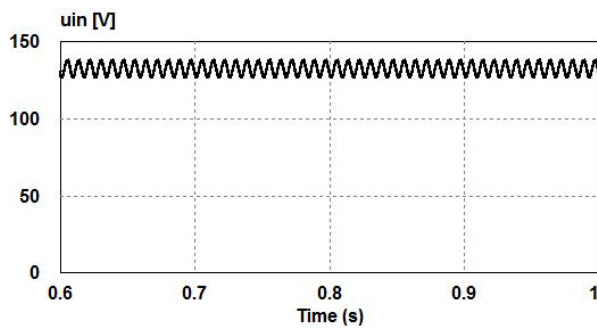
Como observación final, las oscilaciones presentadas en la potencia y en tensión de salida del generador son menores al utilizar la topología SEPIC, que las producidas al usar el convertidor elevador tradicional.



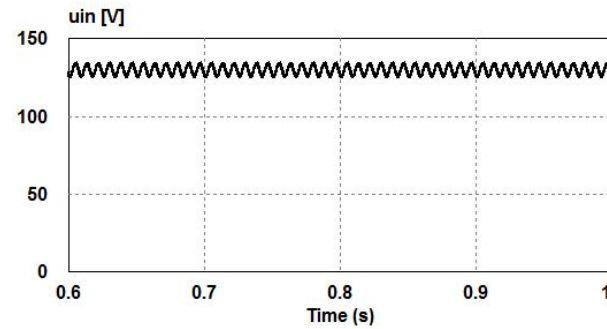
(a) P&O tradicional. Topología elevadora



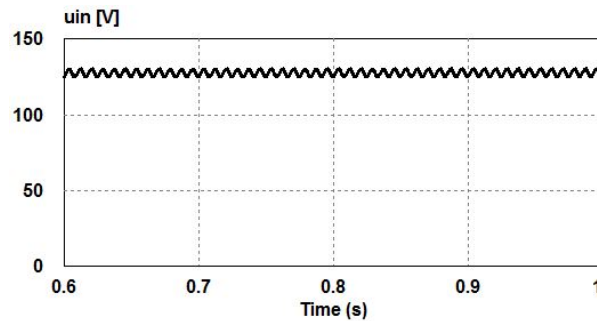
(b) P&O tradicional. Topología SEPIC



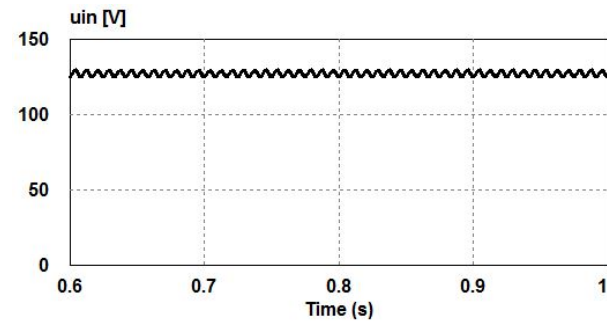
(c) P&O de paso variable. Topología elevadora



(d) P&O de paso variable. Topología SEPIC



(e) P&O de paso variable con red de compensación. Topología elevadora



(f) P&O de paso variable con red de compensación. Topología SEPIC

Figura 3.24: Resultados caso 2: Tensión del generador fotovoltaico

Este resultado se evidencia principalmente en las gráficas de error de potencia presentadas en la Figura 3.23.

### 3.5. Síntesis

En este capítulo se han analizado dos topologías para la conversión DC-DC, la topología DC-DC elevadora tradicional y la topología SEPIC (elevadora-reductora), controladas para adecuar las señales de

salida del generador fotovoltaico y seguir el punto de máxima potencia. Para cada una de estas topologías se describió el modelo a pequeña señal y se analizaron los efectos en la tensión del generador fotovoltaico debidos a variaciones en la tensión del condensador del lado de continua del inversor. Mediante este análisis se evidenció que oscilaciones en la tensión de este condensador en el rango de frecuencias comprendido entre 0 y 300 [Hz] no eran lo suficientemente atenuadas en las señales del generador fotovoltaico para las dos topologías.

En cuanto a los algoritmos MPPT, se presentaron dos estrategias tradicionales: el algoritmo de Perturbación y Observación (P&O) y el P&O de paso variable. Partiendo de estas estrategias y de los modelos a pequeña señal de los convertidores DC-DC, se propuso el algoritmo P&O de paso variable con red de compensación buscando reducir las oscilaciones en la tensión de salida del generador fotovoltaico debido a posibles oscilaciones en las tensiones de lado de continua del inversor, mejorar la respuesta dinámica mediante un paso de modificación variable y reducir posibles oscilaciones alrededor del punto de máxima potencia cuando éste es alcanzado.

Las topologías DC-DC y el funcionamiento de los algoritmos de control fue evaluado mediante simulaciones en el *software* PSIM. Entre los resultados obtenidos se observó que el rizo presente en la potencia entregada por el generador fotovoltaico es mayor al utilizar el algoritmo P&O de paso variable cuando se presentan oscilaciones en las tensiones de los condensadores del lado de continua del inversor. Sin embargo, al incluir la red de compensación al algoritmo P&O de paso variable siguiendo el algoritmo propuesto, fue posible reducir el rizo presente en la tensión y en la potencia entregada por el generador fotovoltaico mejorando los resultados obtenidos por los algoritmos P&O tradicional y P&O de paso variable.

En cuanto a las topologías DC-DC, el convertidor SEPIC presentó mejores resultados que el convertidor elevador tradicional en cuanto a la atenuación de las oscilaciones presentadas en la potencia y en tensión de salida del generador ante perturbaciones en la tensión del condensador del lado de continua del inversor. Partiendo de lo anterior, la topología SEPIC se selecciona como la indicada para la aplicación contemplada en esta tesis doctoral.

---

## Control de corriente del inversor de potencia

*El inversor de potencia es el componente encargado de convertir las señales de DC en AC. Para la aplicación considerada en esta tesis, los pulsos de disparo de los dispositivos semiconductores del inversor son generados con el fin de seguir las señales de referencia de corriente mediante un controlador en lazo cerrado. En este sentido, este capítulo presenta dos topologías para la conversión DC-AC: el inversor trifásico de cuatro hilos con condensador repartido de dos y tres niveles. Se describen dos estrategias en lazo cerrado utilizadas para el control de los inversores de potencia: la modulación delta y el control de tiempo de establecimiento finito o de tiempo muerto (Deadbeat). Para esta última estrategia de control se contemplan dos estrategias de modulación de lazo abierto: la modulación por ancho de pulso con desplazamiento de nivel y la modulación vectorial 3D en las coordenadas cartesianas naturales.*

*En este capítulo se presenta un análisis comparativo del desempeño de las dos topologías y de las técnicas de control consideradas. Este análisis se realiza mediante simulaciones en el software PSIM. Se evalúa el funcionamiento de los algoritmos de control ante el seguimiento de corrientes de referencia típicas en sistemas fotovoltaicos con funciones de filtrado activo. El desempeño es evaluado bajo dos criterios de comparación: el error máximo instantáneo en estado estable y el error medio cuadrático en estado estable.*

### 4.1. Consideraciones generales

En la figura 4.1 se presenta un diagrama equivalente de la etapa de conversión DC-AC conectada a la red de distribución, teniendo en cuenta las siguientes suposiciones:

- El inversor de potencia es conectado a la red de distribución por medio de un filtro de primer orden compuesto de un elemento inductivo ( $L$ ) en serie con un elemento resistivo ( $R$ ).
- La etapa de conversión DC-DC y el generador fotovoltaico son representados como una fuente de tensión independientes ( $u_{DC}(t)$ ). Esta representación es derivada con base en la suposición que el valor del condensador  $C_{DC}$  es lo suficientemente grande tal que permite desacoplar la etapa de DC-DC de la etapa de DC-AC.
- Con respecto al sistema de distribución, se considera la tensión equivalente vista desde el PCC ( $u_{sa}(t)$ ,  $u_{sb}(t)$  y  $u_{sc}(t)$ ).
- Con respecto a la carga, ésta se considera como un consumo de corriente representado mediante una fuente de corriente trifásica con valores  $i_{La}(t)$ ,  $i_{Lb}(t)$  e  $i_{Lc}(t)$ .
- El control del inversor de potencia se realiza mediante un algoritmo en lazo cerrado, el cual busca seguir las corrientes de referencia ( $i_{aref}(t)$ ,  $i_{bref}(t)$  y  $i_{cref}(t)$ ) con el menor error posible. La generación de las corrientes de referencia se expone en el siguiente capítulo, por lo que en este capítulo se suponen corrientes de referencia arbitrarias.

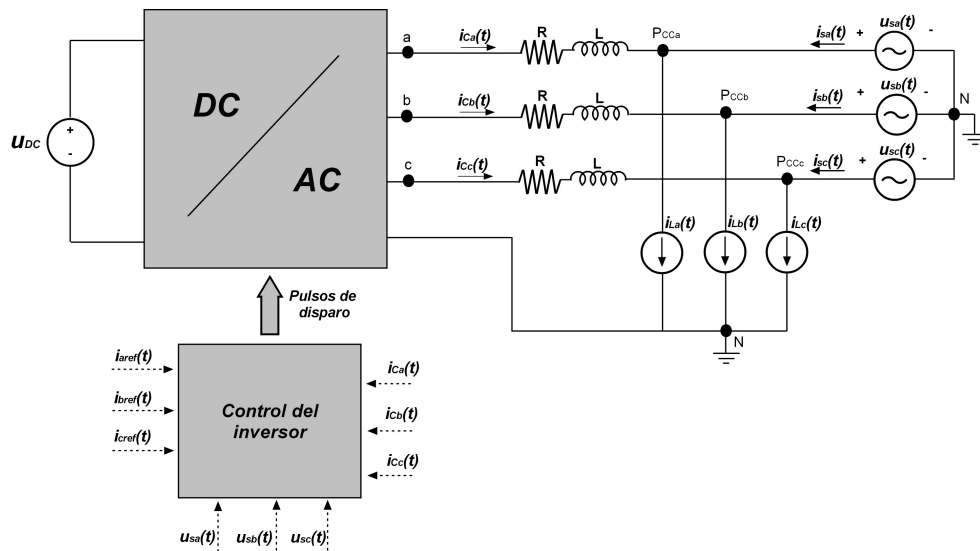


Figura 4.1: Equivalente de la etapa de conversión DC-AC

Denotando  $u_{aN}(t)$ ,  $u_{bN}(t)$  y  $u_{cN}(t)$  como las tensiones a la salida del inversor con respecto al neutro del sistema (nodo  $N$ ) para las fases  $a$ ,  $b$  y  $c$ , respectivamente, se pueden deducir las siguientes ecuaciones diferenciales que modelan el circuito de la Figura 4.1.

$$L \frac{di_{Ck}(t)}{dt} + Ri_{Ck} = u_{kN}(t) - u_{sk}(t) \quad \text{para } k = a, b, c \quad (4.1)$$

## 4.2. Topologías

Las topologías consideradas en este trabajo para la conversión DC-AC corresponden al inversor trifásico de cuatro hilos con condensador repartido (NPC, *Neutral Point Clamped*) de dos y tres niveles. A continuación se presentan estas dos topologías.

### 4.2.1. Inversor trifásico de cuatro hilos con condensador repartido de dos niveles

La estructura de este inversor se presenta en la Figura 4.2. Los dispositivos semiconductores del inversor son modelados como interruptores ideales. Esta topología contiene dos condensadores en el lado de continua cuyo punto medio de conexión es conectado al neutro de la red, lo cual permite un camino para la componente de secuencia homopolar de la corriente [2, 150]. Es la topología de cuatro hilos más económica y es utilizada para aplicaciones de media y baja potencia [20]. Además, es fácil de controlar ya que es posible desacoplar las tres ramas, dado que la tensión de cada rama depende únicamente del estado de conmutación de sus dos dispositivos semiconductores [21, 98].

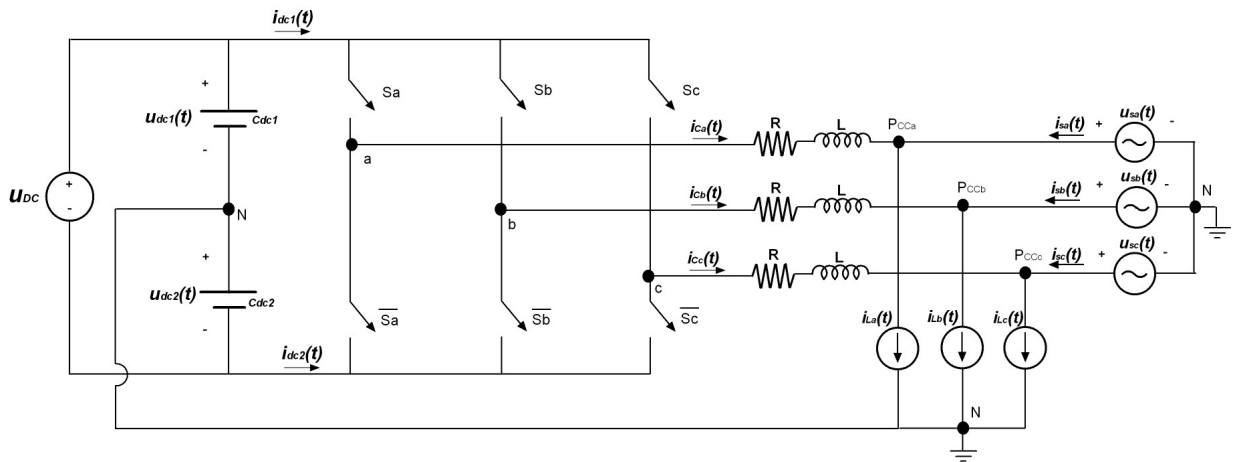


Figura 4.2: Inversor con condensador repartido de dos niveles

La operación de este inversor contempla las siguientes consideraciones:

- Los dos interruptores de una misma rama no pueden estar cerrados simultáneamente, ya que esto ocasionaría un cortocircuito en el lado de continua.
- Las señales de conmutación de los interruptores de potencia se denotan por  $S_k$ , donde  $k$  representa la fase correspondiente ( $k = a, b, c$ ).
- Hay solo una señal de control por fase, ya que un interruptor es controlado con la señal de conmutación  $S_k$  y el otro interruptor es controlado con la señal de conmutación invertida ( $\overline{S}_k$ ), con el fin de evitar cortocircuitos en las tensiones del lado de continua.
- Las tensiones entre fase y neutro a la salida del inversor podrán tomar los valores de  $u_{dc1}(t)$  o  $-u_{dc2}(t)$ .
- Las tensiones de línea a la salida del inversor solo podrán tomar los valores instantáneos de  $+u_{dc}$ ,  $-u_{dc}$  o 0.

Idealmente las señales del lado de continua  $u_{dc1}(t)$  y  $-u_{dc2}(t)$  corresponden a  $+u_{dc}/2$  y  $-u_{dc}/2$ , respectivamente. Sin embargo, la inyección de corrientes de secuencia homopolar puede desbalancear la distribución de la tensión en los condensadores  $C_{dc1}$  y  $C_{dc2}$ , ocasionando la pérdida de la controlabilidad del inversor. Para evitar lo anterior, se debe implementar un controlador adecuado que garantice el balance en la distribución de la tensión en estos condensadores. El controlador considerado en este trabajo para contrarrestar este problema se presenta en la sección 5.2.

#### 4.2.2. Inversor trifásico de cuatro hilos con condensador repartido de tres niveles

Con el fin de mejorar la calidad de las ondas de tensión y corriente generadas por el inversor y extender la aplicación para mayores potencias nominales y mayores niveles de tensión, es posible considerar inversores con un mayor número de niveles. En este caso se considera la topología NPC de tres niveles presentada en la Figura 4.3.

Esta topología contiene también dos condensadores en el lado de continua cuyo punto medio es conectado al neutro de la red y a los diodos de enclavamiento de cada una de las ramas. Lo anterior, permite un camino para la componente de secuencia homopolar de la corriente y además se habilita la generación de un nivel de tensión nulo a la salida del inversor, obteniendo un total de tres niveles diferentes de tensión de salida.

En esta topología, cada interruptor de potencia debe bloquear solo la mitad de la tensión total del lado de continua, por lo tanto, con la misma tecnología de semiconductores la potencia nominal del convertidor

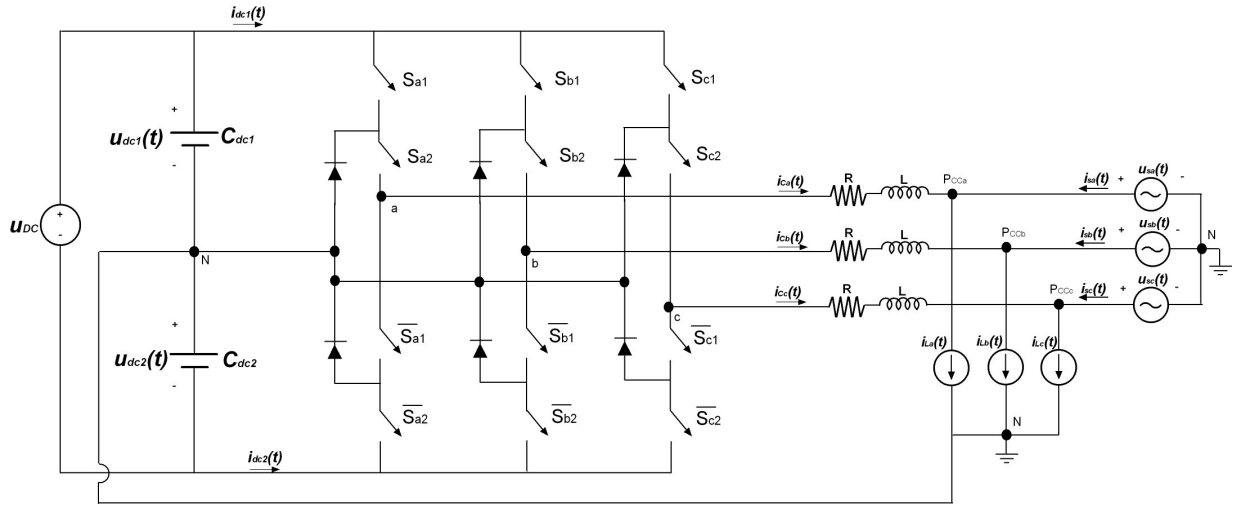


Figura 4.3: Inversor con condensador repartido de tres niveles

puede ser doblada [88]. La topología NPC se puede extender para mayores potencias nominales adicionando interruptores de potencia y diodos de acople para permitir el bloqueo de tensiones mayores y obtener un mayor número de niveles a la salida. Sin embargo, al incrementar el numero de niveles, incrementa el costo y la dificultad del sistema de control, lo que ha llevado a que en la industria solo se utilicen las topología NPC de tres niveles (3L-ANPC) y NPC de cinco niveles (5L-ANPC) [87–89].

La operación del NPC de tres niveles contempla las siguientes consideraciones:

- Las señales de conmutación de los interruptores de potencia se denotan por  $S_{kj}$ , donde  $k$  representa la fase correspondiente ( $k = a, b, c$ ) y  $j$  representa el interruptor ( $j = 1, 2$ ).
- Hay solo dos señales de control por fase, ya que los dos interruptores superiores son controlados con las señales  $S_{k1}$  y  $S_{k2}$ , y los otros dos interruptores son controlados con las señales de conmutación invertidas ( $\bar{S}_{k1}$  y  $\bar{S}_{k2}$ ) con el fin de evitar cortocircuitos en las tensiones del lado de continua.
- Las tensiones entre fase y neutro a la salida del inversor podrán tomar los valores de  $u_{dc1}(t)$ ,  $-u_{dc2}(t)$  o 0.
- Las tensiones de línea a la salida del inversor podrán tomar los valores instantáneos de  $+u_{dc}$ ,  $-u_{dc}$ ,  $u_{dc1}(t)$ ,  $-u_{dc2}(t)$  o 0.

En la tabla 4.1 se presenta la relación entre las tensiones de salida del inversor NPC de tres niveles para la fase  $k$  ( $k = a, b, c$ ), según las señales de conmutación de los interruptores de la rama correspondiente. Tal como se puede observar en esta tabla, el estado (1, 0) no es utilizado debido a que no proporciona un

camino para el flujo de corriente [88].

Tabla 4.1: Tensión de salida del inversor para la topología NPC de tres niveles

$(S_{k1}, S_{k2})$	$u_{kN}$
(0,0)	$-u_{dc2}(t)$
(0,1)	0
(1,1)	$u_{dc1}(t)$

Por otro lado, este convertidor presenta las mismas desventajas del inversor de dos niveles en cuanto al posible desbalance en la distribución de la tensión en los condensadores  $C_{dc1}$  y  $C_{dc2}$ . Para lo anterior, se debe implementar un controlador adecuado que garantice esta distribución. El controlador considerado en este trabajo para contrarrestar este problema se presenta en la sección 5.2.

### 4.3. Control de corriente del inversor de potencia

El control del inversor de potencia tiene como finalidad determinar las señales de conmutación de los dispositivos semiconductores del inversor, de tal forma que las señales de corriente generadas por éste, sigan con el menor error posible las señales de referencia [117, 118]. En la Figura 4.4 se presenta un diagrama equivalente monofásico del control de corriente del inversor de potencia utilizando un algoritmo en lazo cerrado.

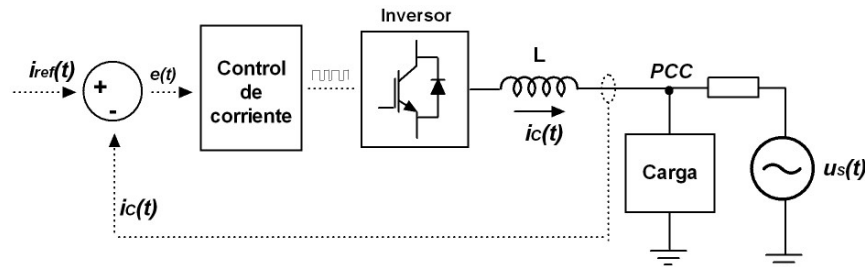


Figura 4.4: Ejemplo del controlador de corriente para el inversor de potencia

El inversor de potencia y su correspondiente estrategia de control deben ser capaces de seguir variaciones repentinas de las señales de referencia, con el fin de seguir corrientes compuestas por: componentes a la frecuencia fundamental de la red (requeridas para entregar la potencia activa generada por el arreglo fotovoltaico); y componentes desbalanceadas y distorsionadas con un alto contenido de armónicos (requeridas para lograr los objetivos de compensación).

Las estrategias de control de corriente en lazo cerrado son las utilizadas en este tipo de aplicaciones, ya que permiten seguir la señal de referencia a pesar de la existencia de condiciones variables en el sistema y de cargas variables en el tiempo. Sin embargo, algunas de estas técnicas, más específicamente los controladores lineales, requieren el uso de una técnica de modulación de lazo abierto.

En este trabajo se analizan dos estrategias de control de corriente: la modulación delta y el controlador de tiempo de establecimiento finito o de tiempo muerto (*Deadbeat*). Para esta última estrategia se analizan también las estrategias de modulación por ancho de pulso (PWM, *Pulse Width Modulation*) y modulación vectorial (SVM, *Space Vector Modulation*).

### 4.3.1. Modulación delta

La modulación delta obtiene directamente las señales de conmutación del inversor de potencia a partir de las señales de error de corriente. Se puede considerar como un caso particular del control de histéresis, con un ancho de banda de histéresis generalmente nulo y una frecuencia de muestreo constante, por lo que las señales de control son constantes durante cada periodo [21, 64, 119].

Para el caso del inversor con condensador repartido de dos niveles (Figura 4.2), este controlador compara en cada periodo de muestreo la corriente de referencia ( $i_{kref}$ ) con la corriente generada por el convertidor ( $i_{Ck}$ ) para cada una de las fases ( $k = a, b, c$ ). A partir de esta comparación, se toma una acción de control siguiendo la ecuación (4.2) para  $k = a, b, c$ .

$$\begin{aligned} Si \quad e_k(t) = (i_{kref} - i_{Ck}) > 0 & \implies S_k = 1 \\ Si \quad e_k(t) = (i_{kref} - i_{Ck}) \leq 0 & \implies S_k = 0 \end{aligned} \quad (4.2)$$

En este sentido, si la corriente de referencia es mayor que la corriente generada por el convertidor en la rama  $k$ , el interruptor superior de esta rama es accionado de tal forma que se produzca un incremento en la corriente generada. En caso contrario, se acciona el interruptor inferior de la rama para producir un decremento.

Considerando que en un periodo de muestreo la tensión en el PCC se mantiene constante, la variación de la corriente generada por el convertidor entre un instante de tiempo  $t_0$  y el instante  $t < t_0 + T_{sw}$ , donde  $T_{sw}$  es el periodo de muestreo, se puede aproximar mediante la siguiente ecuación [21]:

$$i_{Ck}(t) = \frac{(u_{kN} - u_{sk})t}{L} + i_{Ck}(t_0) \quad (4.3)$$

Donde  $i_{Ck}(t_0)$  es la corriente generada por la rama  $k$  del convertidor en el instante inicial del periodo de muestreo. Esta ecuación corresponde a una línea recta con pendiente  $m$  dada por:

$$m = \frac{(u_{kN} - u_{sk})}{L} \quad (4.4)$$

En este sentido, si la tensión del inversor  $u_{kN}$  es mayor a la tensión de la red  $u_{sk}$ , la pendiente es positiva. En caso contrario, esta pendiente es negativa. En ambos casos, la pendiente es inversamente proporcional al valor de la inductancia del filtro de conexión a la red.

Esta estrategia no es comúnmente aplicada para el inversor con condensador repartido de tres niveles, ya que no se aprovecha el nivel de tensión nulo adicional a la salida del inversor, por lo que su operación sería equivalente a la obtenida con el inversor de dos niveles.

#### 4.3.2. Control de tiempo de establecimiento finito o de tiempo muerto (*Deadbeat*)

La principal función de este controlador es determinar la tensión a la salida del inversor de potencia necesaria para llevar el error de seguimiento de la corriente de referencia a un valor nulo, por lo que por sí solo no genera las señales de conmutación. En este sentido, la tensión del inversor es posteriormente sintetizada mediante una técnica de modulación de lazo abierto, la cual determina las señales de conmutación del inversor de potencia.

El controlador *Deadbeat* tiene como objetivo predecir con base en el modelo del sistema a controlar, el valor que debe tener la tensión de salida del inversor, de tal manera que la corriente generada alcance el valor de referencia al final de  $n + 1$  muestras, donde  $n$  es el orden del sistema.

Para determinar la tensión a sintetizar usando el controlador *Deadbeat*, se parte del modelo del inversor conectado a la red presentado previamente en la ecuación (4.1). Despreciando la resistencia del filtro ( $R$ ) y expresando la ecuación (4.1) en el dominio de Laplace, se obtiene:

$$I_{Ck}(s) = \frac{U_{kN}(s) - U_{sk}(s)}{sL} \quad \text{para } k = a, b, c \quad (4.5)$$

Utilizando la transformada bilineal para discretizar la ecuación (4.5), se obtiene la siguiente relación [21]:

$$u_{kN}(n+1) = \frac{2L}{T_{sw}} [i_{Ck}(n+1) - i_{Ck}(n)] - u_{kN}(n) + u_{sk}(n+1) + u_{sk}(n) \quad (4.6)$$

Donde  $T_{sw}$  corresponde al periodo de muestreo. Se considera que la corriente generada alcanza la referencia ( $i_{kref}$ ) al final de cada periodo de muestreo siguiendo la ecuación (4.7).

$$i_{Ck}(n+1) = i_{kref}(n) \quad \text{para } k = a, b, c \quad (4.7)$$

Reemplazando la anterior relación en la ecuación (4.6), se obtiene:

$$u_{kN}(n+1) = \frac{2L}{T_{sw}} [i_{kref}(n) - i_{Ck}(n)] - u_{kN}(n) + u_{sk}(n+1) + u_{sk}(n) \quad (4.8)$$

Finalmente, considerando que la tensión en el PCC y la tensión de salida del inversor permanecen aproximadamente constantes en un periodo de muestreo, la ecuación (4.8) se puede simplificar resultando en:

$$\bar{u}_{kN}(n) = \frac{L}{T_{sw}} [i_{kref}(n) - i_{Ck}(n)] + u_{sk}(n) \quad (4.9)$$

La anterior relación representa la tensión a sintetizar en cada periodo de muestreo, la cual es sintetizada mediante una estrategia de modulación, tal como se describe a continuación.

Las estrategias de modulación buscan controlar el ancho de los pulsos de disparo de los interruptores de potencia del inversor, de tal manera que el valor medio de la señal de tensión generada por éste sea igual al valor medio de la señal de referencia de tensión en cada periodo de conmutación [2, 120]. A continuación se presentan tres estrategias de modulación para las topologías del inversor trifásico de cuatro hilos con condensador repartido: la modulación por ancho de pulso con portadora triangular (SPWM, *carrier-based sinusoidal* PWM) aplicada al inversor de dos niveles, la modulación por ancho de pulso con desplazamiento de nivel (LS-PWM, *Level-shifted* PWM) y la modulación vectorial 3D en las coordenadas cartesianas naturales, estrategias generalizadas para inversores de cuatro hilos con n niveles.

### **Modulación por ancho de pulso con portadora triangular**

Esta estrategia de modulación genera los pulsos de disparo de los interruptores de potencia de cada rama del inversor, mediante la comparación de la señal de referencia de cada rama (señal moduladora) con un onda portadora triangular, tal como se observa en la Figura 4.5 [21, 120].

Puede ser empleada para el inversor con condensador repartido de dos niveles presentado en la Figura 4.2. En este caso, los interruptores de potencia de la fase  $k$ , se controlan comparando la señal de referencia

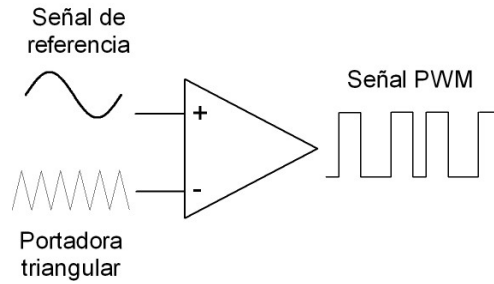


Figura 4.5: Modulación por ancho de pulso utilizando una onda portadora triangular

de la fase  $k$  con la onda portadora triangular, de tal manera que si la referencia es mayor que la onda portadora, se activa el interruptor superior ( $S_k = 1$ ). De lo contrario, se activa el interruptor inferior ( $S_k = 0$ ).

Un ejemplo de esta estrategia de modulación aplicada al inversor trifásico con condensador repartido de dos niveles se presenta en la Figura 4.6.

En este caso, se considera una señal de referencia trifásica sinusoidal balanceada de secuencia positiva, a una frecuencia de  $60\text{ Hz}$ ; y una onda portadora triangular con frecuencia de modulación de  $600\text{ Hz}$ . Todas las señales en la gráfica se presentan en por unidad [p.u.] suponiendo  $u_{dc1} = u_{dc2} = 1$ . Además, se considera que las señales de referencia a sintetizar presentan una amplitud de  $0,8$  [p.u.].

### Modulación por ancho de pulso con desplazamiento de nivel

Esta estrategia de modulación es la extensión de la técnica SPWM para inversores multinivel. Generalizando la técnica SPWM, un inversor de  $m$  niveles requiere de  $m - 1$  ondas portadoras triangulares. Estas ondas portadoras son desplazadas verticalmente y ubicadas entre dos niveles de tensión del inversor. En este sentido, cada portadora es asociada a dos niveles de tensión y el principio de la técnica SPWM puede ser aplicado, teniendo en cuenta los interruptores del inversor que generan los niveles de tensión correspondientes [88].

Es una estrategia especialmente usada en convertidores NPC debido a que cada onda portadora puede ser fácilmente asociada a dos interruptores de potencia del convertidor. Para el caso del inversor con condensador repartido de tres niveles presentado en la Figura 4.3, son requeridas dos ondas portadoras triangulares ( $u_{tr1}$  y  $u_{tr2}$ ), una ubicada entre el nivel  $0$  y  $+u_{dc1}$ , y la otra ubicada entre  $-u_{dc2}$  y  $0$ , tal como se presenta en la Figura 4.7 (todas las señales en la gráfica se presentan por unidad suponiendo  $u_{dc1} = u_{dc2} = 1$ ). La lógica de la estrategia de modulación es la que sigue:

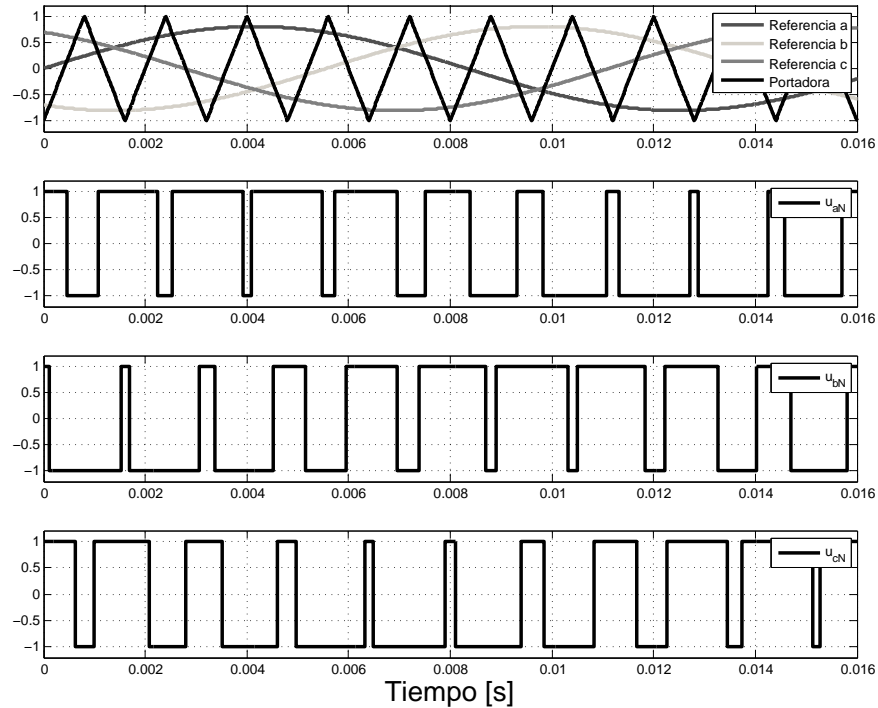


Figura 4.6: Ejemplo de la técnica PWM trifásica con portadora triangular

- Si la señal de referencia de la rama  $k$  es mayor que las dos ondas portadoras, los interruptores superiores de la rama son activados ( $S_{k1} = 1$  y  $S_{k2} = 1$ ).
- Si el valor de la señal de referencia de la rama  $k$  se encuentra entre las dos ondas portadoras ( $u_{tr2} \leq u_{kref} \leq u_{tr1}$ ), la salida de la rama  $k$  es conectada al neutro  $N$  ( $S_{k1} = 0$  y  $S_{k2} = 1$ ).
- Si la señal de referencia de la rama  $k$  es menor que las dos ondas portadoras, los interruptores inferiores de la rama son activados ( $S_{k1} = 0$  y  $S_{k2} = 0$ ).

Un ejemplo de esta estrategia de modulación aplicada al inversor trifásico con condensador repartido de tres niveles se presenta en la Figura 4.7. En este caso, se considera una señal de referencia trifásica sinusoidal balanceada de secuencia positiva, a una frecuencia de  $60 \text{ Hz}$ ; y dos ondas portadoras triangulares con frecuencia de modulación de  $600 \text{ Hz}$ . Además, se considera que las señales de referencia a sintetizar presentan una amplitud de  $0,8 \text{ [p.u.]}$ .

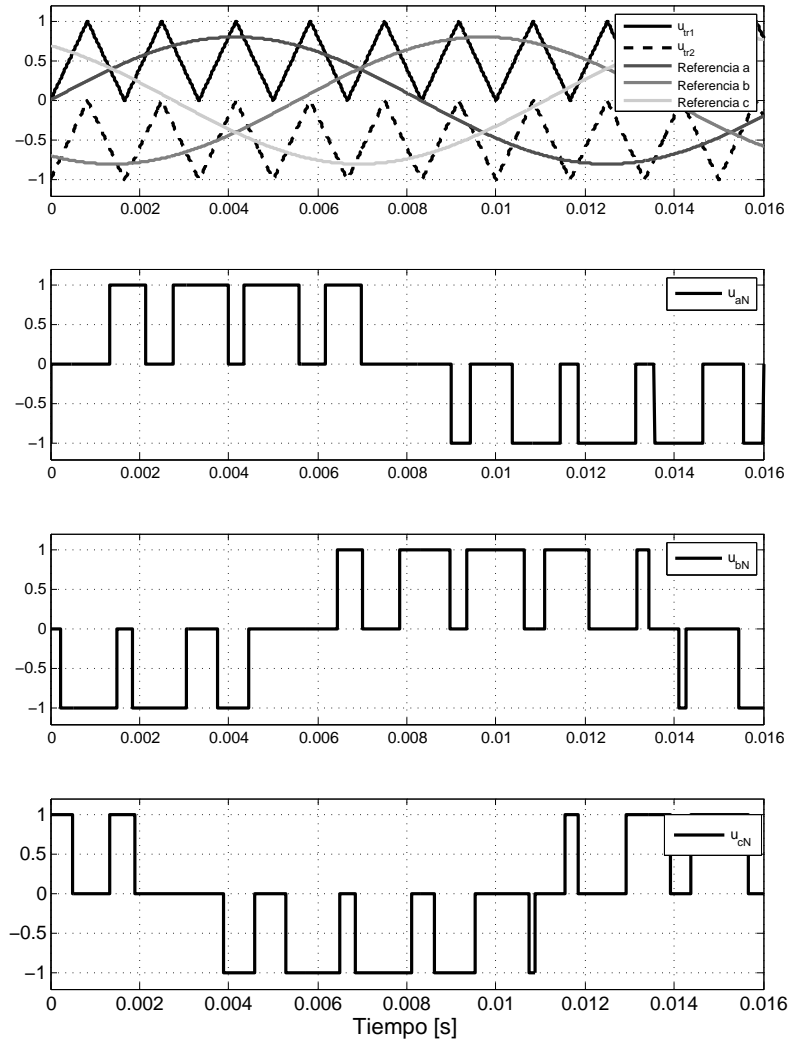


Figura 4.7: Ejemplo de la técnica PWM con desplazamiento de nivel

**Modulación vectorial 3D en las coordenadas cartesianas naturales**

En inversores de potencia de cuatro hilos con conexión al neutro, la representación vectorial de las tensiones de referencia y el mapeo de los estados de conmutación se realiza en una región tridimensional

(3D), originándose los métodos de modulación vectorial 3D. La representación tridimensional puede ser realizada en las coordenadas  $\alpha\beta 0$  [172–174] o en las coordenadas cartesianas naturales [124]. En el caso de inversores multinivel trifásicos de cuatro hilos con conexión al neutro, la representación tridimensional en coordenadas cartesianas facilita los cálculos de la secuencia y los tiempos de conmutación [88].

En [124] se presenta el algoritmo de modulación vectorial 3D en coordenadas cartesianas naturales. Este algoritmo permite generar los pulsos de conmutación de un inversor multinivel generalizado, presentando el mismo costo computacional independientemente del número de niveles del inversor.

Para el caso específico del inversor con condensador repartido de tres niveles presentado en la Figura 4.3, los estados de conmutación pueden ser mapeados al espacio tridimensional, tal como se presenta en la Figura 4.8, obteniendo un total de 27 vectores de estado de conmutación. En esta Figura, los valores normalizados 0,1 y 2 corresponden a los niveles del inversor  $-u_{dc2}$ , 0 y  $u_{dc1}$ , respectivamente. Los vectores de estado del inversor multinivel forman un cubo en el espacio 3D, el cual puede ser dividido en 8 sub-cubos, tal como se observa en la Figura 4.8.

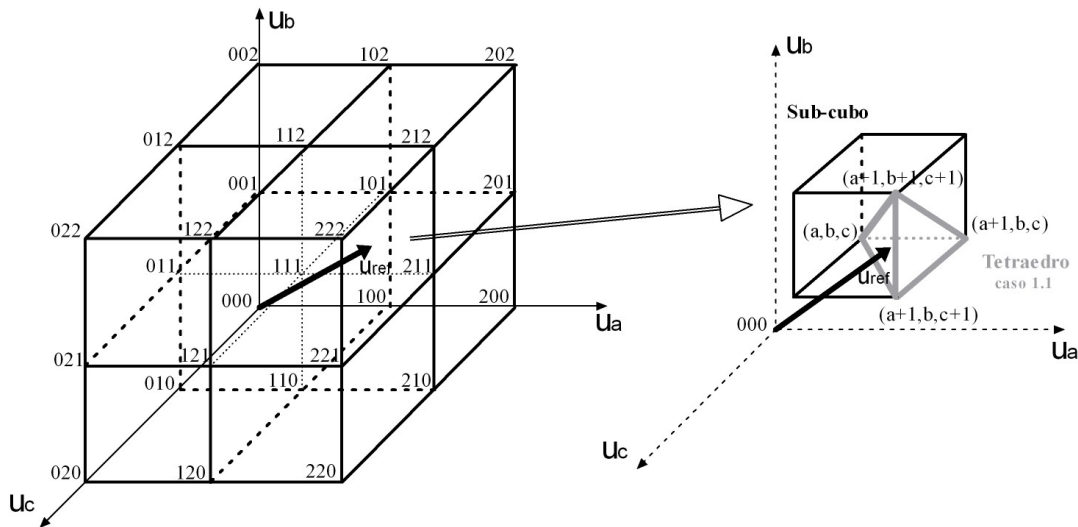


Figura 4.8: Modulación vectorial 3D para el NPC de tres niveles con conexión al neutro

El objetivo del algoritmo es aproximar en un periodo de modulación ( $Tsw$ ) la tensión de referencia normalizada deseada ( $\mathbf{u}_{ref}$ ), por medio de una secuencia de conmutación compuesta de cuatro vectores de estado de conmutación  $\mathbf{u}_1$ ,  $\mathbf{u}_2$ ,  $\mathbf{u}_3$  y  $\mathbf{u}_4$ , los cuales son aplicados durante los intervalos de tiempo  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  y  $t_4$ , respectivamente. Para lo anterior, se realizan los siguientes pasos:

1. Determinar el sub-cubo al cual el vector de referencia ( $\mathbf{u}_{ref}$ ) se encuentra apuntando. Para lo anterior, se determina la parte entera ( $a, b, c$ ) de cada componente del vector de referencia normalizado ( $u_a, u_b, u_c$ ), tal como se presenta en la ecuación (4.10). Las coordenadas ( $a, b, c$ ) corresponden a las coordenadas de origen del sub-cubo donde el vector de referencia se encuentra apuntando (ver Figura 4.8).

$$\begin{aligned} a &= \text{floor}(u_a) \\ b &= \text{floor}(u_b) \\ c &= \text{floor}(u_c) \end{aligned} \tag{4.10}$$

2. Determinar el tetraedro dentro del sub-cubo al cual el vector de referencia se encuentra apuntando (ver Figura 4.8). Para lo anterior, se requieren tres comparaciones, tal como se observa en el diagrama de flujo de la Figura 4.9.
3. Determinar los cuatro vectores de estado a aplicar y los tiempos de conmutación según la Tabla 4.2. Los ciclos de trabajo están dados por  $d_j = t_j/T_{sw}$  para  $j = 1, 2, 3, 4$ .

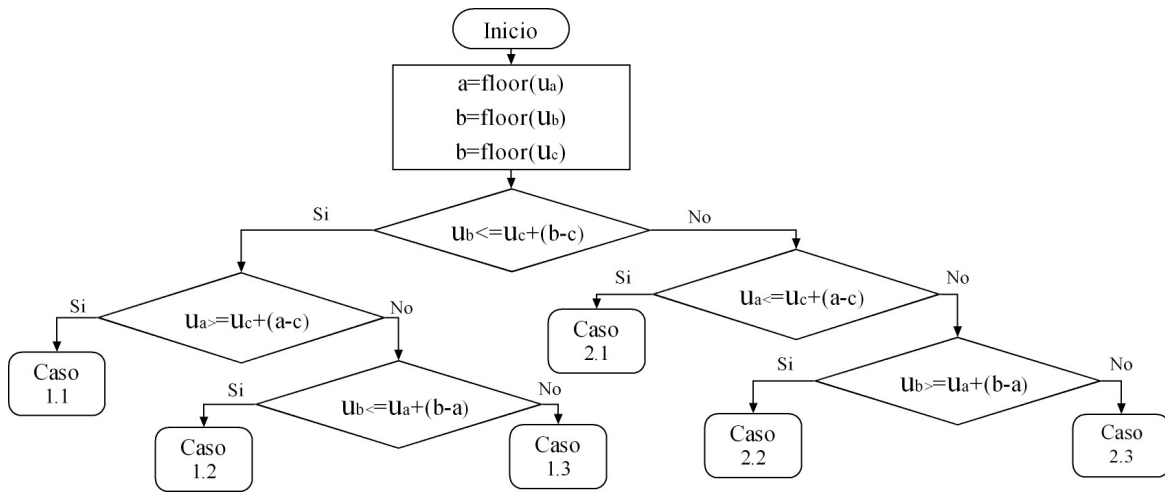


Figura 4.9: Diagrama de flujo para la modulación vectorial 3D

Tabla 4.2: Secuencia y tiempos de conmutación

Tetraedro	Secuencia vectores de estado de conmutación	Tiempos de conmutación
Caso 1.1	$\mathbf{u}_1 = (a, b, c)$ $\mathbf{u}_2 = (a + 1, b, c)$ $\mathbf{u}_3 = (a + 1, b, c + 1)$ $\mathbf{u}_4 = (a + 1, b + 1, c + 1)$	$d_1 = 1 + a - u_a$ $d_2 = -a + c + u_a - u_c$ $d_3 = b - c - u_b + u_c$ $d_4 = -b + u_b$
Caso 1.2	$\mathbf{u}_1 = (a, b, c)$ $\mathbf{u}_2 = (a, b, c + 1)$ $\mathbf{u}_3 = (a + 1, b, c + 1)$ $\mathbf{u}_4 = (a + 1, b + 1, c + 1)$	$d_1 = 1 + c - u_c$ $d_2 = a - c - u_a + u_c$ $d_3 = -a + b + u_a - u_b$ $d_4 = -b + u_b$
Caso 1.3	$\mathbf{u}_1 = (a, b, c)$ $\mathbf{u}_2 = (a, b, c + 1)$ $\mathbf{u}_3 = (a, b + 1, c + 1)$ $\mathbf{u}_4 = (a + 1, b + 1, c + 1)$	$d_1 = 1 + c - u_c$ $d_2 = b - c - u_b + u_c$ $d_3 = a - b - u_a + u_b$ $d_4 = -a + u_a$
Caso 2.1	$\mathbf{u}_1 = (a, b, c)$ $\mathbf{u}_2 = (a, b + 1, c)$ $\mathbf{u}_3 = (a, b + 1, c + 1)$ $\mathbf{u}_4 = (a + 1, b + 1, c + 1)$	$d_1 = 1 + b - u_b$ $d_2 = -b + c + u_b - u_c$ $d_3 = a - c - u_a + u_c$ $d_4 = -a + u_a$
Caso 2.2	$\mathbf{u}_1 = (a, b, c)$ $\mathbf{u}_2 = (a, b + 1, c)$ $\mathbf{u}_3 = (a + 1, b + 1, c)$ $\mathbf{u}_4 = (a + 1, b + 1, c + 1)$	$d_1 = 1 + b - u_b$ $d_2 = a - b - u_a + u_b$ $d_3 = -a + c + u_a - u_c$ $d_4 = -c + u_c$
Caso 2.3	$\mathbf{u}_1 = (a, b, c)$ $\mathbf{u}_2 = (a + 1, b, c)$ $\mathbf{u}_3 = (a + 1, b + 1, c)$ $\mathbf{u}_4 = (a + 1, b + 1, c + 1)$	$d_1 = 1 + a - u_a$ $d_2 = -a + b + u_a - u_b$ $d_3 = -b + c + u_b - u_c$ $d_4 = -c + u_c$

#### 4.4. Estudio de casos

Con el fin de analizar y comparar el funcionamiento de las estrategias de control del inversor de potencia, se realizaron simulaciones en el software PSIM para las dos topologías consideradas en este trabajo: los inversores con condensador repartido de dos y de tres niveles presentados en las figuras 4.2 y 4.3. A continuación se presentan los criterios que se tuvieron en cuenta para seleccionar los diferentes parámetros de los convertidores de potencia, los criterios de comparación para los algoritmos de control y los resultados de simulación para dos casos de estudio diferentes.

##### 4.4.1. Consideraciones con respecto al convertidor de potencia y a la red de suministro

- Se considera en el PCC una señal de tensión trifásica ideal balanceada dada por la ecuación (4.11), donde  $\omega_1 = 2\pi f_1$  y  $f_1 = 60 \text{ Hz}$ .

$$\begin{aligned}
u_{sa}(t) &= 110\sqrt{2}\text{sen}(\omega_1 t) \text{ V} \\
u_{sb}(t) &= 110\sqrt{2}\text{sen}(\omega_1 t - 120^\circ) \text{ V} \\
u_{sc}(t) &= 110\sqrt{2}\text{sen}(\omega_1 t + 120^\circ) \text{ V}
\end{aligned} \tag{4.11}$$

- Los dispositivos semiconductores de los convertidores de potencia son modelados como interruptores ideales.
- Las frecuencias de muestreo y de modulación se establecen en  $10 \text{ kHz}$ .
- Para las topologías consideradas, la mitad de la tensión del lado de continua del inversor ( $u_{dc}/2$ ) se debe establecer de tal manera que sea mayor a la amplitud máxima de la tensión de fase en el PCC, con el fin de asegurar la inyección de corrientes a la red [21]. Un buen criterio de ajuste que cumple con este propósito está dado en [82] y sigue la ecuación (4.12), donde  $U_{sf}$  es la tensión de fase eficaz en el PCC. Por lo anterior, se tiene que  $u_{dc}$  debe ser establecido en un valor mayor a  $404,2 \text{ V}$ . Se selecciona un valor de  $u_{dc}$  igual a  $460 \text{ V}$ .

$$u_{dc} \geq \frac{3\sqrt{3}U_{sf}}{\sqrt{2}} \text{ V} \tag{4.12}$$

- La inductancia del filtro de conexión a la red debe ser seleccionada de tal manera que la corriente varíe con una rapidez adecuada para alcanzar la señal de referencia. La variación de corriente máxima ( $\Delta i_{Cmax}$ ) en un periodo de modulación se puede estimar partiendo de la ecuación (4.3), de donde se obtiene la aproximación dada en (4.13). Valores bajos de la inductancia de acople permiten alcanzar corrientes altas en tiempos cortos y viceversa. Partiendo de la ecuación (4.13), se selecciona una inductancia de  $30 \text{ mH}$ , obteniendo una variación máxima de corriente de  $1,28 \text{ A}$  a una frecuencia de conmutación de  $10 \text{ kHz}$ .

$$\frac{\Delta i_{Cmax}}{T_{sw}} = \frac{(460/2 + 110\sqrt{2})}{L} = \frac{385,56}{L} \frac{\text{A}}{\text{s}} \tag{4.13}$$

- El valor del condensador equivalente ( $C_{dc}$ ) del lado de continua del inversor, se puede determinar aproximando el rizo de su tensión ( $\Delta u_{dc}$ ) mediante la ecuación (4.14), donde  $p(t)$  es la potencia instantánea consumida por el condensador,  $U_{dc}$  es la componente de continua de la tensión del condensador y  $\omega$  la frecuencia [82]. Considerando una tensión de referencia de  $460 \text{ V}$  y un rizo máximo de  $20 \text{ V}$  a una potencia instantánea máxima de  $2000 \text{ W}$ ; se obtiene una capacitancia equivalente mínima de  $577 \mu\text{F}$ . Se selecciona una capacitancia de  $2200 \mu\text{F}$  para cada uno de los condensadores del lado de continua ( $C_{dc1}$  y  $C_{dc2}$ ), obteniendo un condensador equivalente de  $1100 \mu\text{F}$ .

$$\Delta u_{dc} \simeq \frac{p(t)}{\omega U_{dc} C_{dc}} \quad (4.14)$$

Los valores para los condensadores e inductancias seleccionados anteriormente son utilizados en el prototipo experimental implementado para realizar la verificación experimental. Este prototipo es descrito en el Capítulo 7 de este trabajo.

#### 4.4.2. Criterios de comparación

Para evaluar el seguimiento de la corriente de referencia se consideran dos criterios de comparación:

Error máximo instantáneo en estado estable:

$$\Delta i_{kmax} = \max(i_{C_k}(t) - i_{kref}(t)) \quad \text{para } k = a, b, c \quad (4.15)$$

Error medio cuadrático en estado estable:

$$\Delta I_k = \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_t^{t+T_1} [i_{C_k}(t) - i_{kref}(t)]^2 dt} \quad \text{para } k = a, b, c \quad (4.16)$$

Donde  $T_1 = 1/f_1$ .

#### 4.4.3. Resultados de simulación

El funcionamiento de las estrategias de control se analizó para dos tipos diferentes de corrientes de referencia:

- Caso 1: Corrientes de referencia sinusoidales ideales a 60 Hz.
- Caso 2: Corrientes de referencia desbalanceadas y distorsionadas.

Se evaluaron dos algoritmos de control para cada una de las topologías. Para el inversor de dos niveles, se utilizaron la modulación delta y el controlador *Deadbeat* considerando la estrategia de modulación SPWM. Para el caso del inversor de tres niveles se analizó el controlador *Deadbeat* considerando las estrategias de modulación LS-PWM y 3D-SVM en coordenadas cartesianas naturales. Se consideró un paso de simulación de 1  $[\mu s]$ .

A continuación se presentan los resultados de simulación para los dos casos de estudio.

### Caso 1

Se considera una corriente de referencia trifásica sinusoidal a  $60 \text{ Hz}$  de secuencia positiva en fase con la tensión en el PCC, dada por la ecuación (4.17), donde  $\omega_1 = 2\pi f_1$  y  $f_1 = 60 \text{ Hz}$ . Este tipo de corrientes de referencia representan la operación del sistema fotovoltaico sin funciones de filtrado activo de potencia, es decir, solo se considera la inyección de potencia activa a la red.

$$\begin{aligned} i_{aref}(t) &= 4\text{sen}(\omega_1 t) \text{ V} \\ i_{bref}(t) &= 4\text{sen}(\omega_1 t - 120^\circ) \text{ V} \\ i_{cref}(t) &= 4\text{sen}(\omega_1 t + 120^\circ) \text{ V} \end{aligned} \quad (4.17)$$

En las figura 4.10(a) y 4.10(b) se muestran los resultados correspondientes al seguimiento de las señales de referencia para el inversor de dos niveles. En estas gráficas se observan las señales de referencia (líneas gruesas) y las señales inyectadas por el inversor (líneas delgadas) para las tres fases.

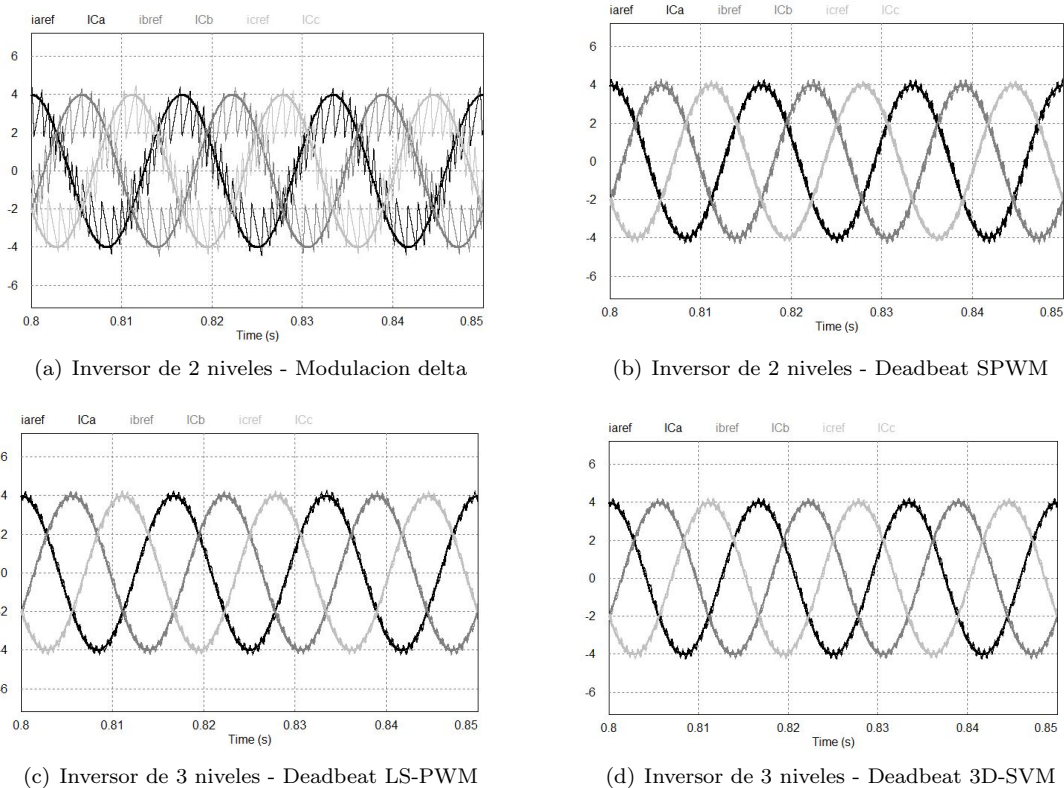


Figura 4.10: Caso 1: seguimiento de las señales de referencia

Tal como se observa en las anteriores figuras, el control basado en la modulación delta presenta un

mayor rizado en el seguimiento de la referencia, que el presentado utilizando el controlador *Deadbeat*. Lo anterior se debe a que la modulación delta trabaja en saturación. Por su lado, el control *Deadbeat* presenta un mejor seguimiento de la referencia debido a que éste tiene en cuenta información de diferentes parámetros del sistema como lo son: frecuencia de conmutación, valor de la inductancia de acople a la red y valor de la tensión en el PCC.

En las figuras 4.10(c) y 4.10(d) se presentan los resultados para el convertidor de tres niveles. Tal como se observa, el controlador *Deadbeat* presenta también un muy buen desempeño para esta topología. En este caso, las dos estrategias de modulación consideradas presentan un comportamiento similar respecto al rizado obtenido en el seguimiento de la referencia.

En la Tabla 4.3 se presentan el error máximo instantáneo y el error medio cuadrático en estado estable correspondientes al seguimiento de las corrientes de referencia para las tres fases ( $a, b, c$ ) y las dos topologías. En esta tabla se puede evidenciar el desempeño sobresaliente del convertidor *Deadbeat*, tanto para la topología de dos niveles como para la de tres. Los errores obtenidos al utilizar la modulación delta son bastante grandes en comparación con los obtenidos al utilizar el controlador *Deadbeat*. Además, los errores obtenidos disminuyen al aumentar el número de niveles del inversor, por lo que un nivel extra en el inversor mejora el seguimiento de la referencia.

Tabla 4.3: Errores en el seguimiento de la señal de referencia: caso 1

Controlador	Modulación delta	Deadbeat SPWM	Deadbeat LS-PWM	Deadbeat 3D-SVM
Topología	2 niveles	2 niveles	3 niveles	3 niveles
$\Delta i_{amax}$ [A]	2.34	0.43	0.39	0.39
$\Delta i_{bmax}$ [A]	2.35	0.43	0.42	0.42
$\Delta i_{cmax}$ [A]	2.37	0.42	0.41	0.42
$\Delta I_a$ [A]	0.99	0.21	0.19	0.18
$\Delta I_b$ [A]	0.99	0.21	0.19	0.19
$\Delta I_c$ [A]	0.98	0.21	0.19	0.19

## Caso 2

En este caso se considera una corriente de referencia trifásica desbalanceada y con distorsión armónica, cuyas componentes se describen en la tabla 4.4. La primera componente corresponde a una corriente con una forma de onda sinusoidal pura a 60 Hz de secuencia positiva, atrasada  $-30^\circ$  con respecto a la tensión en el PCC. Esta componente es responsable de entregar tanto potencia activa como potencia reactiva a la red. La segunda corresponde a una componente de corriente trifásica de secuencia negativa a 60 Hz. La tercera componente de corriente es un tercer armónico de secuencia homopolar y la quinta corresponde a un quinto armónico de secuencia negativa. El intercambio de potencia reactiva con la red y las últimas tres

componentes de las corrientes de referencia consideradas, corresponden a la operación del sistema como filtro activo de potencia.

Tabla 4.4: Componentes de la corriente de referencia caso 2

Frecuencia del armónico	Secuencia	Amplitud	Ángulo de fase
$f_1$	Positiva	2.5	$-30^\circ$
$f_1$	Negativa	1.2	$-60^\circ$
$3f_1$	Homopolar	0.3	$-150^\circ$
$5f_1$	Negativa	0.5	$-90^\circ$

En las figura 4.11(a) y 4.11(b) se muestran los resultados para el inversor de dos niveles, mientras en las figuras 4.11(c) y 4.11(d) se presentan los resultados para el inversor de tres niveles.

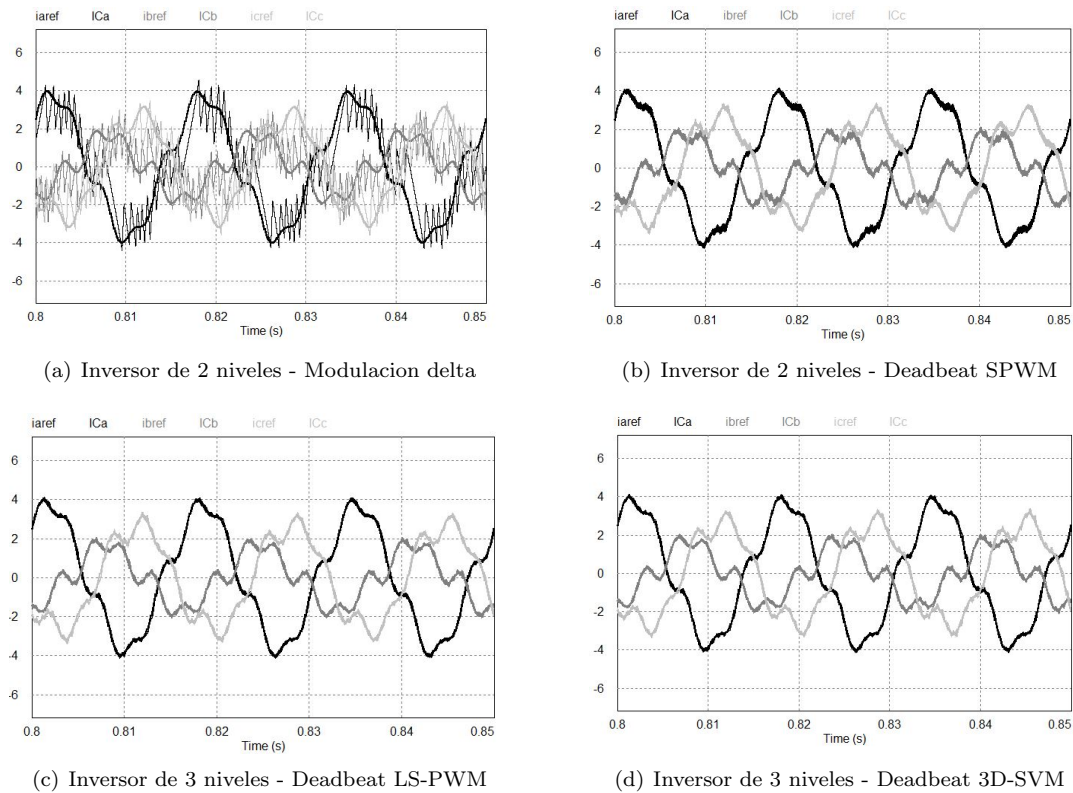


Figura 4.11: Caso 2: seguimiento de las señales de referencia

En estas gráficas se observan las señales de referencia (líneas gruesas) y las señales inyectadas por el inversor (líneas delgadas) para las tres fases. Estos resultados evidencian que las dos topologías tienen la

capacidad de seguir corrientes distorsionadas y desbalanceadas con componentes homologares.

Para un mejor análisis del comportamiento de los controladores, en la Figura 4.12 se presenta un acercamiento del seguimiento de la corriente de referencia para la fase *a*. Además, en la tabla 4.5 se exponen el error máximo instantáneo y el error medio cuadrático en estado estable correspondientes al seguimiento de las corrientes de referencia para las tres fases (*a, b, c*). Tal como se observa, el rizo producido al utilizar la modulación delta es mucho mayor que el obtenido con el controlador *Deadbeat*. En este caso también se evidencia el sobresaliente comportamiento del controlador *Deadbeat* para las dos topologías. Además, al aumentar el número de niveles del inversor disminuye el rizo en las corrientes y los errores de seguimiento.

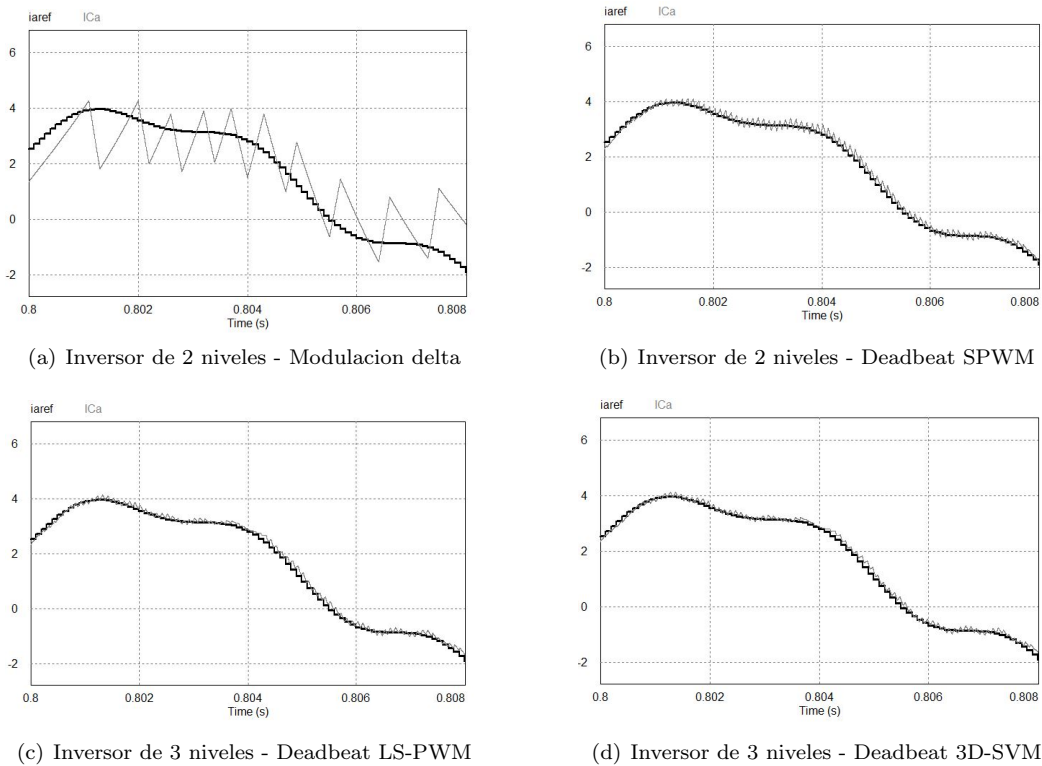


Figura 4.12: Seguimiento de la referencia - fase *a*

## 4.5. Síntesis

En este capítulo se han analizado dos topologías para la conversión DC-AC: el inversor trifásico de cuatro ramas con condensador repartido de dos y tres niveles. Estas topologías se muestran como una opción adecuada para la inclusión de funciones de compensación en el sistema fotovoltaico, principalmente

Tabla 4.5: Errores en el seguimiento de la señal de referencia: caso 2

Controlador	Modulación delta	Deadbeat SPWM	Deadbeat LS-PWM	Deadbeat 3D-SVM
Topología	2 niveles	2 niveles	3 niveles	3 niveles
$\Delta i_{amax}$ [A]	2.9	0.32	0.32	0.32
$\Delta i_{bmax}$ [A]	2.7	0.29	0.28	0.28
$\Delta i_{cmax}$ [A]	2.6	0.38	0.37	0.37
$\Delta I_a$ [A]	1.12	0.15	0.14	0.14
$\Delta I_b$ [A]	1.03	0.18	0.12	0.13
$\Delta I_c$ [A]	1.03	0.15	0.15	0.15

aquellas funciones relacionados con la mitigación de desbalances de secuencia homopolar. Un aspecto de gran relevancia con respecto a estas topologías es el posible desbalance en la distribución de las tensiones en los condensadores del lado de continua del inversor y la pérdida de la controlabilidad del inversor. Para contrarrestar estos problemas, en el siguiente capítulo se plantea un control independiente para cada una de las tensiones de los condensadores.

En cuanto a las estrategias de control de corriente del inversor de potencia se analizaron dos controladores en lazo cerrado, la técnica de Modulación Delta y el controlador Deadbeat. Para esta última estrategia de control se contemplaron dos estrategias de modulación de lazo abierto: la modulación por ancho de pulso con desplazamiento de nivel y la modulación vectorial 3D en las coordenadas cartesianas naturales. El análisis del funcionamiento de estas estrategias se realizó mediante simulaciones en PSIM. Los resultados de las simulaciones evidenciaron que el controlador Deadbeat presenta menores errores de seguimiento y un menor rizo de alta frecuencia en las corrientes inyectadas por el PVS a la red, a comparación de la Modulación Delta. Este resultado se encuentra relacionado con el hecho que el Deadbeat se basa en la información del sistema para lograr generar una acción de control de tal manera que se alcance la señal de referencia al final del periodo de muestreo. Además, esta técnica hace uso de una estrategia de modulación, la cual permite sintetizar las tensiones de salida del controlador Deadbeat necesarias para llevar el error de seguimiento de la corriente de referencia a cero. Por su lado, la modulación delta trabaja siempre en saturación.

---

## Generación de las señales de referencia

*En este capítulo se presenta un nuevo algoritmo para el cálculo de las señales de referencia del PVS conectado a la red de distribución. Este algoritmo es encargado tanto de controlar la potencia activa a inyectar por el sistema fotovoltaico a la red, como de lograr los objetivos de compensación y mantener la controlabilidad del sistema bajo tensiones de suministro distorsionadas y desequilibradas. De esta manera, la estrategia para la generación de las señales de referencia se enfoca en la calidad de las señales inyectadas y la inclusión de las funciones de compensación.*

*La estrategia propuesta está fundamentada en las teorías de Fryze y Buchholz, y un algoritmo adaptativo basado en los filtros Butterworth y Kalman. Este algoritmo adaptativo es utilizado para la estimación de la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión de la red. A continuación se describen la estrategia de generación de la referencia y el algoritmo adaptativo propuesto. El funcionamiento de la estrategia de compensación y del algoritmo adaptativo propuesto se analiza mediante simulaciones realizadas en MATLAB y en PSIM.*

## 5.1. Generalidades sobre la estimación de las corrientes de referencia

Las señales de referencia corresponden a las corrientes que debe inyectar el PVS a la red, de tal manera que se cumplan las funcionalidades para las cuales el sistema es diseñado. Cuando las tensiones en el PCC presentan perturbaciones tales como desbalances y armónicos, el PVS puede ser controlado de diferentes maneras de acuerdo con la forma de onda de las corrientes a inyectar, las características de la potencia a intercambiar con la red y otras funcionalidades que se adicionen al sistema. En las secciones 2.5.2 y 2.6 de este trabajo, se presentó una revisión de los algoritmos de generación de las señales referencia para PVS conectados a la red, en la cual se incluyeron algoritmos desarrollados para operar bajo diferentes condiciones en las tensiones en el PCC y la inclusión de funcionalidades tales como opciones de compensación de carga, entre otras.

En este trabajo, se da prioridad a la calidad de las señales inyectadas a la red y a la inclusión de funcionalidades de filtrado activo de potencia. De esta manera, el algoritmo de generación de la referencia planteado en esta tesis, se enfoca en lograr las siguientes metas:

- Entregar a la red de suministro y a la carga, la potencia activa proporcionada por el generador fotovoltaico.
- Compensar el factor de potencia, el desbalance en las corrientes y los armónicos de corriente demandados por la carga.
- La calidad de las señales de corriente inyectadas por el PVS a la red y los objetivos de compensación, no deben afectarse ante distorsiones y/o desbalances en las señales de tensión en el PCC.
- Mantener las tensiones del lado de continua del inversor ( $u_{dc1}(t)$  y  $u_{dc2}(t)$ ) en unos valores de referencia determinados, de tal manera que no se afecte la controlabilidad del PVS.

De acuerdo con estas metas, se plantea que el algoritmo de generación de las corrientes de referencia realice las siguientes funciones:

- La potencia activa proporcionada por el generador fotovoltaico ( $P_{PV}$ ) debe ser entregada a la red de suministro mediante una corriente trifásica balanceada de secuencia positiva, con una forma de onda sinusoidal pura a la frecuencia fundamental de la red y en fase con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC.
- El PVS debe entregar a la red una componente de potencia no activa requerida para compensar las perturbaciones provenientes de las corrientes de la carga (desbalances, armónicos y factor de potencia), de tal forma que la corriente resultante por la red eléctrica tenga una forma de onda

sinusoidal ideal a la frecuencia fundamental de la red y balanceada de secuencia positiva. Además, este algoritmo se diseñará para garantizar que tal corriente resultante por la red esté en fase con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC. Otras situaciones de desfase se dejan para trabajos futuros.

- El PVS debe ejercer un control sobre las tensiones del lado de continua del inversor ( $u_{dc1}(t)$  y  $u_{dc2}(t)$ ) de tal manera que estas tensiones sigan un valor de referencia determinado. El resultado de esta estrategia de control corresponderá a dos componentes de potencia ( $P_1$  y  $P_2$ ) las cuales también deberán ser inyectadas a la red mediante una corriente trifásica a la frecuencia fundamental de la red y en fase con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC.

De acuerdo con lo anterior, se busca que la potencia activa proporcionada por el sistema fotovoltaico y la potencia activa final entregada por la red eléctrica, sean desarrolladas por corrientes de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la red, que estén en fase con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC. En este sentido, es de vital importancia para esta aplicación el algoritmo de sincronización encargado de realizar la estimación de la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC, ya que el alcance de las metas establecidas en este trabajo dependen en gran parte de la correcta sincronización de las corrientes inyectadas por el PVS.

Para lograr las anteriores funcionalidades, se propone el esquema presentado en la Figura 5.1. Tal como se observa, la estrategia de generación de las corrientes de referencia está compuesta de dos subsistemas principales: el cálculo de las corrientes de referencia y el algoritmo de sincronización (Algoritmo AB-KF).

En lo que respecta al algoritmo encargado del cálculo de las corrientes de referencia, éste se fundamenta en las teorías de la potencia instantánea, específicamente en las teorías de Fryze y Buchholz las cuales trabajan directamente en las coordenadas  $abc$ . En la Figura 5.1 este algoritmo determina las corrientes de referencia ( $i_{aref}$ ,  $i_{bref}$  e  $i_{cref}$ ) a partir de la potencia activa proporcionada por el generador fotovoltaico ( $P_{PV}$ ), las potencias activas  $P_1$  y  $P_2$  requeridas para el control de las tensiones del lado de continua del inversor, las corrientes demandadas por la carga ( $i_{La}$ ,  $i_{Lb}$  e  $i_{Lc}$ ) y la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC ( $u_{sa}^+$ ,  $u_{sb}^+$  y  $u_{sc}^+$ ).

De acuerdo con lo anterior, las corrientes de referencia son sincronizadas mediante las tensiones  $u_{sa}^+$ ,  $u_{sb}^+$  y  $u_{sc}^+$ , las cuales son estimadas mediante una propuesta de algoritmo adaptativo basado en los filtros Butterworth y Kalman (AB-KF, *Adaptive Butterworth-Kalman Filter*). Este algoritmo adaptativo realiza también la estimación de la frecuencia fundamental de la red y del valor RMS (*Root Mean Square*) de la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC. Además, el

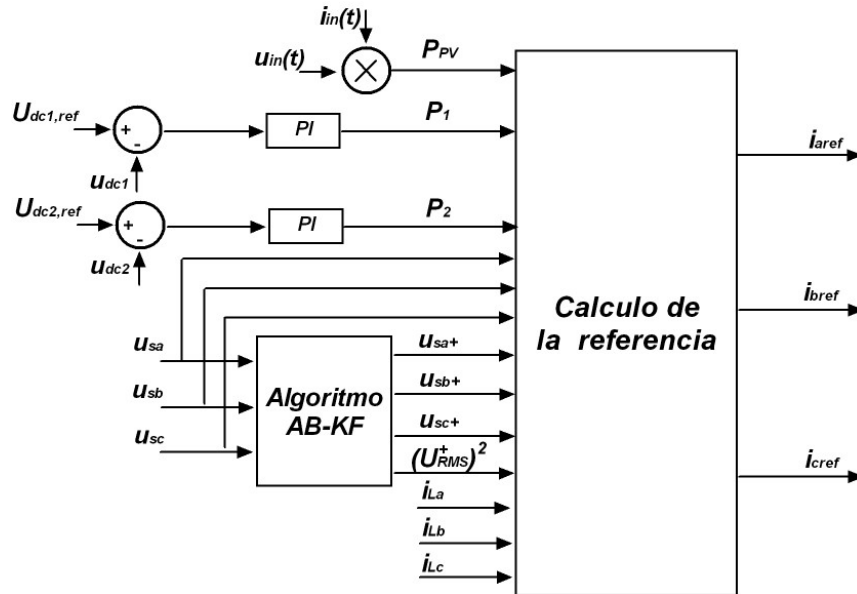


Figura 5.1: Esquema propuesto para la generación de la corriente de referencia

algoritmo puede ser configurado para realizar la extracción de la componente de secuencia negativa a la frecuencia fundamental. Entre las características que ofrece el algoritmo de sincronización propuesto, se resaltan las siguientes:

- Capacidad de extracción de la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la señal en el PCC y de sus parámetros (frecuencia, fase y amplitud) ante perturbaciones como armónicos y desbalances de tensión.
- Seguimiento de la fase y posibles variaciones de frecuencia de la señal en el PCC.
- Rapidez de respuesta del algoritmo.

Partiendo de lo anterior, a continuación se presentan las teorías de Fryze y Buchholz como base fundamental de la estrategia propuesta. En las siguientes secciones, se expone la estrategia planteada para el cálculo de las corrientes de referencia en las coordenadas *abc* y el algoritmo adaptativo propuesto.

### 5.1.1. Teorías de la potencia en las coordenadas *abc*

Las teorías de la potencia se basan principalmente en la descomposición de la potencia instantánea con el fin de estudiar el significado físico de sus componentes y considerar el efecto que tienen los diferentes tipos de perturbaciones de las señales eléctricas sobre éstas [21, 31, 43]. Entre las teorías de la potencia instantánea más referenciadas se encuentran: la teoría de Fryze, la teoría de Buchholz y el método FBD

(Fryze-Buchholz-Depenbrock) que trabajan en el marco de referencia  $abc$  [21, 42–44], la teoría de la potencia reactiva instantánea  $pq$  [30] la cual trabaja en el marco  $\alpha\beta$ , la teoría  $pq$  modificada [31], la teoría  $pqr$  [141, 143, 145], métodos en el marco de referencia síncrono  $dq0$  [117, 141–144], entre otras. Estas teorías se diferencian según la manera en la que se descompone la potencia instantánea, las fases del sistema eléctrico que se analizan y el marco de referencia que se utiliza.

En esta tesis se trabaja directamente en el marco de referencia  $abc$ , buscando aprovechar las siguientes ventajas:

- No se requiere el uso de transformadas para el cambio de marco de referencia.
- Debido a que en esta tesis se considera un sistema trifásico con conexión al neutro (cuatro hilos), trabajar en los marcos de referencia  $\alpha\beta0$  o  $dq0$  no reduce el número de variables, ya que las componentes homopolares de las señales de tensión y corriente también deben ser consideradas en estos marcos de referencia.
- Trabajar en las coordenadas  $abc$  puede facilitar el entendimiento del significado físico de cada componente de potencia.

En este sentido, la estrategia de generación de la referencia se encuentra fundamentada en las teorías de Fryze y Buchholz, cuyas definiciones de potencia son realizadas directamente en el dominio del tiempo.

### Teoría de Fryze

La teoría de Fryze introducida en 1932 [41], fue formulada para el análisis de las relaciones entre tensión, corriente y potencia en sistemas monofásicos. En su trabajo, Fryze presenta el primer método general aplicable para descomponer una corriente entre su componente activa y su componente no activa [42].

Sean  $u(t)$  e  $i(t)$  la tensión y la corriente en una carga genérica monofásica. Se define  $U$  como el valor RMS (*Root Mean Square*) de  $u(t)$  y  $P$  como la potencia promedio o potencia activa demandada por la carga según las ecuaciones (5.1) y (5.2), respectivamente, en donde  $T_1$  es el periodo fundamental de la tensión y  $p(t)$  la potencia instantánea demandada por la carga.

$$U = \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_t^{t+T_1} [u(t)]^2 dt} \quad (5.1)$$

$$P = \frac{1}{T_1} \int_t^{t+T_1} i(t)u(t) dt = \frac{1}{T_1} \int_t^{t+T_1} p(t) dt \quad (5.2)$$

Según Fryze, la corriente por la carga  $i(t)$  se puede descomponer en dos componentes, una corriente activa  $i_p(t)$  y una corriente no activa  $i_c(t)$ , según la ecuación (5.3). La componente activa  $i_p(t)$  es la encargada de entregar la potencia promedio  $P$  a la carga. Esta componente está en fase con la tensión  $u(t)$  y al menos en un periodo fundamental, la relación entre esta corriente y la tensión corresponde a un valor constante e igual al obtenido por la ley de Ohm para una resistencia. Por otro lado, la componente de corriente no activa  $i_c(t)$  se asocia a la demanda de una potencia instantánea de promedio nulo [21].

$$i(t) = i_p(t) + i_c(t) = \underbrace{\frac{P}{U^2}u(t)}_{\text{activa}} + \underbrace{i_c(t)}_{\text{no activa}} \quad (5.3)$$

### Teoría de Buchholz

En el año 1950, Buchholz expande la teoría de Fryze para sistemas polifásicos [21, 42]. Considérese una carga genérica polifásica, donde  $N$  representa el número de fases del sistema y 0 un nodo de referencia. Se definen  $u_{k0}(t)$  e  $i_k(t)$  como la tensión y la corriente por la  $k$ -ésima fase de la carga para  $k = 1, 2, \dots, N$ . Buchholz define los valores instantáneos colectivos del conjunto de  $N$  tensiones o  $N$  corrientes según la ecuación (5.4), mediante la norma 2 o euclídeana [21, 42].

$$i_{\Sigma}(t) = \sqrt{\sum_{k=1}^N i_k^2(t)} \quad u_{\Sigma 0}(t) = \sqrt{\sum_{k=1}^N u_{k0}^2(t)} \quad (5.4)$$

Asimismo, se definen los valores RMS colectivos dados por:

$$I_{\Sigma} = \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_t^{t+T_1} [i_{\Sigma}(t)]^2 dt} = \sqrt{\sum_{k=1}^N I_k^2} \quad (5.5)$$

$$U_{\Sigma 0} = \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_t^{t+T_1} [u_{\Sigma 0}(t)]^2 dt} = \sqrt{\sum_{k=1}^N U_{k0}^2} \quad (5.6)$$

Partiendo de lo anterior, la potencia instantánea colectiva demandada por la carga está dada por [21]:

$$p_{\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^N u_{k0}(t)i_k(t) = \mathbf{u}_0^T(t)\mathbf{i}(t) \quad (5.7)$$

En este caso, la potencia activa colectiva o potencia promedio demandada por la carga se define mediante la ecuación (5.8).

$$P_{\Sigma} = \frac{1}{T_1} \int_t^{t+T_1} p_{\Sigma}(t) dt \quad (5.8)$$

De manera similar a la descomposición realizada por Fryze, la corriente por la  $k$ -ésima fase ( $i_k(t)$ ) se puede descomponer en una componente activa  $i_{p,k}(t)$  y una componente no activa  $i_{c,k}(t)$ , dadas por la ecuación (5.9) y expresadas de forma vectorial mediante la ecuación (5.10). En este caso, la componente activa  $i_{p,k}(t)$  se encuentra en fase con la tensión  $u_{k0}(t)$  y es la responsable del transporte de potencia activa a la carga. Además  $i_{p,k}(t)$  presenta la misma forma de  $u_{k0}(t)$ . De la misma manera, la componente de corriente no activa se asocia a la demanda de potencia instantánea de promedio nulo, la cual no contribuye al consumo de potencia activa  $P_{\Sigma}$ .

$$i_k(t) = i_{p,k}(t) + i_{c,k}(t) = \frac{P_{\Sigma}}{U_{\Sigma 0}^2} u_{k0}(t) + i_{c,k}(t) \quad (5.9)$$

$$\mathbf{i}(t) = \mathbf{i}_p(t) + \mathbf{i}_c(t) = \underbrace{\frac{P_{\Sigma}}{U_{\Sigma 0}^2} \mathbf{u}_0(t)}_{\text{activa}} + \underbrace{\mathbf{i}_c(t)}_{\text{no activa}} \quad (5.10)$$

## 5.2. Algoritmo propuesto para la estimación de las corrientes de referencia en las coordenadas *abc*

En esta tesis se plantea la generación de una corriente de referencia compuesta por tres componentes:

$$\begin{pmatrix} i_{aref}(t) \\ i_{bref}(t) \\ i_{cref}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{aPV}(t) \\ i_{bPV}(t) \\ i_{cPV}(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_{aAPF}(t) \\ i_{bAPF}(t) \\ i_{cAPF}(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_{aUdc}(t) \\ i_{bUdc}(t) \\ i_{cUdc}(t) \end{pmatrix} \quad (5.11)$$

$$\mathbf{i}_{ref}(t) = \underbrace{\mathbf{i}_{PV}(t)}_{\text{activa}} + \underbrace{\mathbf{i}_{APF}(t)}_{\text{no activa}} + \underbrace{\mathbf{i}_{Udc}(t)}_{\text{activa}} \quad (5.12)$$

Cada una de estas componentes de corriente presenta una forma de onda determinada y se encarga de entregar a la red una componente de potencia según se describe a continuación:

- La componente de corriente  $\mathbf{i}_{PV}(t)$  debe entregar a la red la potencia activa proporcionada por el generador fotovoltaico ( $P_{PV}$ ). Esta corriente debe ser trifásica balanceada de secuencia positiva, con una forma de onda sinusoidal pura a la frecuencia fundamental de la red y en fase con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC.

- La componente de corriente  $\mathbf{i}_{APF}(t)$  debe entregar a la red una componente de potencia no activa requerida para compensar las perturbaciones provenientes de las corrientes de la carga (desbalances, armónicos y factor de potencia). La estrategia de compensación no debe verse afectada por desbalances y armónicos presentes en las señales de tensión del PCC.
- La componente de corriente  $\mathbf{i}_{Udc}(t)$  debe entregar a la red las componentes de potencia activa ( $P_1$  y  $P_2$ ) requeridas para mantener la tensión del lado de continua del inversor en un valor de referencia determinado. La calidad de la forma de onda de esta corriente tampoco debe verse afectada por desbalances y armónicos presentes en las señales de tensión del PCC.

A continuación se describen las estrategias consideradas para el cálculo de las componentes de la corriente de referencia.

### 5.2.1. Control de la potencia activa a entregar al sistema

Siguiendo las bases de las teorías de Fryze y Buchholz, se plantea que la potencia activa proporcionada por el generador fotovoltaico ( $P_{PV}$ ) se entregue a la red por medio de una componente activa de corriente sincronizada con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC ( $u_{sa}^+$ ,  $u_{sb}^+$  y  $u_{sc}^+$ ). En este sentido, se plantea que la corriente a inyectar tome toda la potencia activa  $P_{PV}$  de esta componente de tensión, siguiendo la ecuación (5.13) expresada en forma vectorial en (5.14), donde  $U_{RMS}^+$  corresponde al valor RMS colectivo de las tensiones  $u_{sa}^+$ ,  $u_{sb}^+$  y  $u_{sc}^+$ .

$$i_{kPV}(t) = \frac{P_{PV}}{(U_{RMS}^+)^2} u_{sk}^+(t) \quad \text{para } k = a, b, c \quad (5.13)$$

$$\mathbf{i}_{PV}(t) = \frac{P_{PV}}{(U_{RMS}^+)^2} \mathbf{u}_s^+(t) \quad (5.14)$$

Analizando la expresión (5.14), el hecho de sincronizar las corrientes de referencia con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC, lleva a que posibles desbalances y armónicos en las señales de tensión del PCC, no afecten la calidad de las corrientes inyectadas.

### 5.2.2. Compensación de carga

Partiendo del trabajo presentado en [21] y de la descomposición realizada mediante las teorías de Fryze y Buchholz, se plantea que el PVS inyecte a la red una componente de corriente no activa, de tal manera que las corrientes resultantes por la red eléctrica sean balanceadas de secuencia positiva a la frecuencia fundamental y estén en fase con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC ( $u_{sa}^+$ ,  $u_{sb}^+$  y  $u_{sc}^+$ ). Para lograr lo anterior, se plantea que la corriente resultante por la

red transporte la potencia activa de la carga tomándola de las tensiones  $u_{sa}^+$ ,  $u_{sb}^+$  y  $u_{sc}^+$ , por lo que el PVS inyecta a la red la componente de corriente no activa dada según las ecuaciones (5.15) y (5.16).

$$i_{kAPF}(t) = i_{Lk}(t) - \frac{P_{carga}}{(U_{RMS}^+)^2} u_{sk}^+(t) \quad \text{para } k = a, b, c \quad (5.15)$$

$$\mathbf{i}_{APF}(t) = \mathbf{i}_L(t) - \frac{P_{carga}}{(U_{RMS}^+)^2} \mathbf{u}_s^+(t) \quad (5.16)$$

Las variables  $\mathbf{i}_L(t)$  y  $P_{carga}$  corresponden al vector de corrientes por la carga y a la potencia activa colectiva demandada por la carga, respectivamente. En este sentido, bajo esta estrategia de compensación el PVS inyecta una potencia instantánea de promedio nulo. Además, el hecho de sincronizar las corrientes resultantes de la red con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC, hace que posibles desbalances y armónicos en las tensiones del PCC no afecten los objetivos de compensación.

### 5.2.3. Control de las tensiones del lado de continua del inversor

La deducción del algoritmo utilizado para controlar la tensión de los condensadores del lado de continua del inversor, parte de las topologías consideradas en esta tesis: el inversor trifásico de cuatro ramas con condensador repartido de dos y tres niveles. Tal como se presentó en la sección 4.2 de esta tesis, estas topologías presentan dos condensadores en el lado de continua del inversor,  $C_{dc1}$  y  $C_{dc2}$ .

Cuando el lado de continua está compuesto por varios elementos almacenadores de energía, la estrategia de control de las tensiones del lado de continua del inversor debe garantizar el equilibrio en las tensiones del lado de continua con el fin de no perder la controlabilidad del dispositivo. El algoritmo planteado en este caso, se encarga de mantener las tensiones de los condensadores  $C_{dc1}$  y  $C_{dc2}$  en unos valores de referencia determinados ( $U_{dc1,ref}$  y  $U_{dc2,ref}$ ), de tal manera que no se pierda la controlabilidad del inversor. Para lo anterior, en primera instancia se utilizan dos reguladores PI (Proporcional Integral), los cuales se encargan de determinar la potencia requerida para mantener la tensión de cada condensador en el valor de referencia, según las ecuaciones (5.17) y (5.18), donde  $u_{dc1}(t)$  y  $u_{dc2}(t)$  corresponden a las tensiones instantáneas en los condensadores  $C_{dc1}$  y  $C_{dc2}$ , respectivamente. Las constantes proporcional ( $k_p$ ) e integral ( $k_i$ ) de los reguladores PI son determinadas de forma experimental y se establecen en  $k_p = -4$  y  $k_i = 80$ .

$$P_1 = k_p[U_{dc1,ref} - u_{dc1}(t)] + k_i \int_0^t [U_{dc1,ref} - u_{dc1}(\tau)] d\tau \quad (5.17)$$

$$P_2 = k_p[U_{dc2,ref} - u_{dc2}(t)] + k_i \int_0^t [U_{dc2,ref} - u_{dc2}(\tau)] d\tau \quad (5.18)$$

Posteriormente, las potencias  $P_1$  y  $P_2$  son entregadas a la red mediante una corriente trifásica a la frecuencia fundamental de la red y en fase con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC. Sin embargo, la tensión en el condensador  $C_{dc1}$  es controlada en el semiciclo positivo de las tensiones  $u_{sa}^+$ ,  $u_{sb}^+$  y  $u_{sc}^+$ , mientras que la tensión del condensador  $C_{dc2}$  se controla en el semiciclo negativo, resultando en la siguiente estrategia de control [99]:

$$i_{kUdc}(t) = \begin{cases} \frac{P_1}{(U_{RMS}^+)^2} u_{sk}^+(t) & \text{si } u_{sk}^+(t) \geq 0 \\ \frac{P_2}{(U_{RMS}^+)^2} u_{sk}^+(t) & \text{si } u_{sk}^+(t) < 0 \end{cases} \quad (5.19)$$

El funcionamiento de esta estrategia de control es corroborado mediante los resultados presentados en los siguientes dos capítulos de esta tesis.

#### 5.2.4. Casos de estudio

Considere el sistema simplificado presentado en la Figura 5.2, en donde el PVS es modelado como una fuente de corriente controlada y la carga es modelada como una fuente de corriente trifásica independiente.

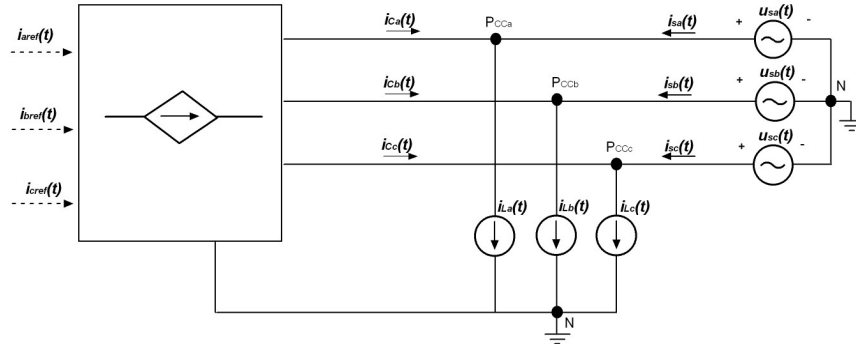


Figura 5.2: Esquema simplificado para el análisis de las corrientes de referencia

Siguiendo la estrategia propuesta para la generación de las señales de referencia, se pueden considerar tres modos diferentes de operación para el PVS:

- Modo 1: Funcionamiento como sistema fotovoltaico (inyección de la componente  $\mathbf{i}_{PV}(t)$ ).
- Modo 2: Funcionamiento como filtro activo de potencia (inyección de la componente  $\mathbf{i}_{APF}(t)$ ).
- Modo 3: Funcionamiento como sistema fotovoltaico con funciones de filtrado activo de potencia (inyección de las componentes  $\mathbf{i}_{PV}(t)$  e  $\mathbf{i}_{APF}(t)$ ).

En los tres modos de operación, se debe efectuar el control de la tensión del lado de continua del inversor mediante la componente de corriente  $\mathbf{i}_{Udc}(t)$ . Sin embargo, el modo de operación es definido mediante

las otras dos componentes ( $\mathbf{i}_{PV}(t)$  y/o  $\mathbf{i}_{APF}(t)$ ).

A continuación se presentan resultados de simulación para los tres modos de operación. En todos los casos, las tensiones del lado de continua del inversor son consideradas ideales, por lo que se supone que la componente de la corriente de referencia requerida para controlar estas tensiones es nula ( $\mathbf{i}_{Udc}(t) = 0$ ).

### **Modo 1**

A manera de ejemplo, suponga que el PVS requiere inyectar a la red eléctrica una potencia activa de 800 W. Se considera una tensión distorsionada y desbalanceada en el PCC cuyas componentes se presentan en la tabla 5.1. Por su lado, se considera una carga no lineal desbalanceada, cuyas componentes se muestran en la tabla 5.2. Las figuras 5.3(a) y 5.3(b) presentan las formas de onda de las tensiones en el PCC y las corrientes demandadas por la carga, respectivamente.

Tabla 5.1: Parámetros de la tensión distorsionada y desbalanceada en el PCC

Frecuencia	Secuencia	Amplitud	Ángulo de fase
60 [Hz]	Positiva	$110\sqrt{(2)}$ [V]	0 [rad]
60 [Hz]	Negativa	8,5 [V]	$-\pi/2$ [rad]
300 [Hz]	Negativa	8,5 [V]	0 [rad]
420 [Hz]	Positiva	17 [V]	$-\pi$ [rad]

Tabla 5.2: Parámetros de la corriente demandada por una carga no lineal y desbalanceada

Frecuencia	Secuencia	Amplitud	Ángulo de fase
60 [Hz]	Positiva	2,5 [A]	$-\pi/6$ [rad]
60 [Hz]	Negativa	0,3 [A]	$-4\pi/9$ [rad]
180 [Hz]	Cero	0,2 [A]	$-5\pi/9$ [rad]
300 [Hz]	Negativa	0,3 [A]	$-\pi/6$ [rad]
420 [Hz]	Positiva	0,5 [V]	$-\pi/3$ [rad]

Utilizando la estrategia de generación de la referencia dada por la ecuación (5.14), se obtienen las corriente inyectadas por el PVS presentadas en la Figura 5.4(a). En las figuras 5.4(b) y 5.4(c) se presentan las corrientes por la red de suministro y las potencias instantáneas de la carga ( $p_l$ ), del PVS ( $p_c$ ) y de la red ( $p_s$ ). Tal como se observa, a pesar de las condiciones no ideales en las tensiones del PCC, las corrientes inyectadas por el PVS entregan la potencia activa  $P_{PV}$  y presentan una forma de onda sinusoidal pura a la frecuencia fundamental y de secuencia positiva. En este caso, la potencia activa suministrada por el PVS supera la potencia activa demandada por la carga, por lo que la potencia restante es suministrada a la red. Note también que la potencia instantánea entregada por el PVS a la red presenta una componente de

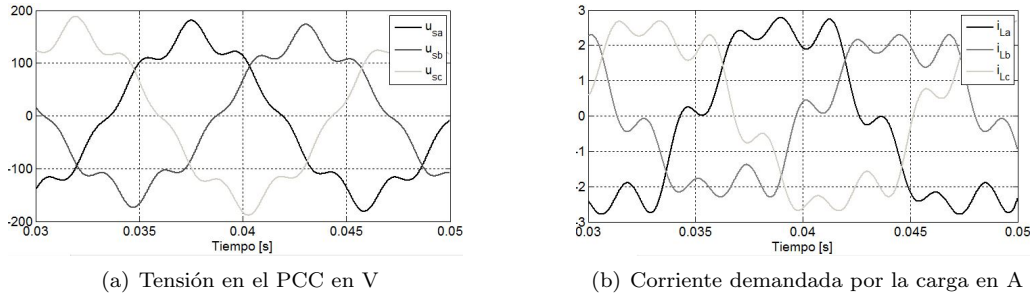


Figura 5.3: Caso 1: Tensión en el PCC distorsionada y desbalanceada; y corriente por la carga

promedio nulo. Esta componente resulta de la interacción entre la corriente inyectada y las componentes no ideales de la tensión en el PCC (armónicos y componentes de secuencia negativa y cero).

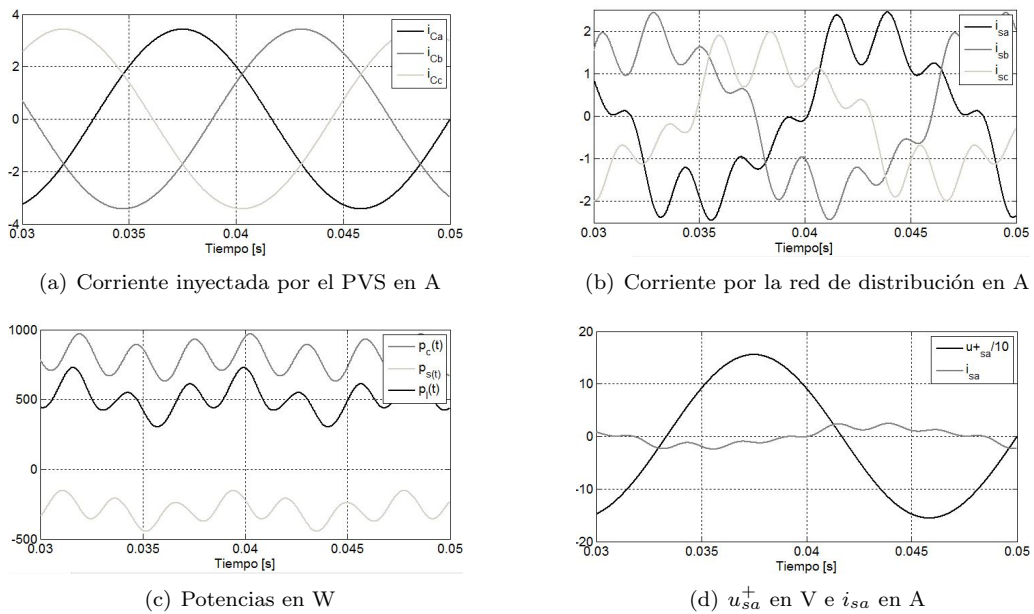


Figura 5.4: Resultados de simulación para la estrategia de control de la potencia activa entregada por el generador

Tal como se observa en las gráficas de la Figura 5.4, el PVS cumple con una de las metas establecidas en esta tesis, ya que la potencia activa es inyectada a la red por medio de una corriente trifásica ideal a la frecuencia fundamental, balanceada de secuencia positiva y en fase con la tensión  $\mathbf{u}_s^+(t)$ .

## Modo 2

Suponga que el PVS opera solo como filtro activo de potencia, es decir, no se requiere inyectar potencia activa a la red. Considere de nuevo la tensión distorsionada y desbalanceada en el PCC de la Figura 5.3(a) y la carga no lineal desbalanceada presentada en las Figura 5.3(b).

En este caso, el PVS es controlado mediante la estrategia dada en la ecuación (5.16). Las corrientes inyectadas por el PVS, las corrientes resultantes por la red y las potencias instantáneas de la carga ( $p_l$ ), del PVS ( $p_c$ ) y de la red ( $p_s$ ), se muestran en las figuras 5.5(a), 5.5(b) y 5.5(c), respectivamente. La Figura 5.5(d) presenta la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC y la corriente por la red para la fase *a*.

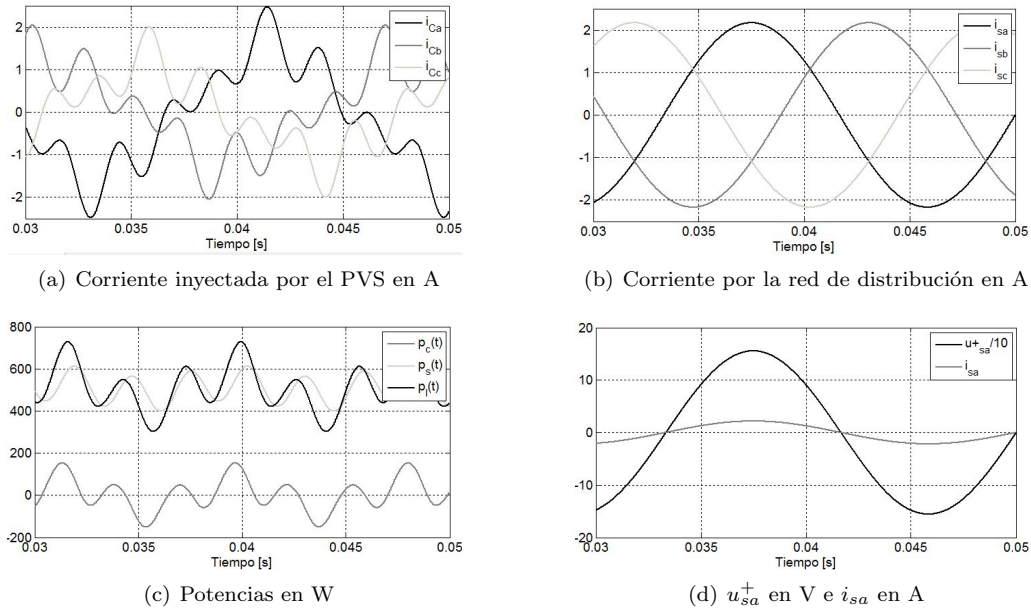


Figura 5.5: Resultados de simulación para la estrategia compensación

Tal como se observa, el PVS entrega a la red de suministro una potencia instantánea de promedio nulo. La estrategia de compensación logra conseguir por la red una corriente sinusoidal a la frecuencia fundamental y de secuencia positiva. Además, analizando los resultados de la Figura 5.5(d), la corriente resultante por la red está en fase con las tensiones  $u_{sa}^+$ ,  $u_{sb}^+$  y  $u_{sc}^+$ . En este sentido, la estrategia de compensación logra otra de las metas establecidas en esta tesis.

En este caso, la potencia activa de la carga sigue siendo suministrada por la red de distribución. Sin embargo, las corrientes por la red presentan menor valor eficaz que las corrientes de la carga, a pesar de

transportar la misma potencia activa colectiva.

### **Modo 3**

Con el fin de analizar el funcionamiento de la estrategia de generación de las corrientes de referencia para el modo 3, considere el sistema presentado en la Figura 5.2, con una carga no lineal desbalanceada cuyas componentes de corriente se describen en la tabla 5.3.

Tabla 5.3: Parámetros de la corriente demandada por la carga

<b>Frecuencia</b>	<b>Secuencia</b>	<b>Amplitud</b>	<b>Ángulo de fase</b>
60 [Hz]	Positiva	3,0 [A]	$-\pi/6$ [rad]
60 [Hz]	Negativa	0,3 [A]	$-\pi/3$ [rad]
180 [Hz]	Cero	0,2 [A]	0 [rad]
300 [Hz]	Negativa	0,5 [A]	$-\pi/3$ [rad]

A manera de ejemplo, suponga que se requiere entregar una potencia activa de 400 W proporcionada por el generador fotovoltaico. Además, el PVS debe operar también como filtro activo de potencia de tal manera que ofrezca opciones de compensación de reactiva, armónicos y desbalances de corriente.

A continuación se presentan los resultados de simulación para dos tipos de tensiones en el PCC al utilizar la estrategia de generación de la referencia planteada en la ecuación (5.11).

*Tensiones en el PCC ideales:*

Se considera una tensión ideal en el PCC dada por la ecuación (5.20) y mostrada en la Figura 5.6(a). Las formas de onda de las corrientes demandadas por la carga se presentan en la figura 5.6(b). Según se observa, estas corrientes están distorsionadas, desbalanceadas y no están en fase con la tensión en el PCC.

$$\begin{aligned}
 u_{sa}(t) &= 110\sqrt{2}\text{sen}(\omega_1 t) \text{ V} \\
 u_{sb}(t) &= 110\sqrt{2}\text{sen}(\omega_1 t - 120^\circ) \text{ V} \\
 u_{sc}(t) &= 110\sqrt{2}\text{sen}(\omega_1 t + 120^\circ) \text{ V}
 \end{aligned}
 \tag{5.20}$$

Las figuras 5.7(a), 5.7(b) y 5.7(c) presentan las corrientes inyectadas por el PVS, las corrientes resultantes en la red y las potencias instantáneas de la carga ( $p_l$ ), del PVS ( $p_c$ ) y de la red ( $p_s$ ), respectivamente. En la Figura 5.7(d) se presenta la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC y la corriente resultante por la red para la fase *a*. Note que al utilizar la estrategia planteada

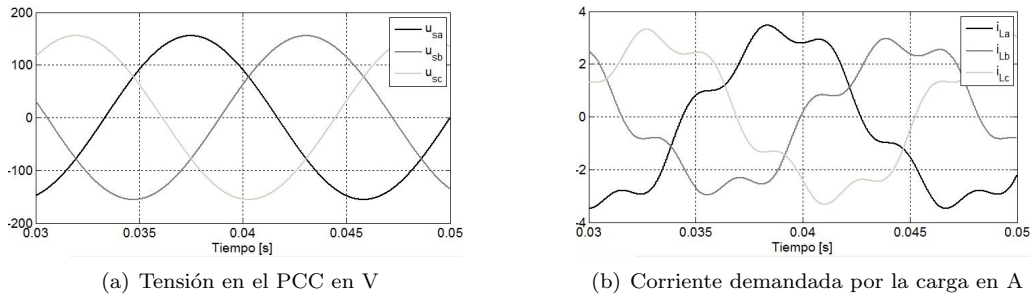


Figura 5.6: Tensiones en el PCC ideales y corrientes demandadas por la carga

para la generación de la referencia, el PVS entrega a la carga la potencia activa proporcionada por el generador y además compensa el factor de potencia, las distorsiones y los desbalances en las corrientes de la red.

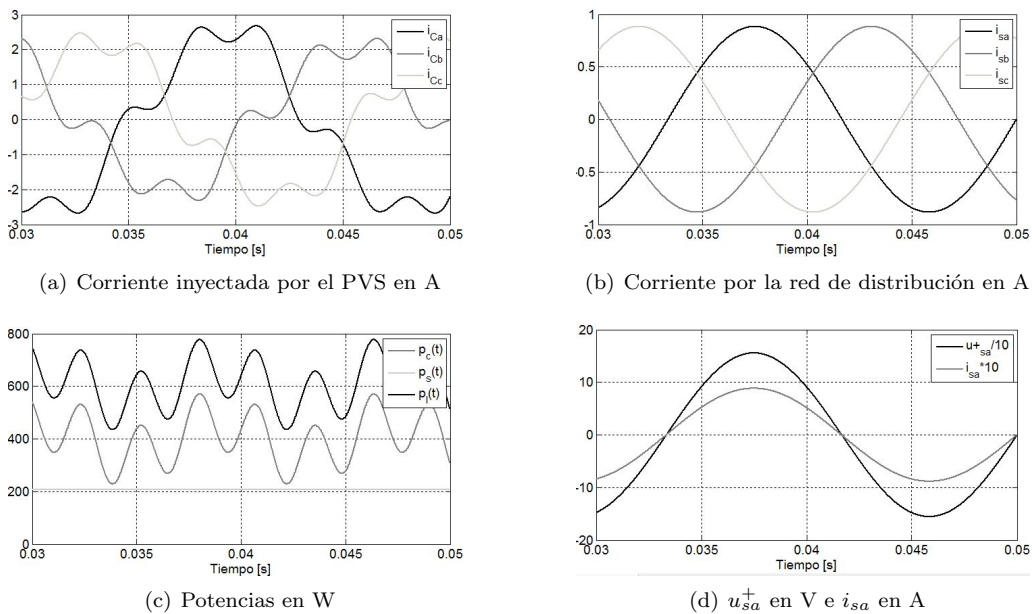


Figura 5.7: Resultados de la estrategia de generación de la referencia para tensiones en el PCC ideales

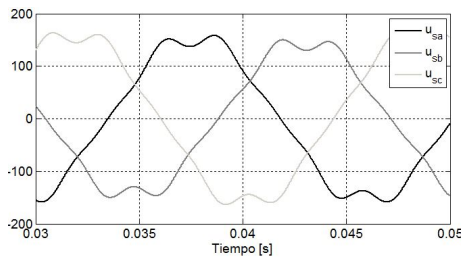
Las corrientes resultantes por la red de suministro presentan una forma de onda sinusoidal a la frecuencia fundamental y de secuencia positiva. Estas corrientes están en fase con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC. Note que en este caso, la red de distribución entrega solo potencia activa. Además, esta potencia entregada por la red es menor a la potencia activa de la carga, ya que el PVS proporciona 400 W los cuales son suministrados a la carga. En este sentido, el valor RMS de las corrientes de la red disminuye notablemente.

*Tensiones en el PCC desbalanceadas y distorsionadas:*

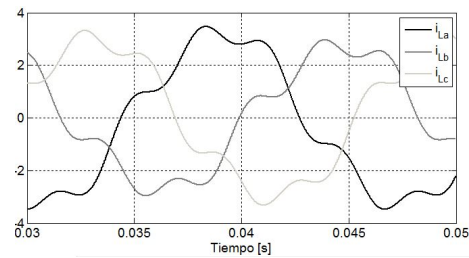
En este caso, se consideran unas tensiones distorsionadas y desbalanceadas en el PCC, cuyas componentes se presentan en la tabla (5.4). La forma de onda de estas tensiones y de la corriente demandada por la carga, se presentan en las figuras 5.8(a) y 5.8(b), respectivamente.

Tabla 5.4: Componentes de la tensión distorsionada y desbalanceada en el PCC

Frecuencia	Secuencia	Amplitud	Ángulo de fase
60 [Hz]	Positiva	$110\sqrt{2}$ [V]	0 [rad]
60 [Hz]	Negativa	8,5 [V]	$-\pi/2$ [rad]
300 [Hz]	Negativa	11 [V]	$-\pi$ [rad]
420 [Hz]	Positiva	7,5 [V]	0 [rad]



(a) Tensión en el PCC en V



(b) Corriente demandada por la carga en A

Figura 5.8: Tensiones en el PCC no ideales y corrientes demandadas por la carga

En las figuras 5.9(a), 5.9(b) y 5.9(c) se muestran la corriente inyectada por el PVS a la red, la corriente por la red de suministro y las potencias instantáneas de la carga ( $p_l$ ), del PVS ( $p_c$ ) y de la red de suministro ( $p_s$ ), respectivamente. Además, en la Figura 5.9(d) se presenta la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC y la corriente resultante por la red para la fase *a*.

Tal como se observa en estas figuras, a pesar de las perturbaciones presentes en las tensiones del PCC, las corrientes resultantes por la red de distribución son sinusoidales puras a la frecuencia fundamental, balanceadas de secuencia positiva y están fase con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC.

En este caso, el PVS entrega la potencia activa proporcionada por el generador fotovoltaico y las componentes de corriente necesarias para corregir el factor de potencia, los desbalances y armónicos en las

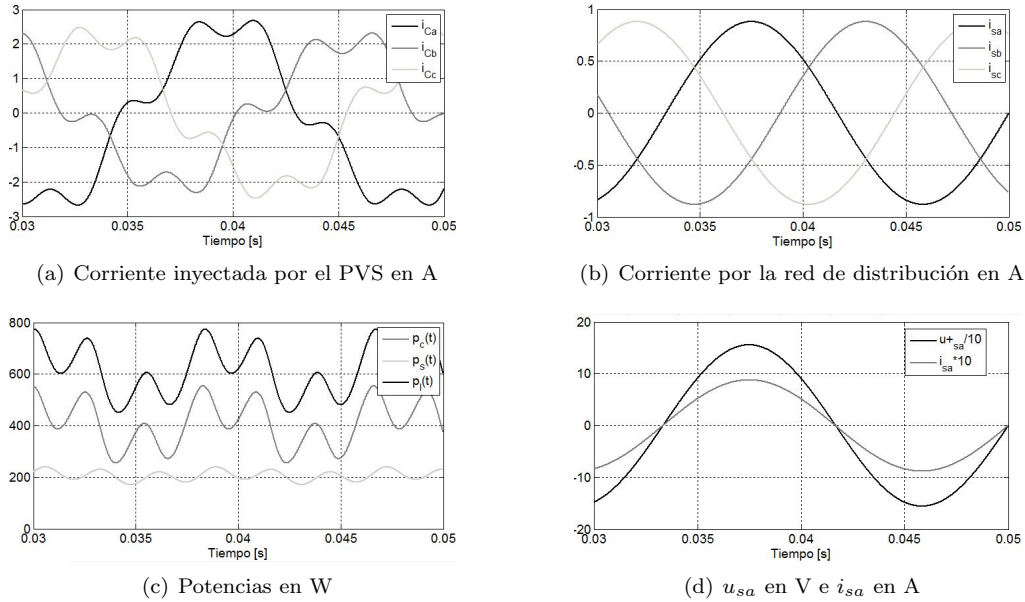


Figura 5.9: Resultados de la estrategia de generación de la referencia para tensiones en el PCC no ideales

corrientes de la red. Las corrientes resultantes por la red presentan menor valor eficaz que las corrientes de la carga, no solo debido a la potencia activa proporcionada por el PVS, sino también gracias a la acción de compensación realizada.

### 5.3. Algoritmo de sincronización: filtro adaptativo Butterworth-Kalman (AB-KF)

Tal como se presentó en la anterior sección, la estrategia de generación de las corrientes de referencia requiere de la estimación previa de la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC (ver Figura 5.1). Para lo anterior, en esta tesis se propone un algoritmo adaptativo basado en los filtros Butterworth y Kalman, el cual es llamado AB-KF (*Adaptive Butterworth-Kalman Filter*). Un esquema del filtro propuesto se presenta en la Figura 5.10.

El algoritmo propuesto está compuesto por dos subsistemas. El primer subsistema corresponde a un filtro Butterworth de tercer orden, el cual es utilizado para extraer la componente a la frecuencia fundamental de las tensiones de línea en el PCC ( $u_{abf}$  y  $u_{bcf}$ ), con el fin de remover las componentes armónicas y las componentes de secuencia cero. El segundo subsistema es un filtro de Kalman extendido (EKF, *Extended Kalman Filter*), el cual es utilizado para estimar la componente de secuencia positiva de las tensiones de entrada y su frecuencia ( $f_1$ ). Además, el EKF es desarrollado de tal manera que el desfase generado por el

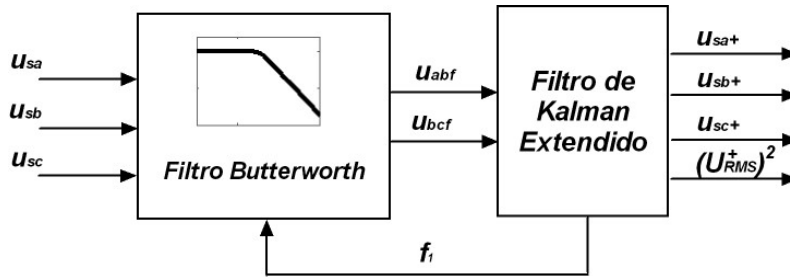


Figura 5.10: Filtro adaptativo Butterworth-Kalman (AB-KF)

filtro Butterworth en las señales de salida ( $u_{abf}$  y  $u_{bcf}$ ) sea removido de las señales estimadas por el EKF ( $u_{sa}^+$ ,  $u_{sb}^+$  y  $u_{sc}^+$ ). Finalmente, la frecuencia estimada por el EKF es retroalimentada al Filtro Butterworth con el fin de sincronizar los subsistemas y garantizar una adecuada estimación.

El EKF ha sido utilizado en trabajos previos en aplicaciones de filtrado activo de potencia [63, 64]. En estos trabajos, el EKF es empleado para la estimación de la componente fundamental de secuencia positiva de tensiones desbalanceadas y distorsionadas. Tal como se presenta en [63], cada componente armónica presente en las señales de tensión de entrada, requiere de la adición de dos estados al modelo del sistema empleado para el desarrollo del filtro de Kalman. En este sentido, el tiempo de ejecución del EKF puede ser elevado si un número considerable de armónicos son contemplados en el modelo. Para contrarrestar este problema, en [21] se propone un Filtro de Kalman Resonante. Este algoritmo incluye un filtro resonante adaptativo previo al EKF y un estado detector. El Filtro de Kalman Resonante permite reducir el número de estados del EKF a 6 y el tiempo de ejecución del algoritmo. Sin embargo, el Filtro de Kalman Resonante requiere de un estado detector (señal de control) para acelerar la respuesta transitoria del algoritmo y obtener simultáneamente un filtrado selectivo de la componente fundamental.

En esta tesis, se modifica el Filtro de Kalman Resonante propuesto en [21]. En primera medida, el filtro resonante es cambiado por un filtro Butterworth de tercer orden el cual presenta mejores capacidades de filtrado para el mismo tiempo de respuesta. Al emplear el filtro Butterworth, el algoritmo propuesto no requiere del uso de un estado detector para acelerar la respuesta, por lo que el número de estados del EKF es reducido a 5. Por otro lado, la ecuación de medida considerada en el EKF también es modificada con el fin de eliminar el desfase introducido por el filtro Butterworth. En este sentido, las principales características del AB-KF son las siguientes:

- EL filtro Butterworth de tercer orden permite reducir el número de estados del EKF a cinco, ofreciendo a su vez un filtrado selectivo de la componente fundamental de las tensiones de línea en el PCC y un rápido tiempo de respuesta.

- El EKF permite estimar la componente de secuencia positiva y la frecuencia fundamental de las tensiones de entrada, eliminando a su vez el desfase introducido por el filtro Butterworth en las señales filtradas.
- Los dos sistemas son sincronizados mediante la retroalimentación de la frecuencia estimada por el filtro EKF. Esta retroalimentación permite modificar la frecuencia de corte del filtro Butterworth con el fin de garantizar posteriormente una correcta estimación por parte del EKF.
- No se requiere la definición de estados adicionales en el EKF al contemplar más componentes armónicas.
- EL AB-KF permite estimar la frecuencia fundamental de las tensiones en el PCC ante posibles variaciones de esta frecuencia.
- EL AB-KF tiene la capacidad de extraer la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC y sus parámetros (frecuencia, fase y amplitud) ante perturbaciones como armónicos y desbalances de tensión.

A continuación se describen los dos subsistemas que conforman el algoritmo propuesto.

### 5.3.1. Filtro Butterworth

Los filtros Butterworth son caracterizados por presentar una magnitud de la respuesta en frecuencia plana (con mínimas ondulaciones) en la banda de paso. Un filtro Butterworth pasa bajas de orden  $N$  presenta una respuesta en frecuencia cuya magnitud al cuadrado sigue la ecuación (5.21), donde  $\omega_c$  se conoce como frecuencia de corte. Note que la magnitud de la respuesta en frecuencia del filtro es unitaria justo en  $\omega = 0$  e igual a  $1/\sqrt{2}$  en  $\omega = \omega_c$  [175].

$$|B(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + [(j\omega)/(j\omega_c)]^{2N}} \quad (5.21)$$

La función de transferencia de un filtro Butterworth de tercer orden es presentada en la ecuación (5.22) [175]. En la Figura 5.11(a) se presenta el diagrama de polos y ceros del filtro. Los polos se encuentran ubicados en un círculo de radio  $\omega_c$  en el plano  $s$ . Tal como se observa, el desplazamiento angular entre los polos es de  $\pi/3$  [rad].

$$B(s) = \frac{\omega_c^3}{s^3 + 2\omega_c s^2 + 2\omega_c^2 s + \omega_c^3} \quad (5.22)$$

El filtro Butterworth considerado en esta tesis es diseñado para tener una frecuencia de corte igual a la frecuencia retroalimentada por el EKF (frecuencia fundamental de la red), es decir,  $\omega_c = 2\pi f_1$ . En la Figura 5.11(b) se presenta una gráfica de la respuesta en frecuencia del filtro Butterworth de tercer orden,

considerando  $f_1 = 60 \text{ Hz}$ . Justamente en  $\omega = \omega_c = 2\pi f_1$ , la respuesta en frecuencia del filtro presenta una amplitud de  $1/\sqrt{2}$  y un ángulo de fase de  $-3\pi/4 \text{ [rad]}$ .

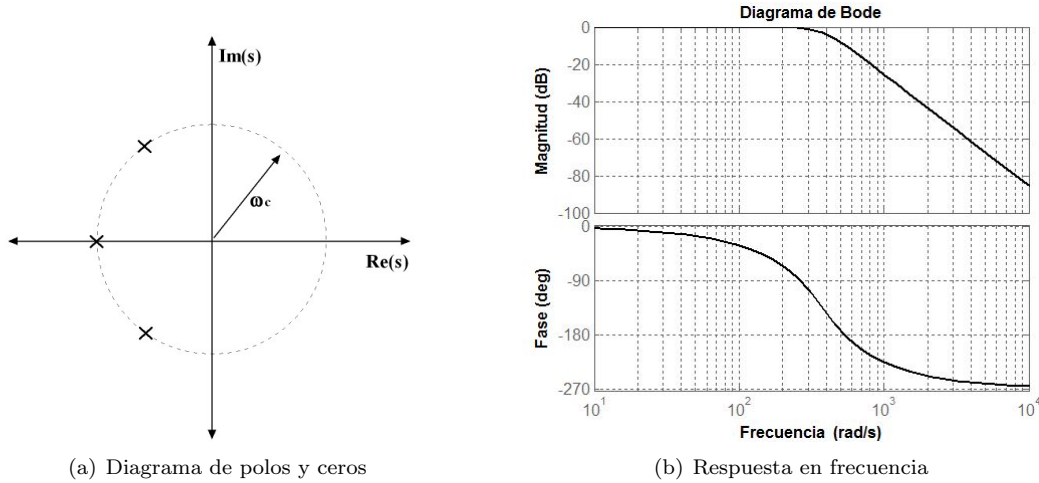


Figura 5.11: Filtro Butterworth de tercer orden

Suponga que la señal de entrada del filtro ( $x_B(t)$ ) es una señal sinusoidal pura a la frecuencia  $\omega = \omega_c = 2\pi f_1$ , tal como se muestra en la ecuación (5.23). Calculando la respuesta del filtro a esta señal sinusoidal, se obtiene la señal de salida ( $y_B(t)$ ) también presentada en la ecuación (5.23). De esta manera, se puede concluir que la respuesta en estado estable del filtro ante una señal sinusoidal pura a la frecuencia de corte  $\omega_c = 2\pi f_1$ , será la misma señal sinusoidal de entrada pero atenuada por un factor de  $1/\sqrt{2}$  y desfasada  $-3\pi/4 \text{ [rad]}$ .

$$x_B(t) = A \text{sen}(\omega_c t) \quad \longrightarrow \quad y_B(t) = \underbrace{\frac{A}{\sqrt{2}} \text{sen}\left(\omega_c t - \frac{3\pi}{4}\right)}_{\text{Estado estable}} + \underbrace{\frac{Ae^{-t\omega_c}}{2} + \frac{2Ae^{-\frac{\omega_c t}{2}}}{\sqrt{3}} \text{sen}\left(\frac{\sqrt{3}\omega_c t}{2}\right)}_{\text{Transitoria}} \quad (5.23)$$

En la Figura 5.12(a), se presentan las señales de entrada y salida del filtro Butterworth según la ecuación (5.23), para  $A = 1$  y  $\omega_c = 120\pi \text{ [rad/s]}$ . Note que la respuesta transitoria del filtro desvanece en aproximadamente  $26,5 \text{ [ms]}$  (cinco constantes de tiempo  $\approx 5/(\pi f_1) \approx 1,59T_1$ ), menos de dos ciclos de la señal de entrada.

En la tabla 5.5, se presenta la magnitud de la respuesta en frecuencia del filtro Butterworth de tercer orden para diferentes valores de frecuencia. Tal como se observa, un quinto armónico a la entrada del filtro será reducido aproximadamente al 1%. La anterior atenuación fue la principal razón para seleccionar el orden del filtro Butterworth, ya que un orden menor (ver tabla 5.5) no logra una atenuación suficiente de

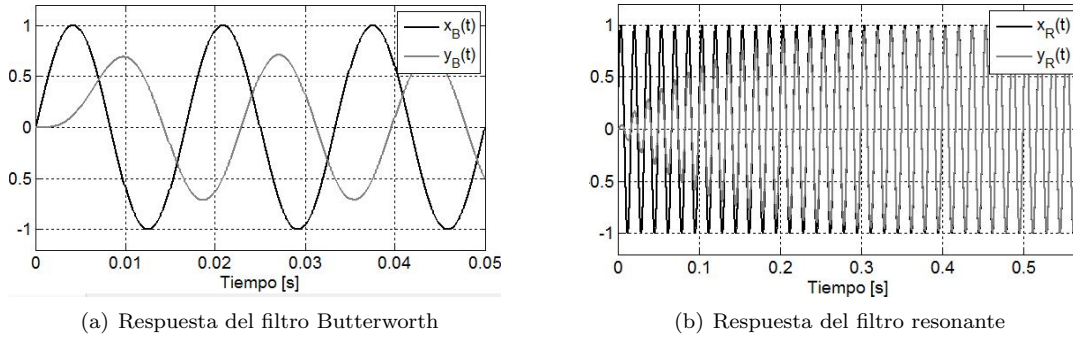


Figura 5.12: Respuesta a una señal sinusoidal pura

los armónicos de orden superior al fundamental.

Tabla 5.5: Magnitud de la respuesta en frecuencia y tiempo de respuesta

Frecuencia	Butterworth N=2	Butterworth N=3	Resonante $L = 2,65 [mH]$	Resonante $L = 55,2 [mH]$
	$t_{99\%} = 18,7 [ms]$ $t_{95\%} = 11,25 [ms]$	$t_{99\%} = 26,5 [ms]$ $t_{95\%} = 15,9 [ms]$	$t_{99\%} = 26,5 [ms]$ $t_{95\%} = 15,9 [ms]$	$t_{99\%} = 552 [ms]$ $t_{95\%} = 331 [ms]$
$\omega_c$	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	1	1
$2\omega_c$	0,24	0,12	0,55	0,03
$3\omega_c$	0,11	0,04	0,35	0,02
$4\omega_c$	0,06	0,02	0,26	0,01
$5\omega_c$	0,04	0,008	0,20	0,01

Por otro lado, en la tabla 5.5 también se presentan los tiempos de respuesta requeridos por los filtros Butterworth de orden 2 y 3, para alcanzar el 95 % y el 99 % del valor final en estado estable. En este sentido, el filtro Butterworth de tercer orden tarda aproximadamente un ciclo de la componente fundamental de la señal de entrada en alcanzar el 95 % de su valor final.

Para fines de comparación, se analizó la respuesta en frecuencia y la respuesta transitoria del filtro resonante  $RLC$ -serie presentado en [21]. La función de transferencia de este filtro se presenta en la ecuación (5.24). En este caso, el filtro es sintonizado de tal manera que la pulsación de resonancia corresponde a  $1/\sqrt{LC} = 2\pi f_1$ . Se selecciona  $R = 1$  de tal manera que la respuesta en frecuencia del filtro tome una magnitud unitaria y un ángulo de fase de  $0^\circ$  en  $1/\sqrt{LC}$ .

$$R_e(s) = \frac{1}{R + sL + \frac{1}{sC}} \quad (5.24)$$

Se diseña el filtro de tal manera que logre una atenuación del quinto armónico del 1 %, para lo cual

se obtiene un valor de  $L = 55,2 [mH]$  considerando  $f_1 = 60 [Hz]$ . En la tabla 5.5 se presenta el valor del tiempo de respuesta y la magnitud de la respuesta en frecuencia del filtro resonante diseñado, para diferentes valores de frecuencia. En este sentido, este filtro resonante de orden 2 tarda aproximadamente 20 ciclos de la componente fundamental de la señal de entrada en alcanzar el 95% de su valor final en estado estable. En la Figura 5.12(b) se presenta un ejemplo de la respuesta en el tiempo del filtro resonante para una señal de entrada dada por  $x_r(t) = sen(2\pi 60t)$ .

Por otro lado, en la tabla 5.5 también se observa la magnitud de la respuesta en frecuencia de un filtro resonante con tiempo de respuesta de  $t_{99\%} = 26,5 [ms]$  (el mismo tiempo de respuesta que el filtro Butterworth de tercer orden). En este caso  $L = 2,65 [mH]$  y  $f_1 = 60 [Hz]$ . Observe que este filtro solo ofrece una atenuación del 20% para el quinto armónico.

Partiendo de la anterior comparación, se observa que el filtro Butterworth de tercer orden presenta buenos resultados con respecto a la atenuación de componentes armónicas de orden superior a la frecuencia fundamental y además ofrece un buen tiempo de respuesta ( $t_{95\%} < 1/f_1$ ). Vale la pena mencionar que este filtro genera un desfase en la componente fundamental de la señal de salida de  $-3\pi/4 [rad]$  y una atenuación de  $1/\sqrt{2}$ , desventaja que no se obtiene con el filtro resonante serie. Sin embargo, esta atenuación y este desfase generados por el filtro Butterworth son después eliminados por el EKF.

### **Filtrado de las tensiones en el PCC**

Tal como se observa en la Figura 5.10, las señales de entrada del filtro Butterworth corresponden a las tensiones de fase en el PCC, para las cuales se suponen las siguientes expresiones matemáticas:

$$u_{sa}(t) = \sum_{h=1}^M [u_h^+ sen(\omega_h t + \phi_h^+) + u_h^- sen(\omega_h t + \phi_h^-) + u_h^0 sen(\omega_h t + \phi_h^0)] \quad (5.25)$$

$$u_{sb}(t) = \sum_{h=1}^M [u_h^+ sen(\omega_h t + \phi_h^+ - 120^\circ) + u_h^- sen(\omega_h t + \phi_h^- + 120^\circ) + u_h^0 sen(\omega_h t + \phi_h^0)] \quad (5.26)$$

$$u_{sc}(t) = \sum_{h=1}^M [u_h^+ sen(\omega_h t + \phi_h^+ + 120^\circ) + u_h^- sen(\omega_h t + \phi_h^- - 120^\circ) + u_h^0 sen(\omega_h t + \phi_h^0)] \quad (5.27)$$

Según las ecuaciones (5.25) a (5.27), cada armónico de la señal de entrada es descompuesto en sus componentes de secuencia positiva, negativa y cero. De esta manera, la componente armónica a la frecuencia  $\omega_h$  presenta una componente de secuencia positiva de amplitud  $u_h^+$  y ángulo de fase  $\phi_h^+$ , una componente de secuencia negativa de amplitud  $u_h^-$  y ángulo de fase  $\phi_h^-$  y una componente de secuencia cero de amplitud

$u_h^0$  y ángulo de fase  $\phi_h^0$ .

El filtro Butterworth de tercer orden es utilizado para filtrar las tensiones de línea del PCC dadas en (5.28) y (5.29), donde la frecuencia de corte del filtro corresponde a la frecuencia retroalimentada por el EKF ( $\omega_c = 2\pi f_1$ ). El uso de las tensiones de línea en vez de las tensiones de fase, reduce el número de señales a filtrar a dos y además, elimina las componentes de secuencia cero.

$$u_{ab}(t) = u_{sa}(t) - u_{sb}(t) = \sum_{h=1}^M [\sqrt{3}u_h^+ \text{sen}(\omega_h t + \phi_h^+ + 30^\circ) + \sqrt{3}u_h^- \text{sen}(\omega_h t + \phi_h^- - 30^\circ)] \quad (5.28)$$

$$u_{bc}(t) = u_{sb}(t) - u_{sc}(t) = \sum_{h=1}^M [\sqrt{3}u_h^+ \text{sen}(\omega_h t + \phi_h^+ - 90^\circ) + \sqrt{3}u_h^- \text{sen}(\omega_h t + \phi_h^- + 90^\circ)] \quad (5.29)$$

Las tensiones de línea filtradas ( $u_{abf}$  y  $u_{bcf}$ ), son las entradas del EKF. Analizando la respuesta en frecuencia del filtro Butterworth de tercer orden, la componente a la frecuencia fundamental ( $\omega_1$ ) de las tensiones filtradas tendrá una atenuación de  $1/\sqrt{2}$  y un retardo de  $3\pi/4$  [rad] con respecto a la componente fundamental de las tensiones de línea sin filtrar. De esta manera, las tensiones de salida del filtro siguen las expresiones (5.30) y (5.31), suponiendo que los armónicos mayores al fundamental son atenuados totalmente por el filtro. Sin embargo, la atenuación de estos armónicos no es ideal y sigue la ecuación (5.21) para  $N = 3$ .

$$u_{abf} = \frac{\sqrt{3}u_1^+}{\sqrt{2}} \text{sen}(\omega_1 t + \phi_1^+ - 105^\circ) + \frac{\sqrt{3}u_1^-}{\sqrt{2}} [\text{sen}(\omega_1 t + \phi_1^- - 165^\circ)] \quad (5.30)$$

$$u_{bcf} = \frac{\sqrt{3}u_1^+}{\sqrt{2}} [\text{sen}(\omega_1 t + \phi_1^+ + 135^\circ) + \frac{\sqrt{3}u_1^-}{\sqrt{2}} \text{sen}(\omega_1 t + \phi_1^- - 45^\circ)] \quad (5.31)$$

Las expresiones dadas en (5.30) y (5.31), serán posteriormente utilizadas en el desarrollo matemático del EKF.

### 5.3.2. Filtro de Kalman

Las bases matemáticas del filtro de Kalman fueron dadas en el año 1960 por Rudolph E. Kalman [176], quien presenta en su trabajo una solución recursiva al problema de filtrado lineal. Este filtro es considerado un estimador óptimo en el sentido que minimiza la covarianza del error de la estimación bajo ciertas consideraciones. El filtro de Kalman es un algoritmo recursivo que busca resolver el problema de estimar

los estados de un sistema en tiempo discreto a partir de medidas relacionadas con los estados. Tanto el sistema como las medidas relacionadas con los estados pueden estar contaminadas de ruido blanco gaussiano [21, 177].

### **Modelo del sistema**

Considere un sistema descrito por la ecuación de estado dada en (5.32), donde  $\mathbf{A}$  corresponde a la matriz que relaciona el vector de estados del sistema ( $\mathbf{x}(n)$ ) en el instante de tiempo  $n$ , con el vector de estados en el instante  $n + 1$ .

$$\mathbf{x}(n + 1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(n) + \mathbf{U}_1(n) \quad (5.32)$$

Considere además la ecuación de medida (5.33), donde la matriz  $\mathbf{H}$  relaciona las medidas ( $\mathbf{z}(n)$ ) con el vector de estados del sistema.

$$\mathbf{z}(n) = \mathbf{H}\mathbf{x}(n) + \mathbf{U}_2(n) \quad (5.33)$$

Las variables aleatorias  $\mathbf{U}_1(n)$  y  $\mathbf{U}_2(n)$  representan los ruidos blancos gaussianos asociados al sistema y a la medida, respectivamente. Estas variables aleatorias se asumen independientes la una de la otra, con distribuciones de probabilidad normales [21, 177].

### **Bases del filtro de Kalman**

Se definen  $\hat{\mathbf{x}}^-(n)$  como la estimación *a priori* del vector de estados en el instante  $n$  y  $\hat{\mathbf{x}}(n)$  como la estimación *a posteriori* del vector de estados en el instante  $n$  dada la medición  $\mathbf{z}(n)$ . Además, se definen los errores de la estimación *a priori* y *a posteriori* como:

$$\mathbf{e}^-(n) = \mathbf{x}(n) - \hat{\mathbf{x}}^-(n) \quad (5.34)$$

$$\mathbf{e}(n) = \mathbf{x}(n) - \hat{\mathbf{x}}(n) \quad (5.35)$$

De esta manera, la covarianza del error de las estimaciones *a priori* y *a posteriori* están dadas por (5.36) y (5.37), respectivamente, donde  $E(X)$  es el valor esperado de la variable aleatoria  $X$ .

$$\mathbf{P}^-(n) = E[\mathbf{e}^-(n)\mathbf{e}^{-T}(n)] \quad (5.36)$$

$$\mathbf{P}(n) = E[\mathbf{e}(n)\mathbf{e}^T(n)] \quad (5.37)$$

Partiendo de las anteriores definiciones, el filtro de Kalman busca encontrar una ecuación que permita calcular la estimación *a posteriori* del vector de estados ( $\hat{\mathbf{x}}(n)$ ) como una combinación lineal de la estimación *a priori* del vector de estados ( $\hat{\mathbf{x}}^-(n)$ ) y la diferencia ponderada entre la medida actual ( $\mathbf{z}(n)$ ) y la predicción de la medida ( $\mathbf{H}(n)\hat{\mathbf{x}}^-(n)$ ), según la ecuación (5.38) [177].

$$\hat{\mathbf{x}}(n) = \hat{\mathbf{x}}^-(n) + \mathbf{K}(n)[\mathbf{z}(n) - \mathbf{H}(n)\hat{\mathbf{x}}^-(n)] \quad (5.38)$$

La matriz  $\mathbf{K}$  es llamada ganancia de Kalman y es calculada de tal manera que se minimice la covarianza del error de la estimación *a posteriori* y está dada por [177, 178]:

$$\mathbf{K}(n) = \mathbf{P}^-(n)\mathbf{H}^T(n)[\mathbf{H}(n)\mathbf{P}^-(n)\mathbf{H}^T(n) + \mathbf{R}(n)]^{-1} \quad (5.39)$$

Donde  $\mathbf{R}(n)$  es la matriz de covarianza asociada con  $\mathbf{U}_1(n)$ .

### Algoritmo recursivo

El algoritmo recursivo del filtro de Kalman es desarrollado mediante dos grupos de ecuaciones: ecuaciones de actualización con la medida y ecuaciones de proyección. Las ecuaciones de actualización con la medida se encargan de incorporar la nueva medida (medición en el instante  $n$ ) en la estimación *a priori* con el fin de obtener una estimación *a posteriori* mejorada. Las ecuaciones de proyección se encargan de calcular los valores proyectados del vector de estados y de la covarianza del error, con el fin de obtener las estimaciones *a priori* para el siguiente paso de ejecución del algoritmo. En la Figura 5.13, se presenta un diagrama correspondiente a la operación del filtro de Kalman [21, 177], donde  $\mathbf{Q}(n)$  representa la matriz de covarianza asociada con  $\mathbf{U}_2(n)$ .

El anterior algoritmo es válido cuando la matriz de transición de estados ( $\mathbf{A}$ ) es lineal. De lo contrario, el filtro de Kalman debe ser ajustado resultando en el filtro de Kalman extendido (EKF, *Extended Kalman Filter*). En este caso, considere la función no lineal de transición de estados  $\mathbf{f}(n)$  la cual corresponde a la relación no lineal entre el vector de estados en los instantes  $n + 1$  y  $n$  [21]:

$$\mathbf{x}(n + 1) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(n)) + \mathbf{U}_1(n) \quad (5.40)$$

Se determina la matriz  $\mathbf{F}(n)$  correspondiente a la matriz Jacobiana de  $\mathbf{f}(n)$  dada por:

$$\mathbf{F}(n) = \left. \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\hat{\mathbf{x}}(n)} \quad (5.41)$$

Partiendo de lo anterior, se ejecuta el mismo algoritmo de Kalman presentado en la Figura 5.13, cambiando las ecuaciones de proyección por las siguientes relaciones:

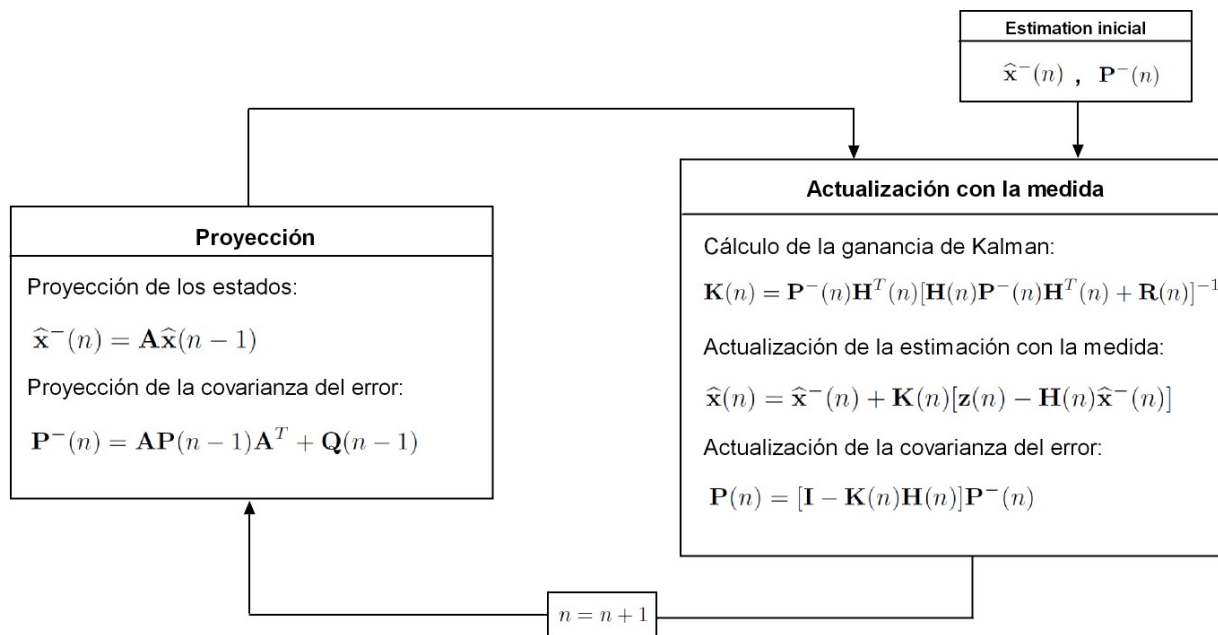


Figura 5.13: Algoritmo recursivo correspondiente al filtro de Kalman

Proyección de los estados:

$$\hat{\mathbf{x}}^-(n) = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}^-(n-1)) \quad (5.42)$$

Proyección de la covarianza del error:

$$\mathbf{P}^-(n) = \mathbf{F}(n-1)\mathbf{P}(n-1)\mathbf{F}(n-1)^T + \mathbf{Q}(n-1) \quad (5.43)$$

Un desarrollo similar debe ser realizado cuando la relación entre las medidas y los estados es no lineal [21].

### Modelo para el algoritmo AB-KF propuesto

En este trabajo se considera un filtro de Kalman extendido para estimar la componente de secuencia positiva de las señales de entrada y su frecuencia fundamental. Según las expresiones matemáticas correspondientes a las señales de tensión en el PCC dadas en las ecuaciones (5.25) a (5.27), la señal deseada que se requiere estimar con el EKF está dada por:

$$\begin{aligned} u_{sa}^+ &= u_1^+ \text{sen}(\omega_1 t + \phi_1^+) \\ u_{sb}^+ &= u_1^+ \text{sen}(\omega_1 t + \phi_1^+ - 120^\circ) \\ u_{sc}^+ &= u_1^+ \text{sen}(\omega_1 t + \phi_1^+ + 120^\circ) \end{aligned} \quad (5.44)$$

Esta señal corresponde a la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC. Partiendo de lo anterior, se define el siguiente vector de estados:

$$\mathbf{x}(n) = \begin{pmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \\ x_3(n) \\ x_4(n) \\ x_5(n) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_1^+ \text{sen}(\omega_1 n + \phi_1^+) \\ u_1^+ \text{cos}(\omega_1 n + \phi_1^+) \\ u_1^- \text{sen}(\omega_1 n + \phi_1^-) \\ u_1^- \text{cos}(\omega_1 n + \phi_1^-) \\ \omega_1 \end{pmatrix} \quad (5.45)$$

Los primeros dos estados del vector  $\mathbf{x}(n)$  corresponden a la señal deseada (componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental) en la fase  $a$  y a la señal deseada en cuadratura. El tercer y cuarto estado corresponden a la componente de secuencia negativa a la frecuencia fundamental para la fase  $a$  y a esta misma componente en cuadratura. El último estado corresponde a la frecuencia fundamental. Partiendo de la anterior definición, se encuentra la ecuación de estado del sistema dada por:

$$\begin{pmatrix} x_1(n+1) \\ x_2(n+1) \\ x_3(n+1) \\ x_4(n+1) \\ x_5(n+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 \text{cos}(x_5 T_{sw}) + x_2 \text{sen}(x_5 T_{sw}) \\ -x_1 \text{sen}(x_5 T_{sw}) + x_2 \text{cos}(x_5 T_{sw}) \\ x_3 \text{cos}(x_5 T_{sw}) + x_4 \text{sen}(x_5 T_{sw}) \\ -x_3 \text{sen}(x_5 T_{sw}) + x_4 \text{cos}(x_5 T_{sw}) \\ (1 - \varepsilon)x_5 \end{pmatrix} + \mathbf{U}_1(n) \quad (5.46)$$

$\underbrace{\hspace{15em}}_{\mathbf{f}(\mathbf{x})}$

Donde  $T_{sw}$  es el periodo al cual se ejecuta el algoritmo. El parámetro  $\varepsilon$  es una constante que garantiza la estabilidad del algoritmo recursivo y debe cumplir que  $\varepsilon \geq 0$  [21].

Determinando la matriz Jacobiana de  $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ , se encuentra la siguiente expresión:

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} \text{cos}(x_5 T_{sw}) & \text{sen}(x_5 T_{sw}) & 0 & 0 & -x_1 T_{sw} \text{sen}(x_5 T_{sw}) + x_2 T_{sw} \text{cos}(x_5 T_{sw}) \\ -\text{sen}(x_5 T_{sw}) & \text{cos}(x_5 T_{sw}) & 0 & 0 & -x_1 T_{sw} \text{cos}(x_5 T_{sw}) - x_2 T_{sw} \text{sen}(x_5 T_{sw}) \\ 0 & 0 & \text{cos}(x_5 T_{sw}) & \text{sen}(x_5 T_{sw}) & -x_3 T_{sw} \text{sen}(x_5 T_{sw}) + x_4 T_{sw} \text{cos}(x_5 T_{sw}) \\ 0 & 0 & -\text{sen}(x_5 T_{sw}) & \text{cos}(x_5 T_{sw}) & -x_3 T_{sw} \text{cos}(x_5 T_{sw}) - x_4 T_{sw} \text{sen}(x_5 T_{sw}) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & (1 - \varepsilon) \end{pmatrix} \quad (5.47)$$

Por otro lado, para determinar la ecuación de medida del sistema se consideran las expresiones matemáticas dadas en (5.30) y (5.31) para las tensiones de salida del filtro Butterworth de tercer orden (entradas del EKF). Utilizando la identidad matemática presentada en (5.48), las tensiones de entrada del EKF ( $u_{abf}$  y  $u_{bcf}$ ) son expresadas en función de los estados del sistema, siguiendo la ecuación de medida dada en (5.49).

$$\text{sen}(\alpha + \beta) = \text{sen}(\alpha)\cos(\beta) + \text{sen}(\beta)\cos(\alpha) \quad (5.48)$$

$$\begin{pmatrix} u_{abf}(n) \\ u_{bcf}(n) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} z_1(n) \\ z_2(n) \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{\sqrt{3}-3}{4} & \frac{-\sqrt{3}-3}{4} & \frac{-\sqrt{3}-3}{4} & \frac{\sqrt{3}-3}{4} & 0 \\ \frac{-\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & 0 \end{pmatrix}}_{\mathbf{H}} \begin{pmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \\ x_3(n) \\ x_4(n) \\ x_5(n) \end{pmatrix} + \mathbf{U}_2(n) \quad (5.49)$$

El modelo presentado por las ecuaciones (5.46), (5.47) y (5.49), es finalmente el modelo utilizado en el filtro de Kalman extendido. Las señales de salida del algoritmo propuesto AB-KF, se expresan en función de los estados estimados mediante las siguientes expresiones:

$$\begin{pmatrix} u_{sa}^+(n) \\ u_{sb}^+(n) \\ u_{sc}^+(n) \\ \omega_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \\ x_5(n) \end{pmatrix} \quad (5.50)$$

$$(U_{RMS}^+)^2 = u_{sa}^{+2} + u_{sb}^{+2} + u_{sc}^{+2} \quad (5.51)$$

Note que el desfase de  $-3\pi/4$  [rad] introducido en las señales filtradas por el filtro Butterworth, es eliminado en las señales de salida del AB-KF.

### **Resultados de simulación**

Para verificar el funcionamiento del algoritmo AB-KF propuesto, se analizaron simulaciones realizadas en SIMULINK/MATLAB para cuatro casos de estudio. En todos los casos se consideró un periodo de ejecución del algoritmo de 100 [ $\mu s$ ].

#### *Caso 1: Variación de amplitud*

Considere las tensiones en el PCC dadas por la ecuación (5.52).

$$\begin{aligned} u_{sa} &= A_f \text{sen}(2\pi 60t) \text{ [V]} \\ u_{sb} &= A_f \text{sen}(2\pi 60t - 120^\circ) \text{ [V]} \\ u_{sc} &= A_f \text{sen}(2\pi 60t + 120^\circ) \text{ [V]} \end{aligned} \quad (5.52)$$

Se produce una variación en la amplitud de estas señales según:

$$A_f = \begin{cases} 70\sqrt{2} & 0 \leq t < 0,5 [s] \\ 120\sqrt{2} & 0,5 \leq t < 1 [s] \end{cases} \quad (5.53)$$

En la Figura 5.14(a) se presentan las señales de tensión en el PCC las cuales corresponden a las señales de entrada del algoritmo AB-KF. En las figuras 5.14(b), 5.14(c) y 5.14(d) se presentan los resultados de la estimación realizada por el AB-KF, donde  $u_{sa}^+$ ,  $u_{sb}^+$  y  $u_{sc}^+$  representan las componentes de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión de entrada y  $f_1$  es la frecuencia fundamental estimada por el algoritmo. Tal como se observa, el algoritmo estima correctamente tanto la componente de secuencia positiva, como su amplitud y frecuencia.

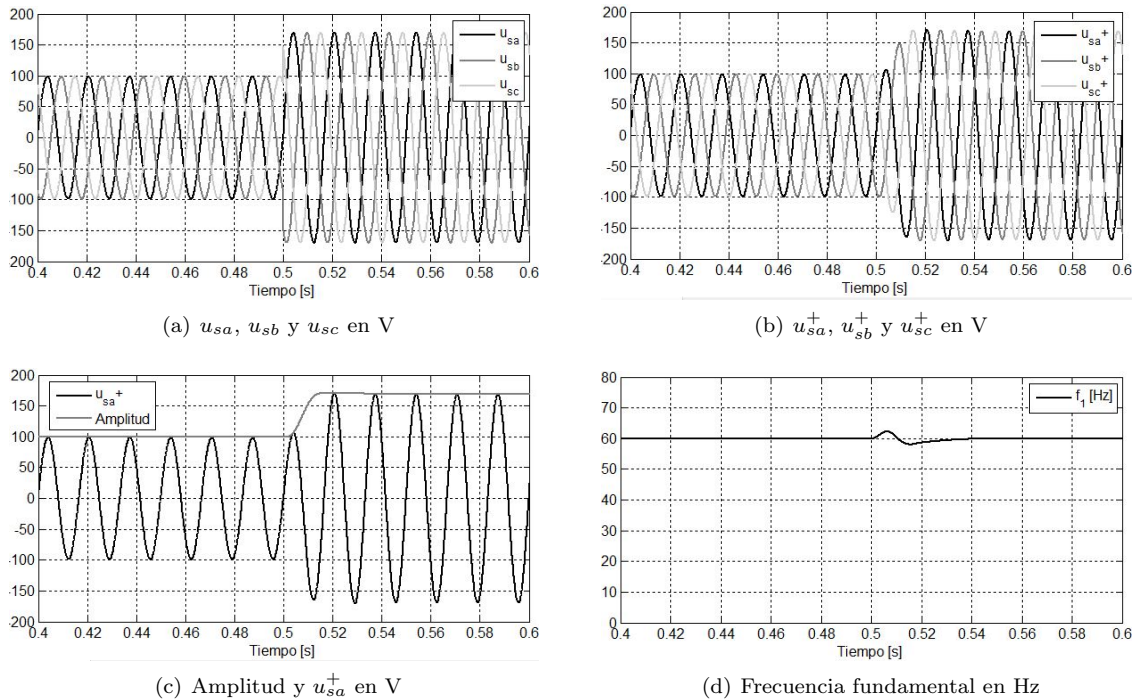


Figura 5.14: Resultados de simulación para el caso 1 - Algoritmo AB-KF

Analizando la Figura 5.14(c) justamente después de que ocurre la variación de amplitud de  $70\sqrt{2}$  a  $120\sqrt{2}$  en  $t = 0,5 [s]$ , el algoritmo tarda aproximadamente  $13,2 [ms]$  (menos de 1 ciclo) en alcanzar el 99% del valor final de la amplitud de la componente de secuencia positiva. Por otro lado, el algoritmo tarda aproximadamente  $29 [ms]$  en alcanzar el 99% del valor final de la frecuencia fundamental, tal como se observa en la Figura 5.14(d).

Caso 2: Tensiones distorsionadas y desbalanceadas

Considere las tensiones en el PCC dadas por la ecuación (5.54) para  $0 \leq t < 0,5$  [s] y por la ecuación (5.55) para  $0,5 \leq t < 1$  [s]. En este caso se produce una variación en la amplitud de la componente fundamental después de  $t = 0,5$  [s] y además se incorpora a las tensiones una componente de secuencia negativa a la frecuencia fundamental y un quinto armónico de secuencia negativa. En la Figura 5.15(a) se presentan las señales de tensión en el PCC consideradas.

$$\begin{aligned} u_{sa} &= 70\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t) \text{ [V]} \\ u_{sb} &= 70\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t - 120^\circ) \text{ [V]} \\ u_{sc} &= 70\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t + 120^\circ) \text{ [V]} \end{aligned} \quad (5.54)$$

$$\begin{aligned} u_{sa} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t) + 50\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t + 30^\circ) + 30\sqrt{2}\text{sen}(10\pi 60t + 180^\circ) \text{ [V]} \\ u_{sb} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t - 120^\circ) + 50\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t + 30^\circ + 120^\circ) + 30\sqrt{2}\text{sen}(10\pi 60t + 180^\circ + 120^\circ) \text{ [V]} \\ u_{sc} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t + 120^\circ) + 50\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t + 30^\circ - 120^\circ) + 30\sqrt{2}\text{sen}(10\pi 60t + 180^\circ - 120^\circ) \text{ [V]} \end{aligned} \quad (5.55)$$

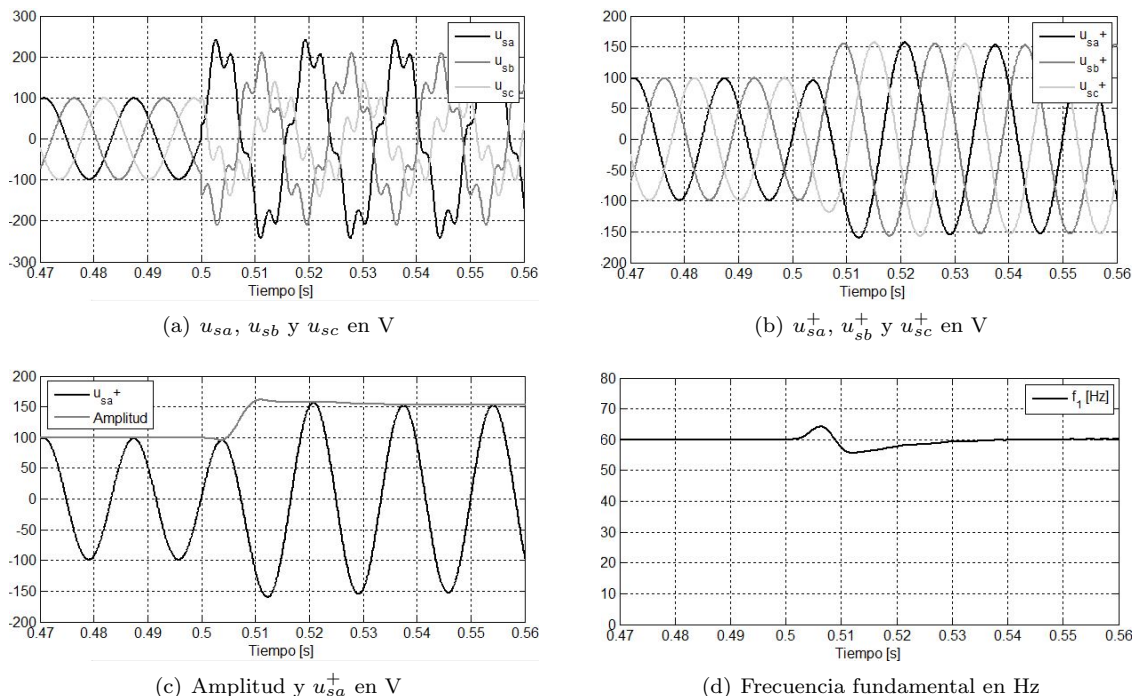


Figura 5.15: Resultados de simulación para el caso 2 - Algoritmo AB-KF

Los resultados de la estimación realizada por el AB-KF se presentan en las figuras 5.15(b), 5.15(c) y 5.15(d). Según la Figura 5.15(b), el algoritmo realiza una estimación correcta de la componente de se-

cuencia positiva a la frecuencia fundamental de la señal de entrada. Por otro lado, analizando las figuras 5.15(c) y 5.15(d) justamente después de  $t = 0,5$  [s], el algoritmo tarda 8,4 [ms] y 81,6 [ms] en alcanzar el 95 % y el 99 % del valor final de la amplitud de la componente de secuencia positiva, respectivamente. Por su lado, los tiempos requeridos por el algoritmo para alcanzar el 99 % y el 95 % del valor final de la frecuencia fundamental es de 34,1 [ms] y 17,9 [ms], respectivamente.

*Caso 3: Hueco de tensión*

Considere las tensiones en el PCC dadas por la ecuación (5.56) entre los intervalos  $0 \leq t < 0,4$  [s] y  $0,483 \leq t < 0,7$  [s] y por la ecuación (5.57) para  $0,4 \leq t < 0,483$  [s]. Tal como se observa, en este caso se produce una reducción en la amplitud de la tensión de la fase  $b$  durante cinco ciclos después de  $t = 0,4$  [s]. La amplitud de esta tensión se reduce de  $110\sqrt{2}$  a  $30\sqrt{2}$ , tal como se observa en la Figura 5.16(a).

$$\begin{aligned} u_{sa} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t) \text{ [V]} \\ u_{sb} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t - 120^\circ) \text{ [V]} \\ u_{sc} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t + 120^\circ) \text{ [V]} \end{aligned} \tag{5.56}$$

$$\begin{aligned} u_{sa} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t) \text{ [V]} \\ u_{sb} &= 30\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t - 120^\circ) \text{ [V]} \\ u_{sc} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t + 120^\circ) \text{ [V]} \end{aligned} \tag{5.57}$$

En las figuras 5.16(b), 5.16(c) y 5.16(d) se presentan los resultados de la estimación realizada por el algoritmo. La Figura 5.16(b) evidencia la correcta estimación de la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental.

Aplicando el teorema de Fortescue, las componentes simétricas de la tensión de entrada entre  $0,4 \leq t < 0,483$  [s] siguen la ecuación (5.58). De esta manera, analizando los resultados obtenidos en la Figura 5.16(c), se observa la correcta estimación tanto de la componente de secuencia positiva ( $u_{sa}^+$ ), como de la componente de secuencia negativa ( $u_{sa}^-$ ). Además, en esta figura también se presenta la amplitud de la componente de secuencia positiva estimada, la cual también coincide con la calculada en la ecuación (5.58).

$$\begin{aligned} u_{sa}^+ &= 117,851\text{sen}(2\pi 60t) \text{ [V]} \\ u_{sa}^- &= 37,7124\text{sen}(2\pi 60t - 60^\circ) \text{ [V]} \\ u_{sa}^0 &= 37,7124\text{sen}(2\pi 60t + 60^\circ) \text{ [V]} \end{aligned} \tag{5.58}$$

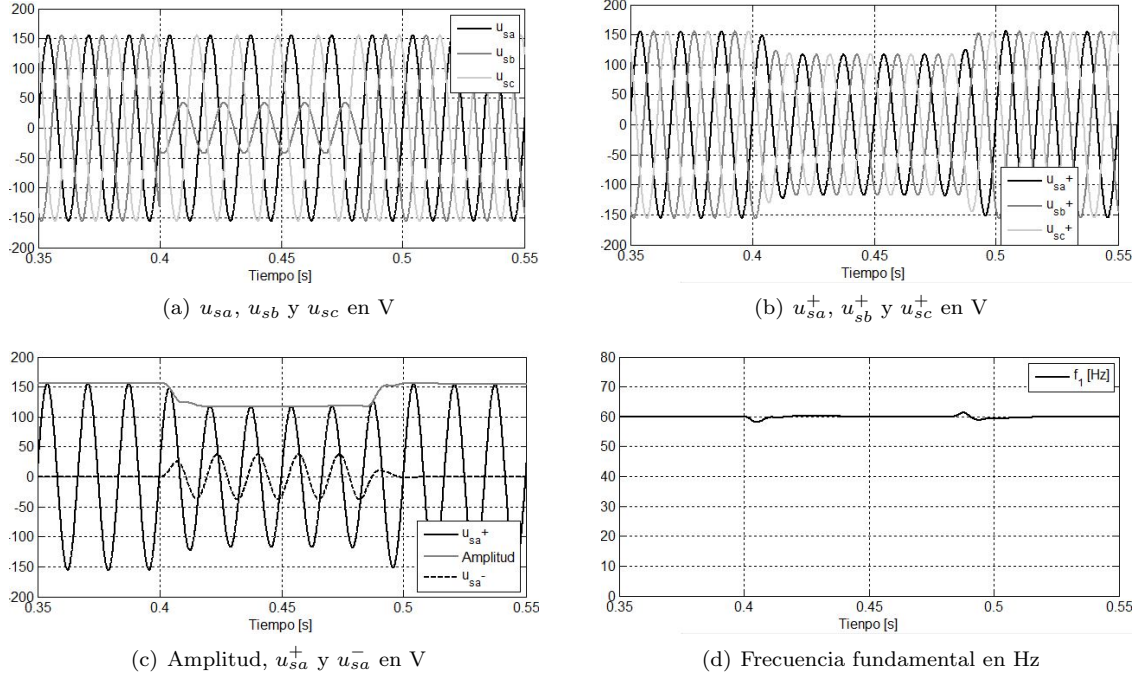


Figura 5.16: Resultados de simulación para el caso 3 - Algoritmo AB-KF

En este caso, el algoritmo tarda 15,5 [ms] en alcanzar el 99% del valor final de la amplitud de la componente de secuencia positiva y 8,9 [ms] en alcanzar el 99% del valor final de la frecuencia fundamental, después de iniciado el hueco de tensión.

#### Caso 4: Variación de frecuencia

Considere las tensiones en el PCC dadas por la ecuación (5.59) para  $0 \leq t < 1$  [s].

$$\begin{aligned}
 u_{sa} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi f_1 t) \text{ [V]} \\
 u_{sb} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi f_1 t - 120^\circ) \text{ [V]} \\
 u_{sc} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi f_1 t + 120^\circ) \text{ [V]}
 \end{aligned} \tag{5.59}$$

Se produce una variación en la frecuencia de estas señales según:

$$f_1 = \begin{cases} 60 \text{ [Hz]} & 0 \leq t < 0,5 \text{ [s]} \\ 58 \text{ [Hz]} & 0,5 \leq t < 1 \text{ [s]} \end{cases} \tag{5.60}$$

En las figuras 5.17(a) y 5.17(b) se presentan la estimación de la componente de secuencia positiva de la tensión de entrada, de su amplitud y de su frecuencia. Tal como se observa, el algoritmo converge al

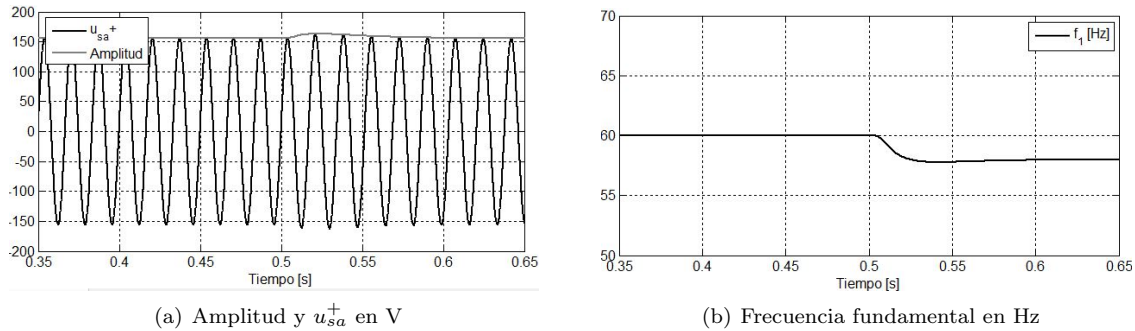


Figura 5.17: Resultados de simulación para el caso 4 - Algoritmo AB-KF

valor de frecuencia de  $58 [Hz]$  y se presenta una correcta estimación de la componente de secuencia positiva.

Analizando las figuras 5.17(a) y 5.17(b), el algoritmo tarda  $82,7 [ms]$  en alcanzar el 99% del valor final de la amplitud de la componente de secuencia positiva después de que ocurre el cambio brusco de frecuencia. Por su lado, el tiempo requerido para alcanzar el 99% del valor final de la frecuencia fundamental es de  $16,1 [ms]$ .

#### 5.4. Casos de estudio

Con el fin de analizar el funcionamiento del esquema propuesto para la generación de las corrientes de referencia (ver Figura 5.1), a continuación se presentan resultados de simulación para tres casos de estudio:

- Caso 1: Cambio repentino en las tensiones del PCC.
- Caso 2: Cambio repentino en la carga del sistema.
- Caso 3: Cambio repentino en el nivel de irradiancia.

Las simulaciones se llevaron a cabo considerando el sistema simplificado presentado en la Figura 5.2, en donde el PVS es modelado como una fuente de corriente controlada y la carga es modelada como una fuente de corriente trifásica independiente. Las simulaciones se realizaron en el *software* PSIM considerando un paso de simulación de  $1 [\mu s]$ . En todos los casos, las tensiones del lado de continua del inversor son consideradas ideales, por lo que se supone que la componente de la corriente de referencia requerida para controlar estas tensiones es nula ( $\mathbf{i}_{U_{dc}}(t) = 0$ ).

### Caso 1: Cambio repentino en la tensión del PCC

En este caso se evaluó el funcionamiento de los algoritmos ante un cambio repentino en las tensiones en el PCC. Inicialmente en el intervalo comprendido entre  $0 \leq t < 0,5$  [s] se consideraron unas tensiones trifásicas sinusoidales de secuencia positiva descritas por la ecuación (5.61). En el instante de tiempo  $t = 0,5$  [s] se presenta un cambio en estas tensiones producido por un adelanto de fase, una reducción en la amplitud de la componente fundamental de secuencia positiva y la inclusión de tres componentes: una tensión de secuencia negativa a la frecuencia fundamental, un quinto armónico de secuencia negativa y un séptimo armónico de secuencia positiva. La tensión resultante en el intervalo comprendido entre  $0,5 \leq t < 1$  [s] está dada por la ecuación 5.62. En la Figura 5.18(a) se presenta una gráfica de la tensión en el PCC justo en el momento en que ocurre el cambio repentino.

$$\begin{aligned} u_{sa} &= 179,6 \text{sen}(2\pi 60t - 60^\circ) \text{ [V]} \\ u_{sb} &= 179,6 \text{sen}(2\pi 60t - 120^\circ - 60^\circ) \text{ [V]} \\ u_{sc} &= 179,6 \text{sen}(2\pi 60t + 120^\circ - 60^\circ) \text{ [V]} \end{aligned} \quad (5.61)$$

$$\begin{aligned} u_{sa} &= 155,6 \text{sen}(2\pi 60t) + 10,9 \text{sen}(2\pi 60t - 60^\circ) + 7,8 \text{sen}(10\pi 60t - 150^\circ) + 9,3 \text{sen}(14\pi 60t - 60^\circ) \text{ [V]} \\ u_{sb} &= 155,6 \text{sen}(2\pi 60t - 120^\circ) + 10,9 \text{sen}(2\pi 60t + 60^\circ) + 7,8 \text{sen}(10\pi 60t + 60^\circ) + 9,3 \text{sen}(14\pi 60t - 180^\circ) \text{ [V]} \\ u_{sc} &= 155,6 \text{sen}(2\pi 60t + 120^\circ) + 10,9 \text{sen}(2\pi 60t - 180^\circ) + 7,8 \text{sen}(10\pi 60t - 180^\circ) + 9,3 \text{sen}(14\pi 60t + 60^\circ) \text{ [V]} \end{aligned} \quad (5.62)$$

Se considera una carga desbalanceada y distorsionada la cual genera una corriente trifásica cuyas componentes se describen en la tabla 5.6 para todo el intervalo de simulación ( $0 \leq t < 1$  [s]). La forma de onda de estas corrientes de presenta en la Figura 5.19(a). Además, se supone que el generador fotovoltaico entrega una potencia activa de 1000 [W] durante todo el intervalo de simulación.

Tabla 5.6: Caso 1 - Componentes de la corriente demandada por la carga

Frecuencia	Secuencia	Amplitud	Ángulo de fase
60 [Hz]	Positiva	3,5 [A]	$-\pi/6$ [rad]
60 [Hz]	Negativa	0,4 [A]	$-4\pi/9$ [rad]
180 [Hz]	Cero	0,7 [A]	$-\pi/3$ [rad]
300 [Hz]	Negativa	0,7 [A]	$-\pi/3$ [rad]
420 [Hz]	Positiva	0,5 [A]	$-\pi/2$ [rad]

Los resultados correspondientes a la estimación realizada por el algoritmo propuesto AB-KF se muestran en las figuras 5.18(b), 5.18(c) y 5.18(d). La Figura 5.18(b) evidencia el correcto funcionamiento del algoritmo AB-KF en la estimación de la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de

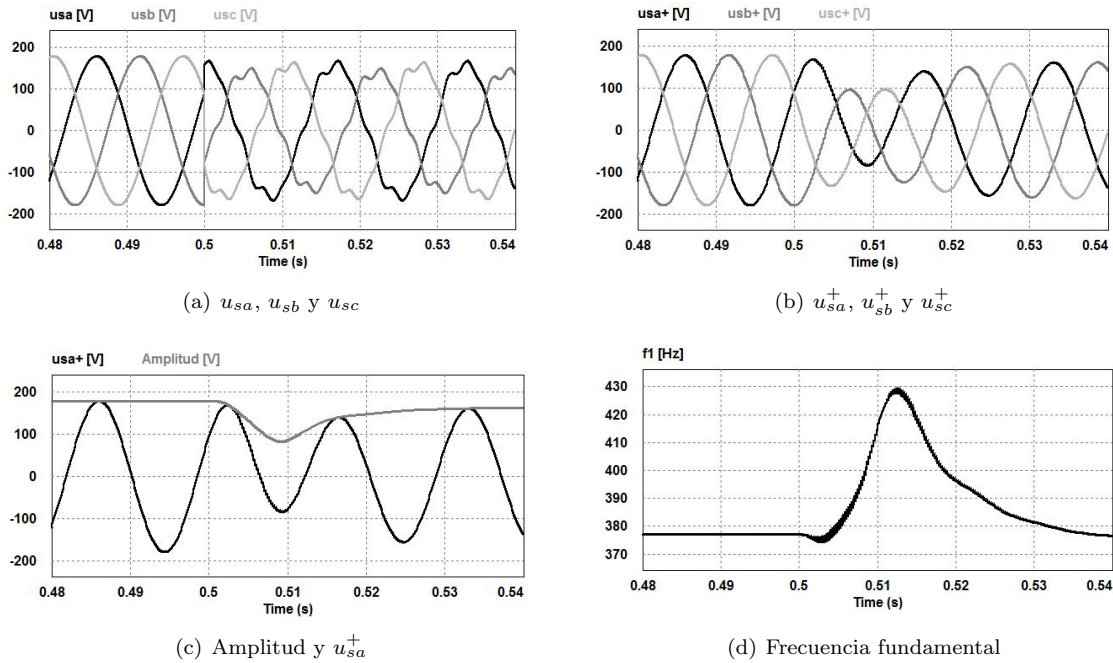


Figura 5.18: Caso 1: Tensión en el PCC y estimación realizada por el algoritmo AB-kF

la tensión en el PCC, ante el cambio repentino de fase, amplitud y la inclusión de componentes armónicas y de secuencia negativa. Tal como se observa en la Figura 5.18(c), el algoritmo tarda 19,96 [ms] y 23,39 [ms] en alcanzar el 95% y el 99% del valor final de la amplitud de la componente de secuencia positiva, respectivamente. Por su lado, los tiempos requeridos para alcanzar el 95% y el 99% del valor final de la frecuencia fundamental son de 20,5 [ms] y 38 [ms], respectivamente.

En las figuras 5.19(b), 5.19(c) y 5.19(d) se presentan las corrientes inyectadas por el PVS, las corrientes por la red de suministro y la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC en conjunto con las corrientes de carga y del PVS para la fase a, respectivamente. Además, en las Figuras 5.20(a) y 5.20(b) se presentan las potencias instantáneas demandada por la carga ( $p_l(t)$ ), entregada por el PVS ( $p_c(t)$ ) y entregada por la red ( $p_s(t)$ ); y la potencia activa demandada por la carga ( $P_{carga}$ ) y entregada por el PVS ( $PPV$ ).

Tal como se observa, las corrientes resultantes por la red de distribución presentan una forma de onda sinusoidal pura a la frecuencia fundamental y de secuencia positiva antes de  $t = 0,5$  [s] y después de que ocurre el transitorio producido por el cambio brusco en la tensión del PCC (aproximadamente para  $t > 0,52$  [s]). Note que la corriente resultante por la red presenta un desfase de  $\pi$  [rad] con respecto a la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC (ver Figura

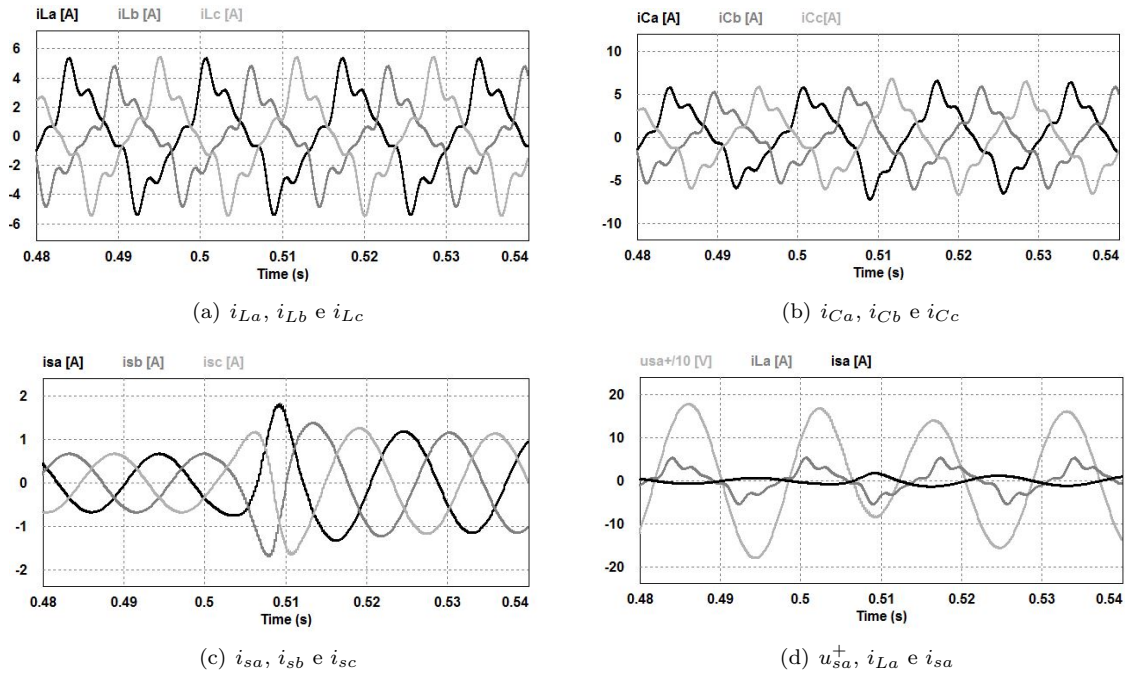


Figura 5.19: Caso 1: Corriente demandada por la carga y resultados del algoritmo de generación de la referencia

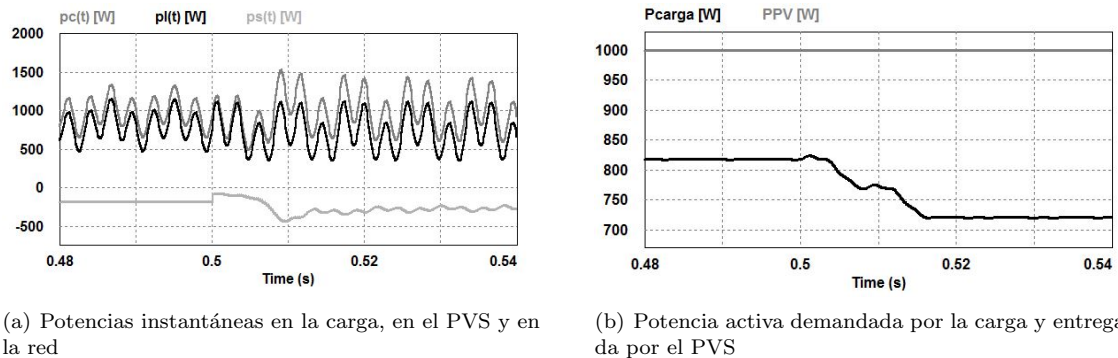


Figura 5.20: Caso 1: Potencias

5.19(d)). Lo anterior se debe a que la potencia activa total entregada por el PVS supera la potencia activa demandada por la carga.

El cambio presentado en la tensión del PCC a partir de  $t = 0,5$  [s] disminuye la potencia activa demandada por la carga, lo que lleva a aumentar la amplitud de la corriente entregada a la red de distribución y la potencia activa entregada a la red. Además, las características desbalanceadas y distorsionadas de las

tensiones en el PCC después de  $t = 0,5$  [s] llevan a que la potencia instantánea entregada por la red de distribución presente oscilaciones.

Las mejoras resultantes en la forma de onda de la corriente por la red de distribución se evidencian claramente en la Figura 5.19(d). Tal como se observa, a pesar de las tensiones en el PCC no ideales a partir de  $t > 0,5$  [s] y las corrientes de carga desbalanceadas y distorsionadas, la corriente por la red presenta una forma de onda sinusoidal ideal.

### Caso 2: Cambio repentino en la carga del sistema

En este caso se analiza el funcionamiento del algoritmo de generación de la referencia ante un cambio repentino en la carga del sistema. Se consideran las tensiones en el PCC distorsionadas y desbalanceadas descritas por la ecuación (5.62) para todo el intervalo de simulación ( $0 \leq t < 1$  [s]), tal como se observa en la Figura 5.21(a). Además, se supone que el generador fotovoltaico genera una potencia de 500 [W] durante todo el intervalo.

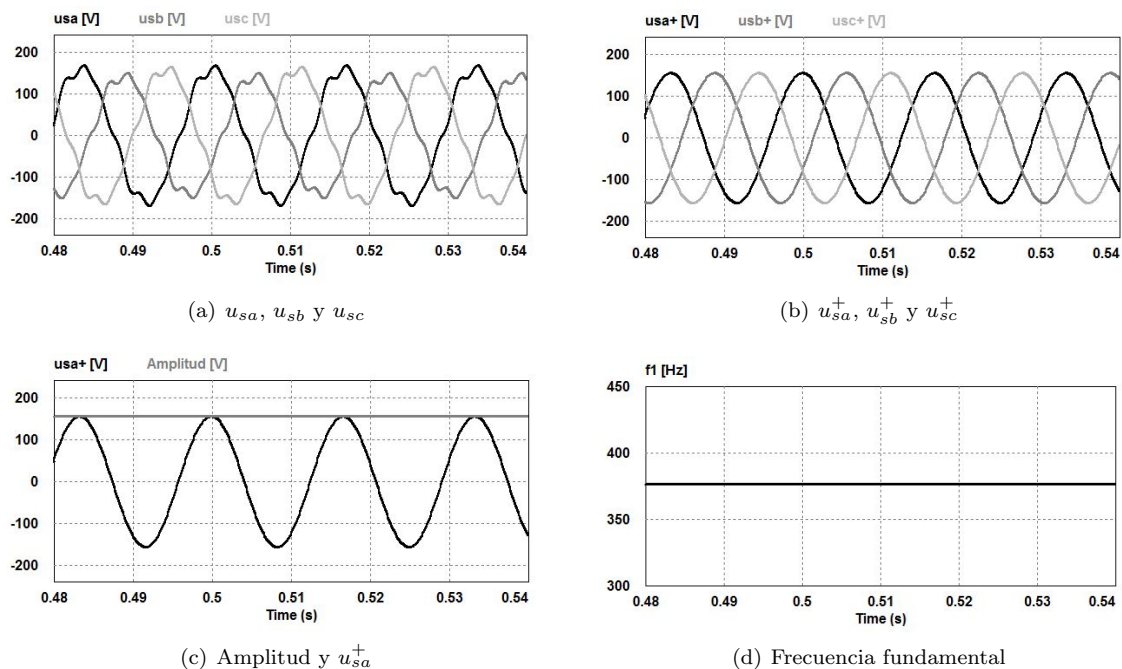


Figura 5.21: Caso 2: Tensión en el PCC y estimación realizada por el algoritmo AB-kF

Inicialmente en el intervalo comprendido entre  $0 \leq t < 0,5$  [s] se considera una carga que demanda una

corriente trifásica sinusoidal ideal (balanceada de secuencia positiva a la frecuencia fundamental), cuya componente se describe en la tabla 5.7. A partir de  $t = 0,5$  [s] se conecta al sistema una carga desbalanceada y distorsionada con factor de potencia diferente a la unidad. Las componentes de la corriente de carga resultantes en el intervalo entre  $0,5 \leq t < 1$  [s] se describen en la Tabla 5.7. Además, las formas de onda de las corrientes de carga se presentan en la Figura 5.22(a) justo en el momento en que ocurre el cambio repentino.

Tabla 5.7: Caso 2 - Componentes de la corriente demandada por la carga

Intervalo	Frecuencia	Secuencia	Amplitud	Ángulo de fase
$0 \leq t < 0,5$ [s]	60 [Hz]	Positiva	1,5 [A]	0 [rad]
$0,5 \leq t < 1$ [s]	60 [Hz]	Positiva	3,5 [A]	$-\pi/6$ [rad]
$0,5 \leq t < 1$ [s]	60 [Hz]	Negativa	0,4 [A]	$-4\pi/9$ [rad]
$0,5 \leq t < 1$ [s]	180 [Hz]	Cero	0,7 [A]	$-\pi/3$ [rad]
$0,5 \leq t < 1$ [s]	300 [Hz]	Negativa	0,7 [A]	$-\pi/3$ [rad]
$0,5 \leq t < 1$ [s]	420 [Hz]	Positiva	0,5 [A]	$-\pi/2$ [rad]

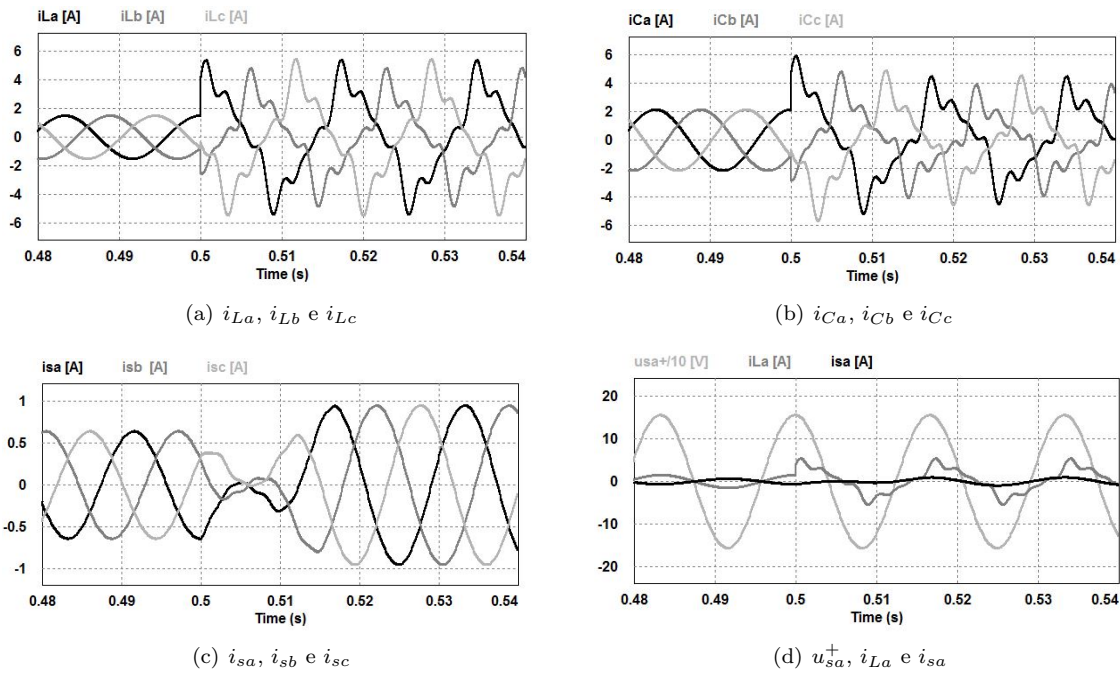
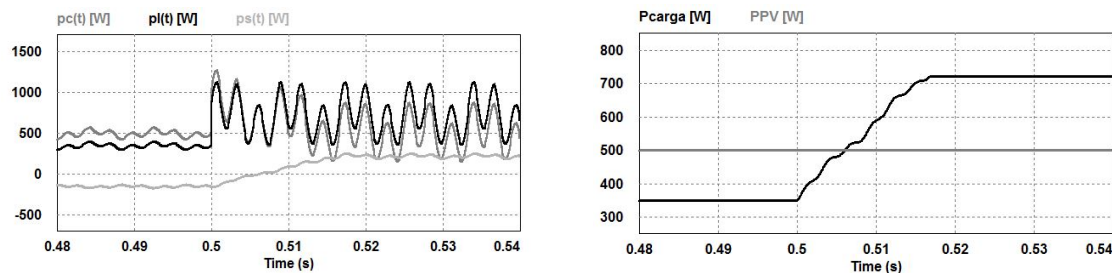


Figura 5.22: Caso 2: Corriente demandada por la carga y resultados del algoritmo de generación de la referencia

La estimación de la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC, su amplitud y frecuencia fundamental se presenta en las figuras 5.21(b), 5.21(c) y 5.21(d), respectivamente. Tal como se observa, el algoritmo AB-KF realiza una excelente estimación. Debido a que el

cambio repentino en las corrientes de la carga no produce cambios en las tensiones del PCC, la estimación realizada por el algoritmo AB-KF no presenta comportamientos transitorios alrededor de  $t = 0,5$  [s].

En las figuras 5.22(b), 5.22(c) y 5.22(d) se presentan las corrientes inyectadas por el PVS, las corrientes por la red de suministro y la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC en conjunto con las corrientes de carga y del PVS para la fase a, respectivamente. Además, en las Figuras 5.23(a) y 5.23(b) se presentan las potencias instantáneas demandada por la carga ( $p_l(t)$ ), entregada por el PVS ( $p_c(t)$ ) y entregada por la red ( $p_s(t)$ ); y la potencia activa demandada por la carga ( $P_{carga}$ ) y entregada por el PVS ( $PPV$ ).



(a) Potencias instantáneas en la carga, en el PVS y en la red

(b) Potencia activa demandada por la carga y entregada por el PVS

Figura 5.23: Caso 2: Potencias

En el intervalo comprendido entre  $0 \leq t < 0,5$  [s] el PVS inyecta a la red de distribución la potencia activa entregada por el generador fotovoltaico ( $PPV = 500$  [W]) mediante una corriente sinusoidal a la frecuencia fundamental de secuencia positiva (ver Figura 5.22(c)). En este intervalo no se requiere ninguna acción de compensación por parte del PVS ya que la carga demanda una corriente ideal. Note además que la potencia entregada por el generador fotovoltaico es mayor a la potencia activa demandada por la carga para  $0 \leq t < 0,5$  [s], por lo que la corriente resultante por la red de distribución se encuentra desfasada  $\pi$  [rad] con respecto a la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC (ver Figura 5.22(d)).

El cambio en la carga a partir de  $t = 0,5$  [s] aumenta la potencia activa demandada por la corriente de carga (ver Figura 5.23(b)) e introduce desbalances y distorsiones armónicas en esta corriente. Partiendo de lo anterior, en el intervalo comprendido entre  $0,5 \leq t < 1$  [s] el PVS inyecta la potencia activa entregada por el generador y las componentes requeridas para compensar las perturbaciones presentes en las corrientes de la carga (ver figura 5.22(b) y 5.23(a)). Debido a que en este intervalo la potencia entregada por el generador es menor a la potencia demandada por la carga, la corriente resultante por la red de

distribución está en fase con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC (ver Figura 5.22(d)).

Los resultados presentados anteriormente muestran el buen funcionamiento de la estrategia de generación de la corriente de referencia, ya que después de que ocurre el transitorio producido por el cambio brusco en la carga, las corrientes resultantes por la red de distribución presentan una forma de onda sinusoidal a la frecuencia fundamental de secuencia positiva y además en fase con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC.

### **Caso 3: Cambio repentino en el nivel de irradiancia**

En este caso las simulaciones se llevaron a cabo considerando un cambio repentino de irradiancia en  $t = 0,5$  [s], el cual produce un cambio brusco en la potencia entregada por el generador fotovoltaico tal como se describe a continuación:

- Intervalo  $0 \leq t < 0,5$  [s]:  $PPV = 200$  [W].
- Intervalo  $0,5 \leq t < 1$  [s]:  $PPV = 1000$  [W].

Se consideraron las tensiones en el PCC desbalanceadas y distorsionadas dadas por la ecuación (5.62) y las corrientes de carga cuyas componentes se describen en la Tabla 5.6 para todo el intervalo de simulación ( $0 \leq t < 1$  [s]). Las tensiones en el PCC y las corrientes de carga se presentan en las figuras 5.24(a) y 5.25(a), respectivamente.

La estimación de la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC, su amplitud y frecuencia fundamental se presenta en las figuras 5.24(b), 5.24(c) y 5.24(d), respectivamente. Estos resultados son muy similares a los obtenidos en el caso anterior (caso 2), ya que en este caso el cambio repentino en la potencia entregada por el generador fotovoltaico no produce cambios en las tensiones del PCC, por lo que la estimación realizada por el algoritmo AB-KF no presenta comportamientos transitorios alrededor de  $t = 0,5$  [s]. El estudio del comportamiento de las tensiones en el PCC ante cambios repentinos en la irradiancia se deja para trabajos futuros.

En las figuras 5.25(b), 5.25(c) y 5.25(d) se presentan las corrientes inyectadas por el PVS, las corrientes por la red de suministro y la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC en conjunto con las corrientes de carga y del PVS para la fase a, respectivamente. Además, en las Figuras 5.26(a) y 5.26(b) se presentan las potencias instantáneas demandada por la carga ( $p_l(t)$ ), entregada por el PVS ( $p_c(t)$ ) y entregada por la red ( $p_s(t)$ ); y la potencia activa demandada por la carga

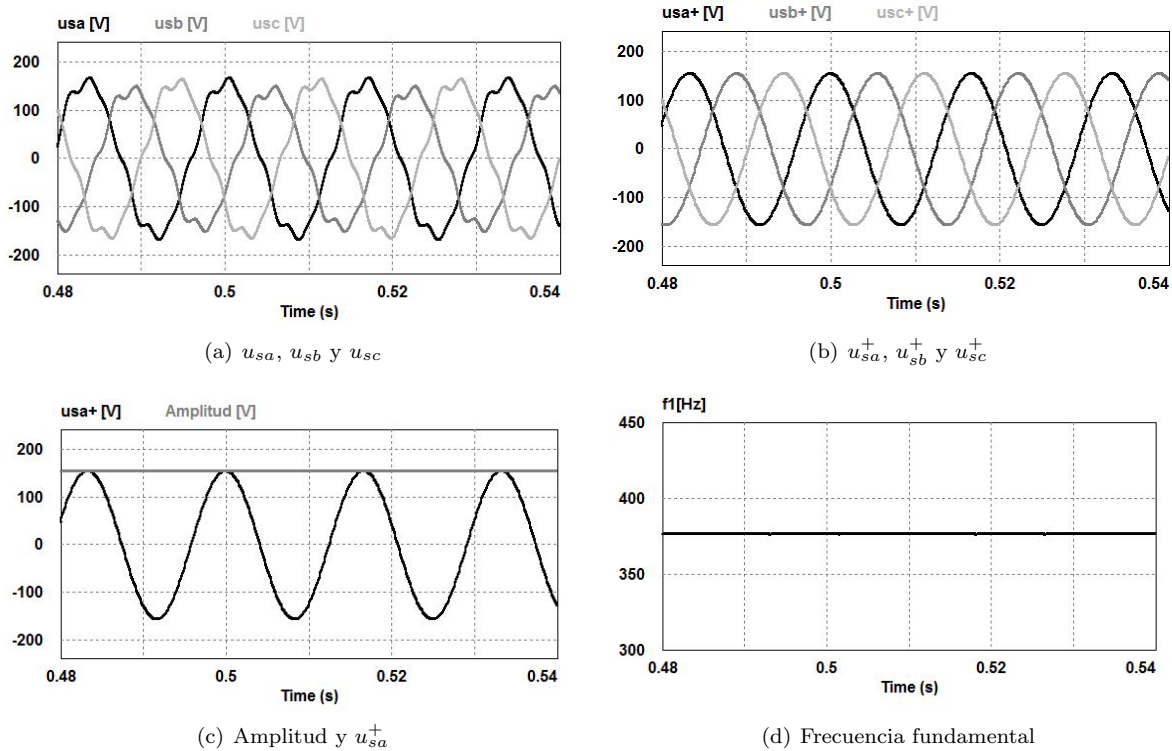


Figura 5.24: Caso 3: Tensión en el PCC y estimación realizada por el algoritmo AB-kF

( $P_{carga}$ ) y entregada por el PVS ( $PPV$ ).

El aumento repentino en la potencia entregada por el generador fotovoltaico conlleva a un cambio de  $\pi$  [rad] en la fase de las corrientes resultantes por la red de distribución. Este resultado se debe a que la potencia entregada por el generador es menor a la potencia demandada por la carga para el intervalo entre  $0 \leq t < 0,5$  [s], mientras que para  $0,5 \leq t < 1$  [s] la potencia entregada por el PVS supera la potencia activa de la carga (ver Figura 5.26(b)).

De la misma manera, las corrientes inyectadas por el PVS presentan un cambio repentino en  $t = 0,5$  [s] (ver Figura 5.25(b)). En este caso el PVS presenta la capacidad de seguir cambios repentinos de la corriente de referencia, ya que éste es modelado como una fuente de corriente controlada ideal. Sin embargo, en un sistema real el seguimiento de la corriente ante cambios repentinos en la referencia se ve limitado por el funcionamiento del inversor de potencia, del filtro de conexión del inversor a la red y por el algoritmo de control del inversor.

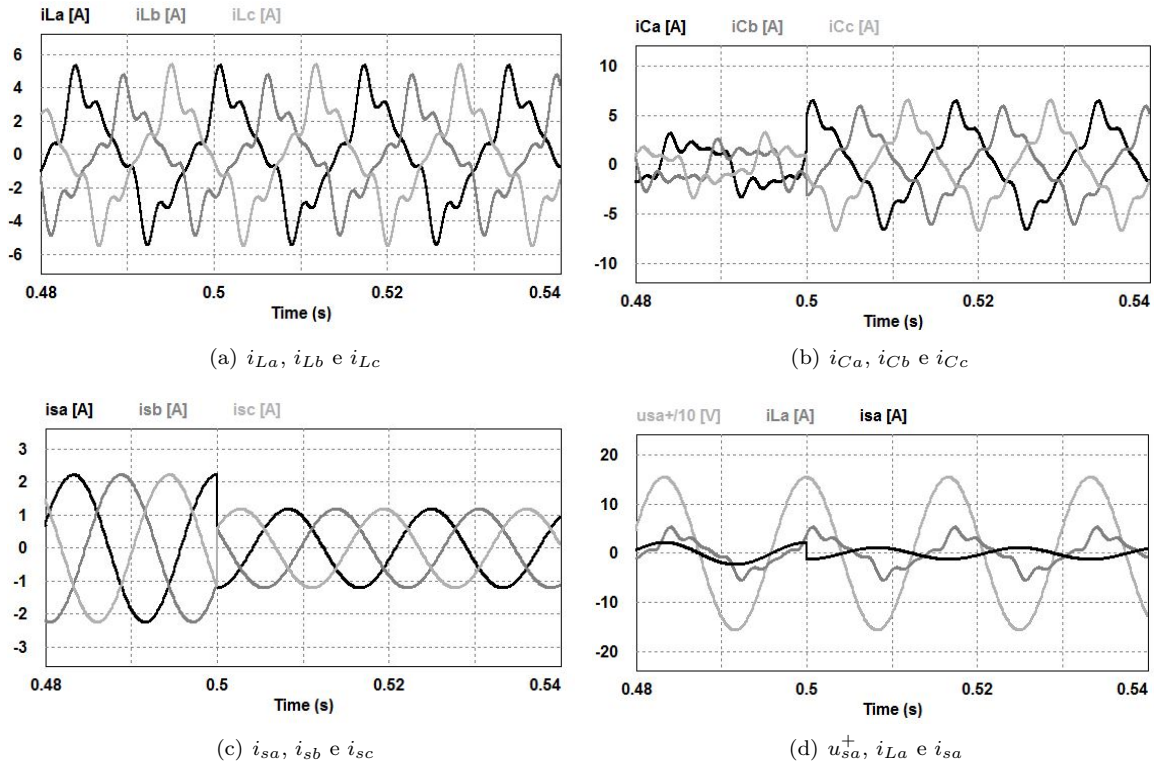
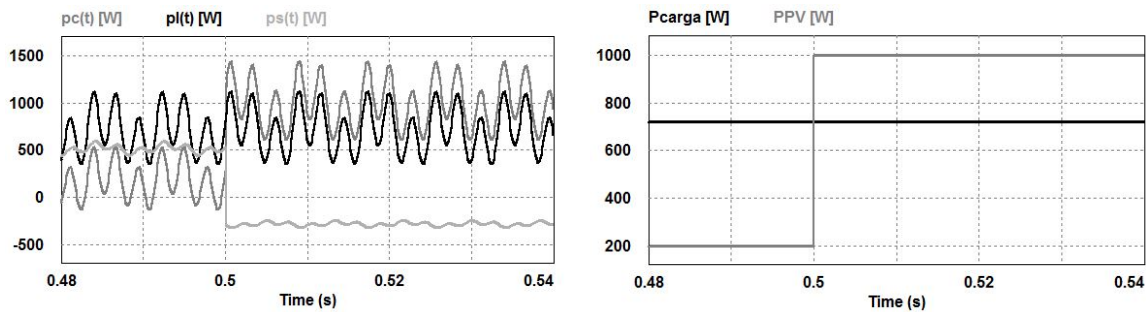


Figura 5.25: Caso 3: Corriente demandada por la carga y resultados del algoritmo de generación de la referencia

### 5.5. Síntesis

En este capítulo se presentó la principal contribución de esta tesis doctoral que consiste en una estrategia para la generación de las corrientes de referencia enfocada en la incorporación de funciones de compensación de carga al sistema fotovoltaico bajo tensiones de suministro distorsionadas y desbalanceadas en el PCC. Esta estrategia propuesta se fundamentó en las teorías de Fryze y Buchholz, y en un algoritmo adaptativo, propuesto en esta tesis, basado en los filtros Butterworth y Kalman. La estrategia de control logra las siguientes metas:

- El PVS entrega la potencia activa generada por el módulo fotovoltaico mediante una corriente trifásica balanceada de secuencia positiva, con una forma de onda sinusoidal pura a la frecuencia fundamental de la red y en fase con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC.
- EL PVS entrega una componente de potencia no activa requerida para compensar las perturbaciones provenientes de las corrientes de la carga (desbalances, armónicos y factor de potencia), de tal forma



(a) Potencias instantáneas en la carga, en el PVS y en la red (b) Potencia activa demandada por la carga y entregada por el PVS

Figura 5.26: Caso 3: Potencias

que la corriente resultante por la red eléctrica tenga una forma de onda sinusoidal ideal a la frecuencia fundamental de la red y balanceada de secuencia positiva.

- La corriente resultante por la red de distribución es ideal y además está en fase con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC.
- La calidad de las señales de corriente inyectadas por el PVS a la red y los objetivos de compensación, no se ven afectados ante distorsiones y/o desbalances en las señales de tensión en el PCC.

El algoritmo adaptativo propuesto, basado en los filtros Butterworth y Kalman, permite estimar la componente fundamental de secuencia positiva de las tensiones en el PCC y la frecuencia fundamental de la red. Este algoritmo está compuesto por dos subsistemas: un filtro Butterworth de tercer orden retroalimentado y un filtro de Kalman extendido. Las principales características del algoritmo propuesto son las siguientes:

- EL filtro Butterworth de tercer orden permite reducir el número de estados del EKF, ofreciendo a su vez un filtrado selectivo de la componente fundamental de las tensiones de línea en el PCC y un rápido tiempo de respuesta (menos de dos ciclos de la tensión en el PCC). De esta manera, no se requiere la definición de estados adicionales en el EKF al contemplar componentes armónicas de orden mayor a la fundamental.
- El EKF permite estimar la componente de secuencia positiva y la frecuencia fundamental de las tensiones de entrada, eliminando a su vez el desfase introducido por el filtro Butterworth en las señales filtradas.
- EL AB-KF permite estimar la frecuencia fundamental de las tensiones en el PCC ante posibles variaciones de esta frecuencia.

- EL AB-KF tiene la capacidad de extraer la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC y sus parámetros (frecuencia, fase y amplitud) ante perturbaciones como armónicos y desbalances de tensión.

---

## Resultados de simulación

*Con el fin de verificar el funcionamiento del sistema y de los algoritmos de control, se realizaron simulaciones del PVS conectado a la red de distribución incluyendo funciones de filtrado activo de potencia. Las simulaciones del sistema fueron ejecutadas en el software PSIM. Se analizó el funcionamiento de los tres lazos de control en conjunto: el algoritmo para el seguimiento del punto de máxima potencia, la generación de las señales de referencia y el control del inversor de potencia. Las simulaciones se llevaron a cabo considerando dos configuraciones para los convertidores de potencia: el convertidor SEPIC en conjunto con el inversor trifásico de cuatro hilos con condensador repartido de dos niveles, y por otro lado el convertidor elevador tradicional en conjunto con el NPC de tres niveles. El funcionamiento de los algoritmos se evaluó ante cargas no lineales desbalanceadas con factor de potencia diferente a la unidad, y bajo tensiones en el PCC ideales y no ideales (tensiones desbalanceadas y distorsionadas).*

### 6.1. Configuraciones del sistema y parámetros de simulación

En este capítulo se analiza el comportamiento de dos tipos de configuraciones para el PVS conectado a la red:

**Configuración 1:** se considera el convertidor SEPIC en conjunto con el inversor trifásico de cuatro hilos con condensador repartido de dos niveles. El esquemático de esta configuración se presenta en la Figura 6.1.

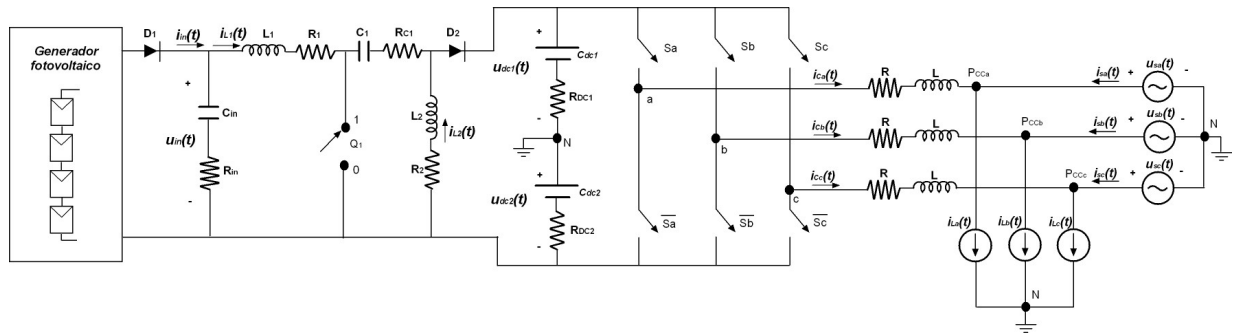


Figura 6.1: Configuración 1

**Configuración 2:** se considera el convertidor elevador tradicional en conjunto con el inversor trifásico de cuatro hilos con condensador repartido de tres niveles. En la figura 6.2 se muestra el esquemático de esta configuración.

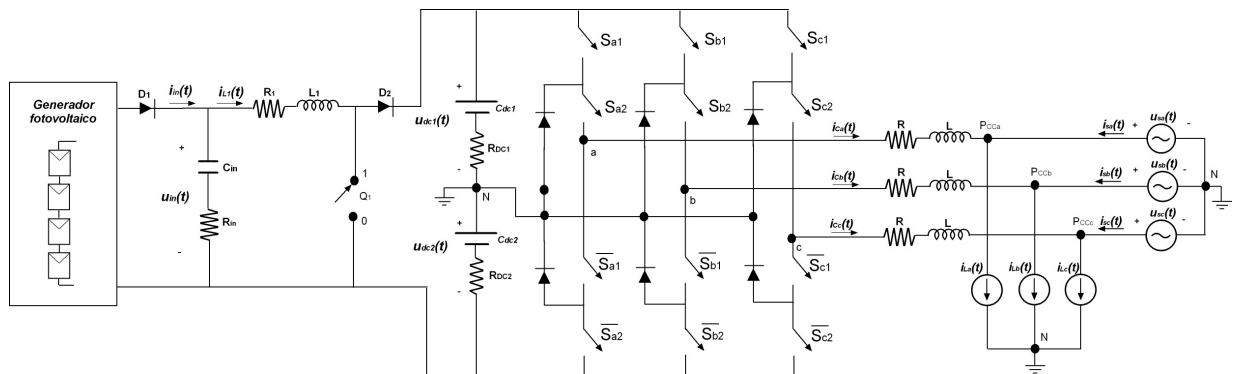


Figura 6.2: Configuración 2

En las dos configuraciones se consideró el generador fotovoltaico compuesto por la conexión en serie de cuatro paneles solares, dos de ellos de referencia KD240GH-2PB de marca KYOCERA y los otros dos UP-M250P de marca Upsolar, obteniendo una capacidad instalada de 980 [Wp]. En el Anexo A se presentan las características eléctricas de los dos tipos de paneles solares, bajo condiciones estándar de

irradiancia ( $1000 \text{ W/m}^2$ ) y temperatura ( $25^\circ\text{C}$ ), así como sus curvas características de corriente-tensión y potencia-tensión.

Con respecto a los dispositivos utilizados en las etapas de conexión del PVS a la red, en la tabla 6.1 se presentan los valores considerados para cada uno de los dispositivos de las configuraciones 1 y 2. Los dispositivos semiconductores fueron modelados como interruptores ideales. La frecuencia de conmutación del convertidor DC-DC ( $f_s$ ) se seleccionó en  $14 \text{ [kHz]}$ , mientras que la frecuencia de operación del algoritmo MPPT ( $f_{MPPT}$ ) fue de  $200 \text{ [Hz]}$ . Por su lado, la frecuencia de conmutación del inversor de potencia ( $f_{sw}$ ) se seleccionó en  $10 \text{ [kHz]}$ .

Tabla 6.1: Parámetros de simulación para las configuraciones

PARÁMETRO	CONFIGURACIÓN 1	CONFIGURACIÓN 2
$L_1$	$5 \text{ mH}$	$5 \text{ mH}$
$L_2$	$5 \text{ mH}$	-
$C_{in}$	$1200 \text{ }\mu\text{F}$	$1200 \text{ }\mu\text{F}$
$C_1$	$2200 \text{ }\mu\text{F}$	-
$C_{dc1} = C_{dc2}$	$2200 \text{ }\mu\text{F}$	$2200 \text{ }\mu\text{F}$
$L$	$30 \text{ mH}$	$30 \text{ mH}$
$R_1 = R_2$	$0,2 \text{ }\Omega$	$0,2 \text{ }\Omega$
$R_{in}$	$0,1 \text{ }\Omega$	$0,1 \text{ }\Omega$
$R_{C1}$	$0,1 \text{ }\Omega$	-
$R_{DC1} = R_{DC2}$	$0,1 \text{ }\Omega$	$0,1 \text{ }\Omega$
$R$	$0,1 \text{ }\Omega$	$0,1 \text{ }\Omega$
$f_s = 1/T_s$	$14 \text{ kHz}$	$14 \text{ kHz}$
$f_{sw} = 1/T_{sw}$	$10 \text{ kHz}$	$10 \text{ kHz}$
$f_{MPPT} = 1/T_{MPPT}$	$200 \text{ Hz}$	$200 \text{ Hz}$
$U_{dc1,ref} = U_{dc2,ref}$	$230 \text{ V}$	$230 \text{ V}$

Los algoritmos de control considerados para cada una de las configuraciones se describen en la tabla 6.2.

Tabla 6.2: Algoritmos de control según la configuración

LAZO DE CONTROL	CONFIGURACIÓN 1	CONFIGURACIÓN 2
MPPT	P&O tradicional; P&O de paso variable con red de compensación	P&O tradicional; P&O de paso variable con red de compensación
Generación de la referencia	Estrategía propuesta basada en la teoría Fryze-Buchholz y algoritmo AB-KF	Estrategía propuesta basada en la teoría Fryze-Buchholz y algoritmo AB-KF
Control del inversor	Deadbeat y SPWM	Deadbeat y 3D-SVM

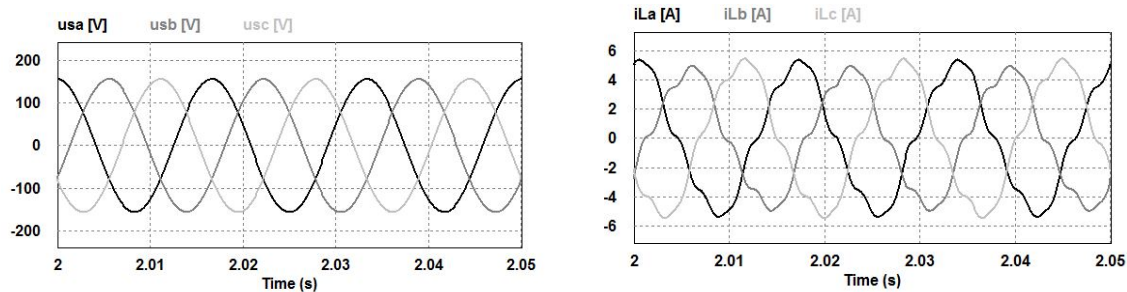
## 6.2. Casos de simulación

Para analizar el funcionamiento del PVS conectado a la red y de los algoritmos de control, se consideraron tres casos de simulación. A continuación, se describen las condiciones de operación para cada caso y los resultados obtenidos.

### 6.2.1. Caso 1: Tensiones en el PCC ideales

Considere las tensiones en el PCC dadas por la ecuación (6.1) y presentadas en la Figura 6.3(a).

$$\begin{aligned} u_{sa} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t) \text{ [V]} \\ u_{sb} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t - 120^\circ) \text{ [V]} \\ u_{sc} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t + 120^\circ) \text{ [V]} \end{aligned} \quad (6.1)$$



(a) Tensiones en el PCC

(b) Corrientes demandadas por la carga

Figura 6.3: Caso 1 - Tensiones en el PCC y corrientes de la carga

En este caso se considera una carga no lineal, desbalanceada y con factor de potencia diferente a la unidad. Las componentes de las corrientes por la carga se describen en la tabla 6.3 y las formas de onda de las corrientes se muestran en la Figura 6.3(b).

Tabla 6.3: Caso 1 - Componentes de la corriente demandada por la carga

Frecuencia	Secuencia	Amplitud	Ángulo de fase
60 [Hz]	Positiva	4,93 [A]	$-\pi/18$ [rad]
60 [Hz]	Negativa	0,3 [A]	$-4\pi/9$ [rad]
180 [Hz]	Cero	0,4 [A]	$-4\pi/9$ [rad]
300 [Hz]	Negativa	0,25 [A]	$-\pi$ [rad]
420 [Hz]	Positiva	0,3 [A]	$-\pi/6$ [rad]

Inicialmente los condensadores del lado de continua del inversor son cargados por medio del inversor de potencia (operando como rectificador trifásico) entre  $0 \leq t < 350$  [ms]. Posteriormente, el control del

PVS empieza a operar en  $t = 350$  [ms]. Una descripción más detallada del proceso de inicialización del sistema se presenta en el caso 3 de este capítulo. Las simulaciones se llevaron a cabo considerando un cambio brusco de irradiancia en  $t = 2,5$  [s], según se describe a continuación:

- Intervalo  $1,5 \leq t < 2,5$  [s]: irradiancia de  $700$  [ $W/m^2$ ] y temperatura de operación de  $25^\circ C$ .
- Intervalo  $2,5 \leq t < 3,5$  [s]: irradiancia de  $300$  [ $W/m^2$ ] y temperatura de operación de  $25^\circ C$ .

### Resultados para la configuración 1

En primera instancia se presentan los resultados de simulación correspondientes a la etapa de DC, considerando los algoritmos P&O tradicional (ver Figura 6.4) y P&O de paso variable con red de compensación (ver Figura 6.5). En estas figuras se muestran la potencia entregada por el generador fotovoltaico ( $P_{PV}$ ), la tensión y la corriente de salida del generador ( $u_{in}$  e  $i_{in}$ ) y las tensiones del lado de continua del inversor ( $u_{dc1}$  e  $u_{dc2}$ ). En la Figura 6.6 se presenta el error en el seguimiento del punto de máxima potencia al considerar los dos algoritmos MPPT. El error en potencia corresponde a la diferencia entre la potencia instantánea entregada por el generador fotovoltaico y la potencia máxima que puede entregar el generador bajo las condiciones de irradiancia y temperatura a las cuales se encuentra expuesto.

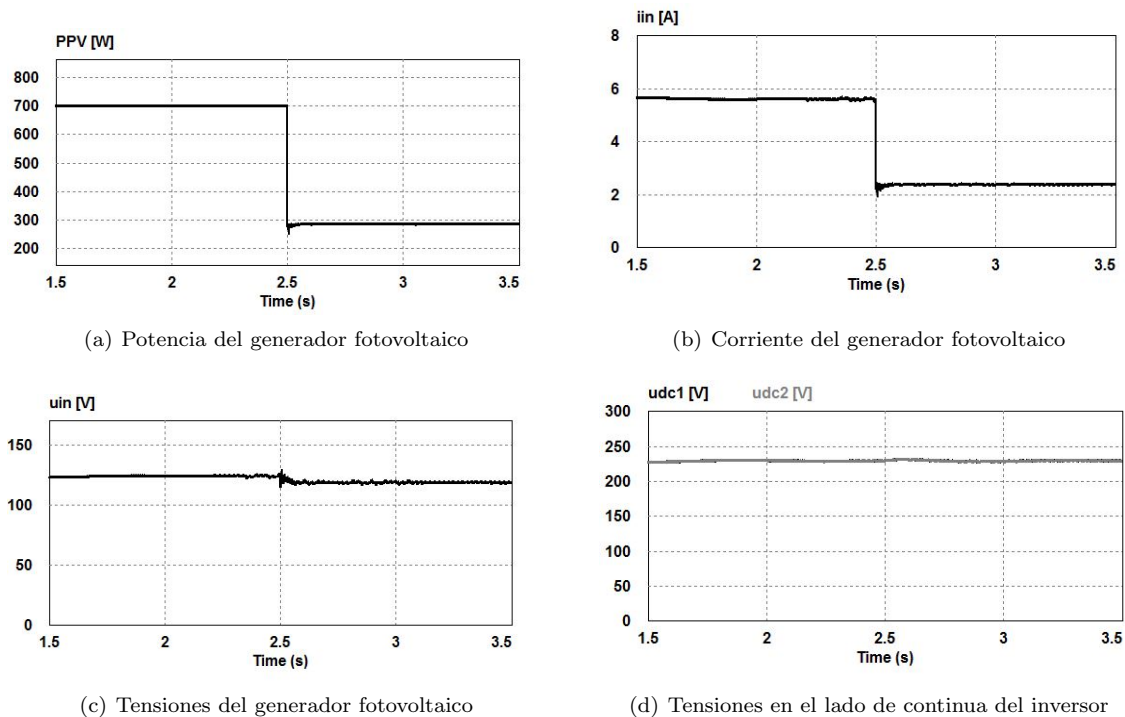


Figura 6.4: Caso 1 configuración 1 - Resultados de la etapa de DC considerando el P&O tradicional

Según se observa, los dos algoritmos MPPT permiten seguir el punto de máxima potencia ante el cambio brusco de irradiancia en  $t = 2,5$  [s]. La tensión y la corriente entregada por el generador fotovoltaico presentan un pequeño rizo al utilizar el algoritmo P&O tradicional. En lo que respecta a las tensiones del lado de continua del inversor, las dos señales siguen su valor de referencia (230 [V]), lo que evidencia el buen funcionamiento del controlador PI empleado para este propósito.

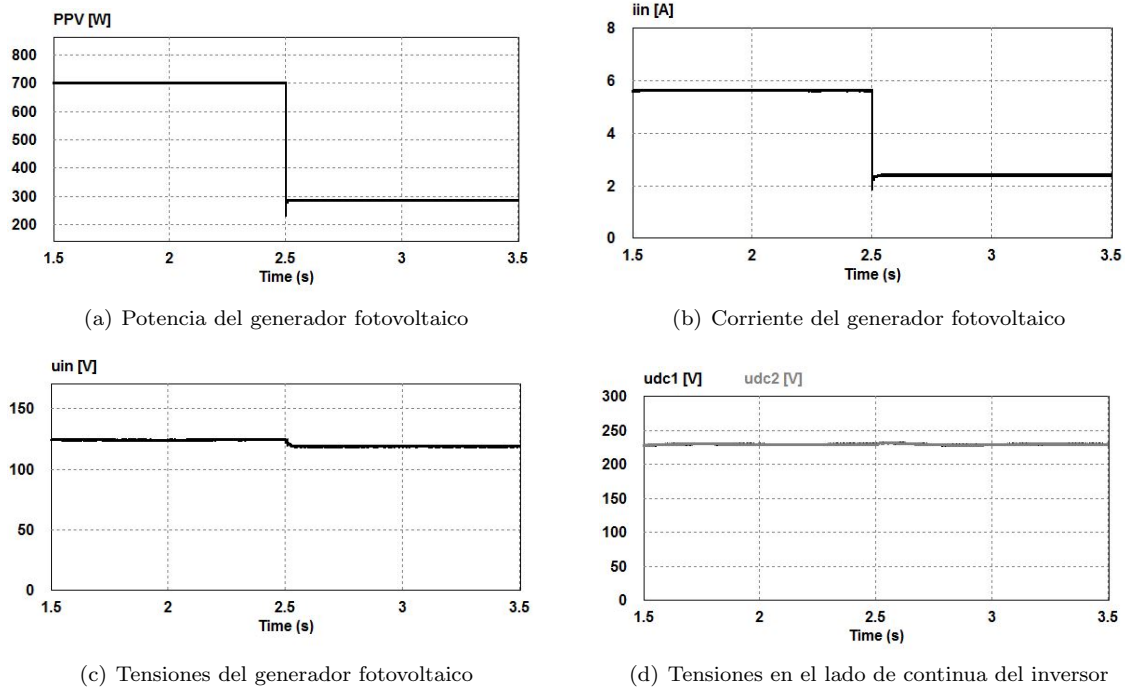


Figura 6.5: Caso 1 configuración 1 - Resultados de la etapa de DC considerando el P&O de paso variable con red de compensación

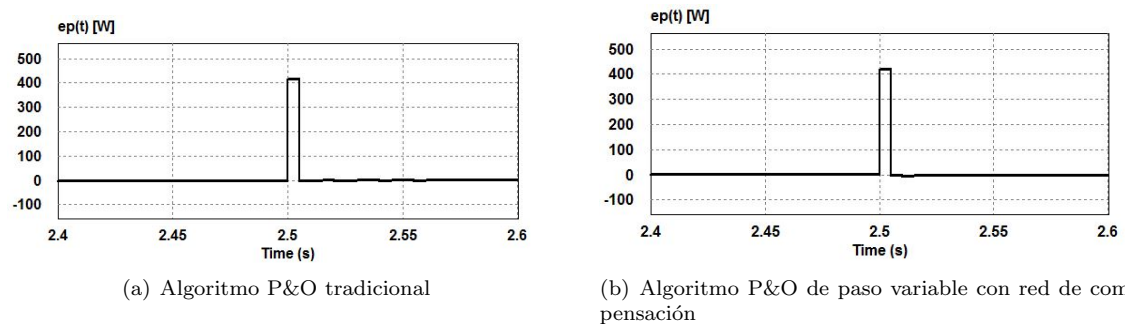


Figura 6.6: Caso 1 configuración 1 - Error en potencia

En las figuras 6.7 y 6.8 se presentan los resultados de simulación de la etapa de AC bajo niveles de irradiancia de  $700 [W/m^2]$  y  $300 [W/m^2]$ , respectivamente. En estas figuras se muestran: la estimación de la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión del PCC, las corrientes inyectadas por el PVS a la red y las corrientes resultantes por la red de suministro.

Según se observa en estas figuras, el algoritmo AB-KF realiza una correcta estimación de la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión del PCC. Las corrientes resultantes por la red de suministro corresponden a señales sinusoidales a la frecuencia fundamental, balanceadas de secuencia positiva. Además, estas corrientes están en fase con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión del PCC, por lo que se corrige también el factor de potencia.

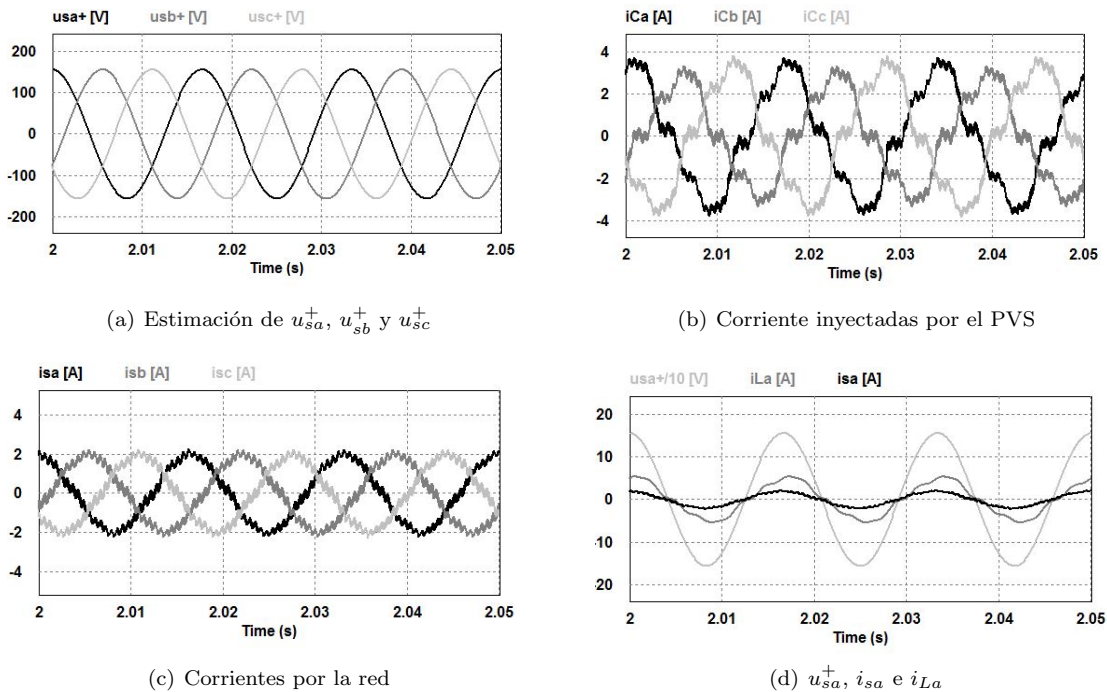


Figura 6.7: Caso 1 configuración 1 - Resultados de la etapa de AC para irradiancia de  $700 [W/m^2]$

Al detallar las figuras 6.7(c) y 6.8(c), las corrientes resultantes por la red presentan un rizo de alta frecuencia debido principalmente a la conmutación del inversor de potencia. Note también que la amplitud de la corriente por la red aumenta cuando la irradiancia cae a un nivel  $300 [W/m^2]$ . Lo anterior se debe a que la potencia activa entregada por el sistema fotovoltaico disminuye cuando el nivel de irradiancia se reduce a  $300 [W/m^2]$ , por lo que la red debe proporcionar una mayor cantidad de potencia activa para suplir la potencia demandada por la carga.

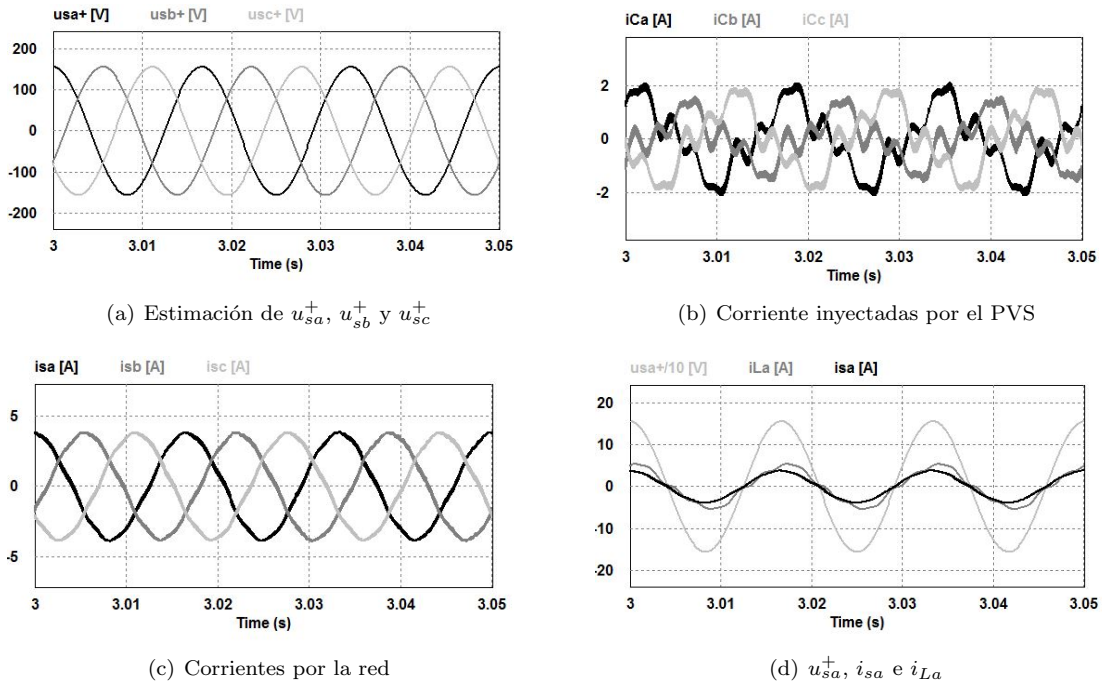


Figura 6.8: Caso 1 configuración 1 - Resultados de la etapa de AC para irradiancia de 300 [W/m<sup>2</sup>]

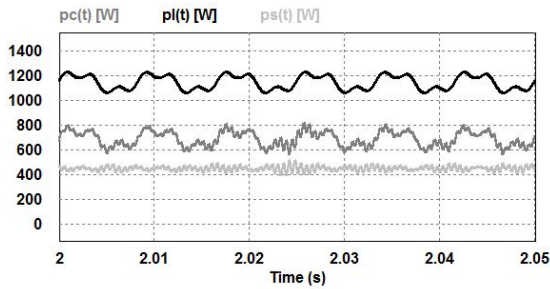
En la tabla 6.4 se resumen la distorsion armónica total (THD, *Total Harmonic Distortion*) y el valor RMS de las corrientes por la carga y por la red de distribución. Note que la THD de la corriente resultante por la red es menor que es valor obtenido para la corriente de la carga. Lo anterior se debe a la acción de compensación de armónicos ejecutada por el PVS. Además, el valor RMS de la corriente por la red también es menor al de la corriente por la carga, debido a la inyección de potencia activa por parte del PVS y también a las acciones de compensación de carga ejecutadas por éste.

Tabla 6.4: Caso 1 - Resultados para la configuración 1

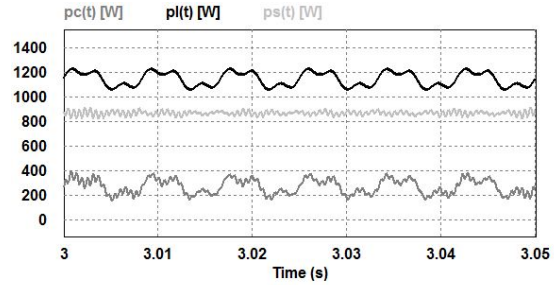
Parámetro	$i_{La}$	$i_{sa}$
THD entre $2 \leq t < 2,05$	11,11 %	9,8 %
THD entre $3 \leq t < 3,05$	11,11 %	4,31 %
RMS entre $2 \leq t < 2,05$	3,58 [A]	1,38 [A]
RMS entre $3 \leq t < 3,05$	3,58 [A]	2,64 [A]

En las figuras 6.9(a) y 6.9(b) se muestran las potencias instantáneas demandada por la carga ( $p_l$ ), entregada por el PVS ( $p_c$ ) y entregada por la red de distribución ( $p_s$ ). En este caso, el PVS entrega la potencia activa generada por el módulo fotovoltaico y la potencia instantánea de promedio no nulo (potencia

no activa) demandada por la carga. La potencia entregada por la red corresponde a la potencia activa restante entre la potencia activa de la carga y la potencia activa entregada por el PVS.



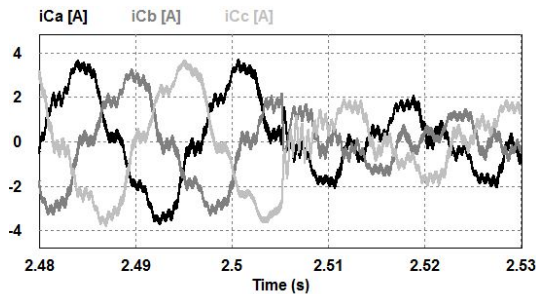
(a) Potencias para irradiancia de  $700 \text{ W/m}^2$



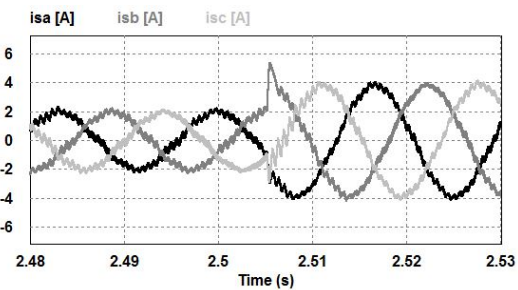
(b) Potencias para irradiancia de  $300 \text{ W/m}^2$

Figura 6.9: Caso 1 configuración 1 - Potencias instantáneas en la carga, en el PVS y en la red

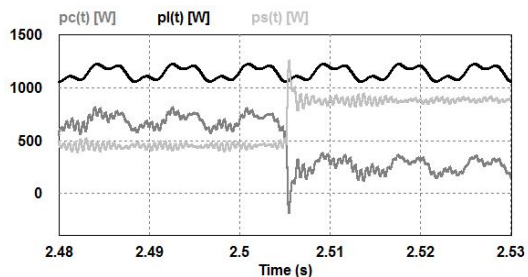
Finalmente, en la Figura 6.10 se presenta el comportamiento transitorio de las corrientes inyectadas por el inversor, de las corrientes por la red y de las potencias instantáneas demandada por la carga, entregada por el PVS y entregada por la red ante el cambio brusco de irradiancia.



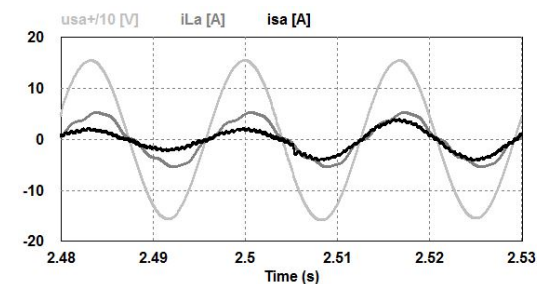
(a) Corrientes inyectadas por el PVS



(b) Corrientes por la red



(c) Potencias instantáneas en la carga, en el PVS y en la red



(d)  $u_{sa}^+$ ,  $i_{sa}$  e  $i_{La}$

Figura 6.10: Caso 1 configuración 1 - Comportamiento transitorio en la etapa de AC

Tal como se observa, al disminuir la irradiancia solar de  $700 [W/m^2]$  a  $300 [W/m^2]$  en  $t = 2,5[s]$  la corriente inyectada por el inversor disminuye notablemente. Lo anterior conlleva a que la corriente entregada por la red de distribución se incremente con el fin de suplir la potencia activa que dejó de entregar el PVS. El cambio en las potencias entregadas por el PVS y por la red de distribución se puede analizar en la Figura 6.10(c), donde se evidencia que la potencia activa que deja de entregar el PVS es ahora entregada por la red. Note además que el PVS reacciona rápidamente ante el cambio brusco de irradiancia.

## Resultados para la configuración 2

Los resultados correspondientes a la potencia entregada por el generador fotovoltaico ( $P_{PV}$ ), a la tensión y corriente de salida del generador ( $u_{in}$  e  $i_{in}$ ) y a las tensiones del lado de continua del inversor ( $u_{dc1}$  e  $u_{dc2}$ ) se presentan en las figuras 6.11 y 6.12, considerando los algoritmos P&O tradicional y P&O de paso variable con red de compensación, respectivamente. En la Figura 6.13 se presenta el error en el seguimiento del punto de máxima potencia al considerar los dos algoritmos MPPT.

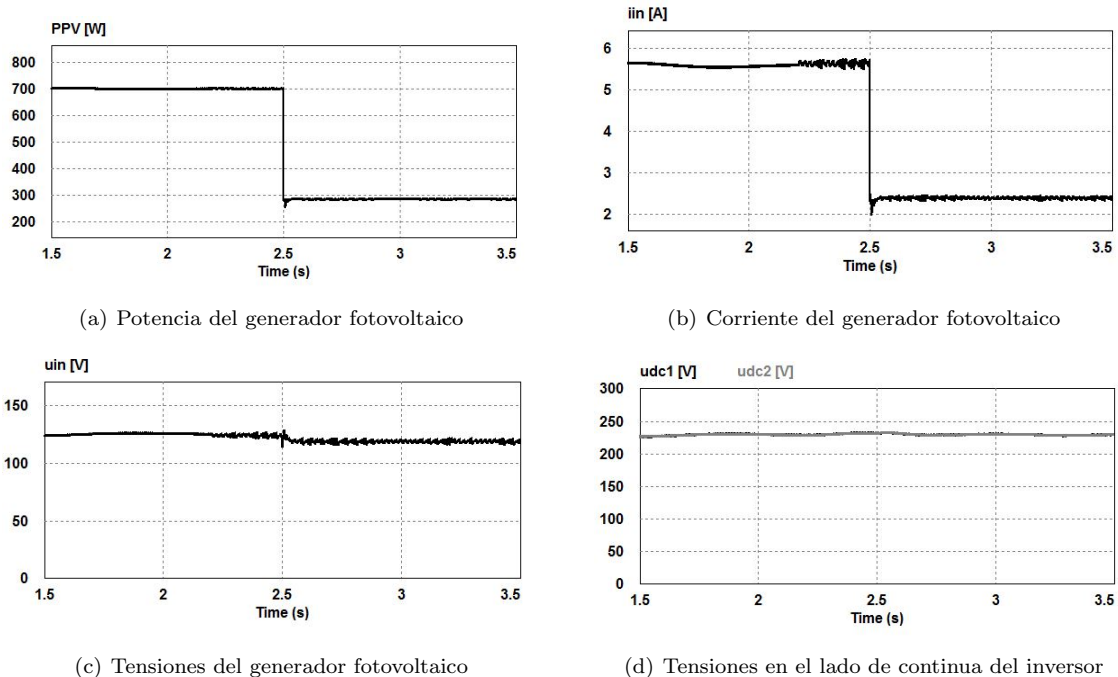


Figura 6.11: Caso 1 configuración 2 - Resultados de la etapa de DC considerando el P&O tradicional

Los resultados evidencian el correcto funcionamiento de los algoritmos MPPT aplicados a la topología elevadora tradicional. Los dos algoritmos realizan un adecuado seguimiento del punto de máxima poten-

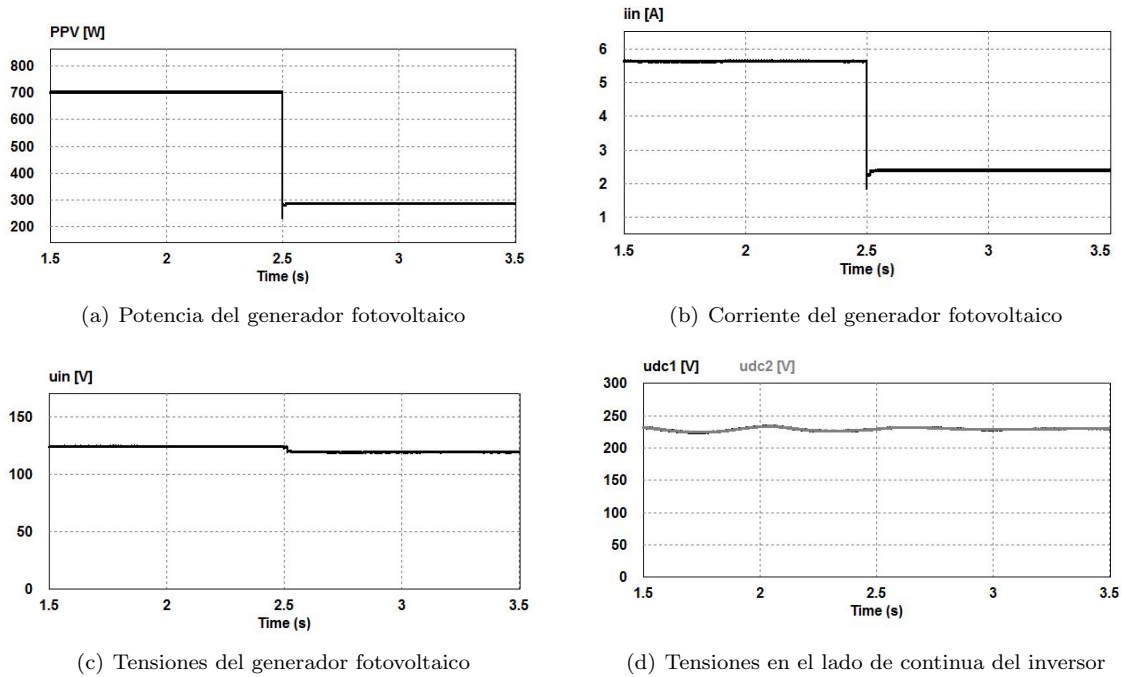


Figura 6.12: Caso 1 configuración 2 - Resultados de la etapa de DC considerando el P&O de paso variable con red de compensación

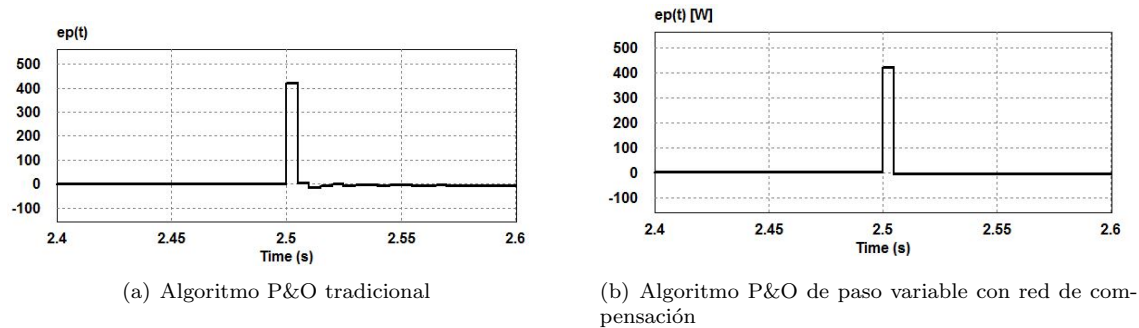


Figura 6.13: Caso 1 configuración 2 - Error en potencia

cia ante el cambio brusco de irradiancia. Sin embargo, tal como se observa en la Figura 6.13 el error en potencia converge más rápidamente hacia cero al utilizar el algoritmo P&O de paso variable con red de compensación.

Según se observa en las figuras 6.11(d) y 6.12(d), el algoritmo empleado para el control de las tensiones del lado de continua del inversor realiza un correcto seguimiento de la referencia. Este controlador permite además mantener el balance en estas tensiones. En este sentido, este algoritmo presenta también un buen

funcionamiento para la topología NPC de tres niveles.

Los resultados correspondientes a la estimación de la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión del PCC, a las corrientes inyectadas por el PVS a la red y a las corrientes resultantes por la red de suministro se presentan en las figuras 6.14 y 6.15, bajo niveles de irradiancia de  $700 [W/m^2]$  y  $300 [W/m^2]$ , respectivamente.

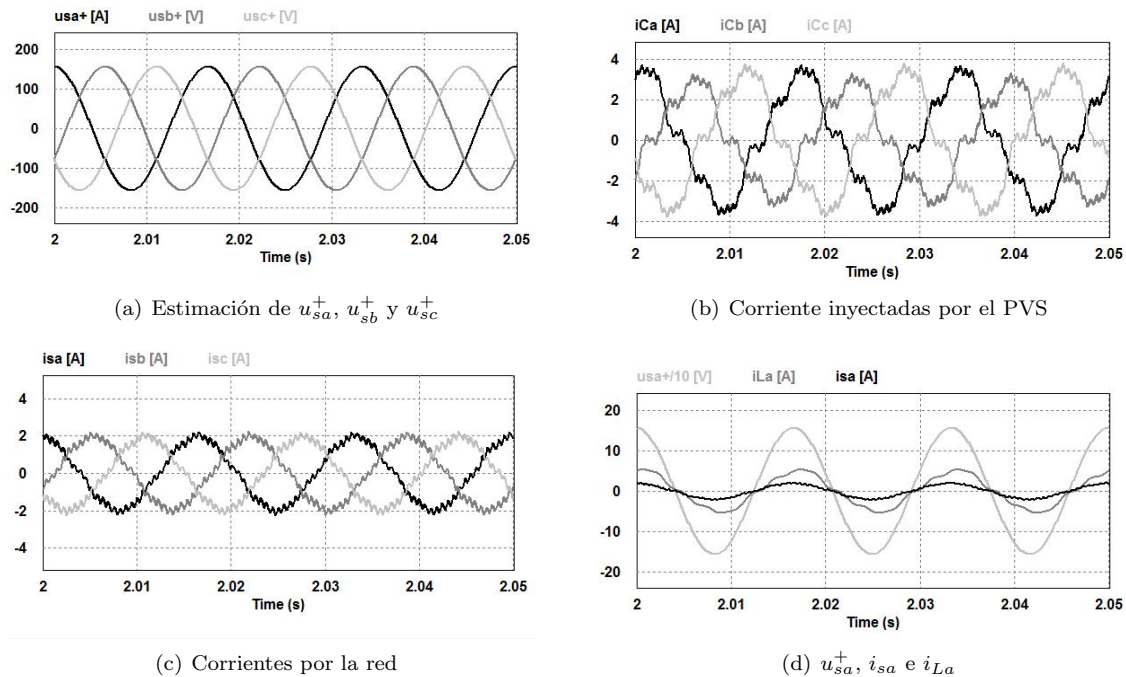


Figura 6.14: Caso 1 configuración 2 - Resultados de la etapa de AC para irradiancia de  $700 [W/m^2]$

En este caso, el PVS entrega la potencia activa generada por el módulo fotovoltaico y permite corregir los armónicos de baja frecuencia y los desbalances en las corrientes de la red. Además, tal como se observa en las figuras 6.14(d) y 6.15(d), la corriente resultante por la red se encuentra en fase con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC, por lo que el PVS también corrige el factor de potencia.

Al comparar las figuras 6.14(c) y 6.15(c) se puede notar que la amplitud de la corriente resultante por la red es mayor bajo el nivel de irradiancia de  $300 [W/m^2]$  a comparación con la amplitud de las corrientes cuando el nivel de irradiancia es de  $700 [W/m^2]$ . Lo anterior se debe a que la potencia activa entregada por el generador fotovoltaico disminuye cuando el nivel de irradiancia se reduce a  $300 [W/m^2]$ , por lo que

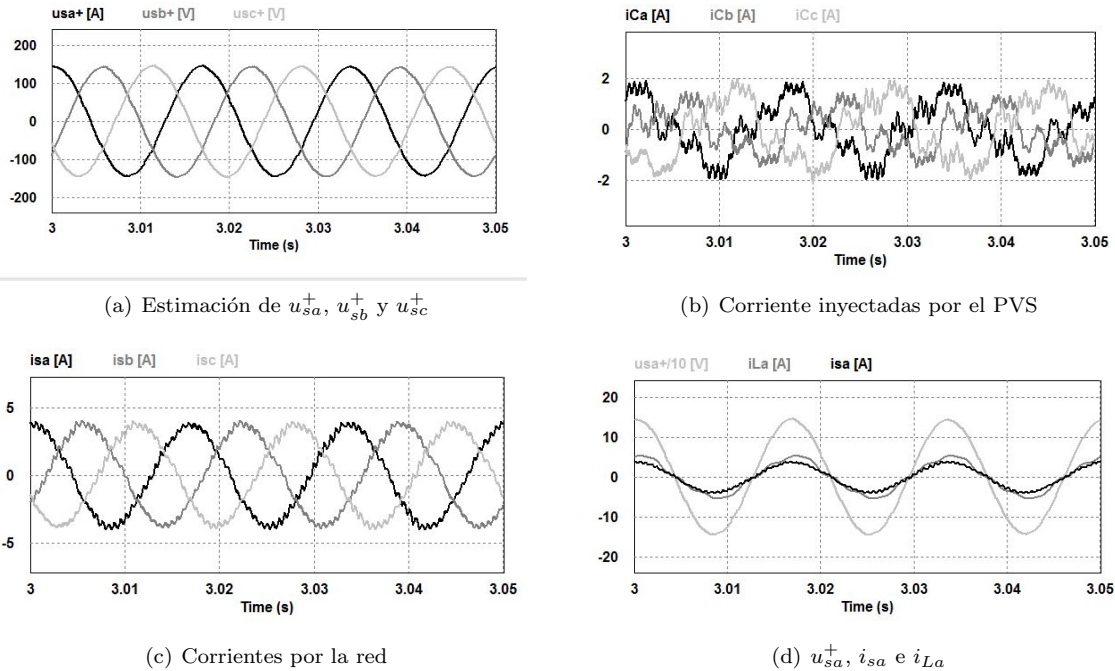


Figura 6.15: Caso 1 configuración 2 - Resultados de la etapa de AC para irradiancia de  $300 [W/m^2]$

la red debe proporcionar una mayor cantidad de potencia activa para suplir la potencia demandada por la carga.

En la tabla 6.5 se presentan los valores correspondientes a la distorsión armónica total (THD, *Total Harmonic Distortion*) y al valor RMS de las corrientes por la carga y por la red de distribución. Tanto el valor de la THD como el valor RMS de la corriente por la red de distribución, son menores que los valores obtenidos para la corriente de la carga. En este caso, la corriente por la red también presenta el rizo de alta frecuencia debido a la conmutación del inversor, por tal motivo el valor resultante de la THD después de la compensación no es nulo.

Tabla 6.5: Caso 1 - Resultados para la configuración 2

Parámetro	$i_{La}$	$i_{sa}$
THD entre $2 \leq t < 2,05$	11,11 %	9,81 %
THD entre $3 \leq t < 3,05$	11,11 %	4,2 %
RMS entre $2 \leq t < 2,05$	3,58 [A]	1,38 [A]
RMS entre $3 \leq t < 3,05$	3,58 [A]	2,64 [A]

Note que los resultados obtenidos para la configuración 2 (ver tabla 6.5) son muy similares a los obtenidos para la configuración 1 (ver tabla 6.4).

Finalmente en la Figura 6.16 se presentan las potencias instantáneas demandada por la carga ( $p_l$ ), entregada por el PVS ( $p_c$ ) y entregada por la red de distribución ( $p_s$ ) para los niveles de irradiancia de  $700 [W/m^2]$  y  $300 [W/m^2]$ . Note que el PVS entrega la potencia activa generada por los módulos fotovoltaicos y además entrega la componente de potencia no activa instantánea de la carga. Además, la potencia activa entregada por el sistema fotovoltaico es menor cuando el nivel de irradiancia es de  $300 [W/m^2]$ , por lo que la red debe entregar mayor potencia activa que la entregada bajo el nivel de irradiancia de  $700 [W/m^2]$ .

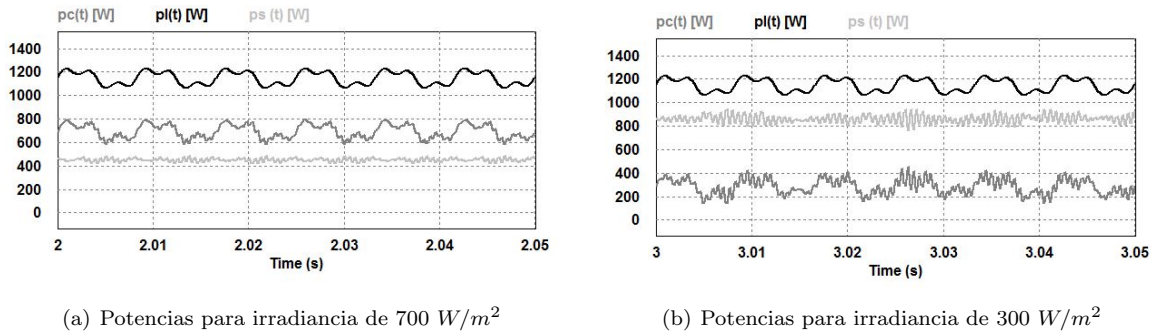


Figura 6.16: Caso 1 configuración 2 - Potencias instantáneas en la carga, en el PVS y en la red

### 6.2.2. Caso 2: Tensiones en el PCC desbalanceadas y distorsionadas

En este caso se consideraron unas tensiones desbalanceadas y distorsionadas en el PCC, las cuales siguen la ecuación (6.2). Estas tensiones están compuestas por una componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental, una componente de secuencia negativa a la frecuencia fundamental y un quinto armónico de secuencia negativa. En la Figura 6.17(a) se muestra la forma de onda de estas tensiones.

$$\begin{aligned}
 u_{sa} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t) [V] + 11\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t - 90^\circ) + 11\sqrt{2}\text{sen}(10\pi 60t + 150^\circ) [V] \\
 u_{sb} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t - 120^\circ) + 11\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t - 90^\circ + 120^\circ) + 11\sqrt{2}\text{sen}(10\pi 60t + 150^\circ + 120^\circ) [V] \\
 u_{sc} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t + 120^\circ) + 11\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t - 90^\circ - 120^\circ) + 11\sqrt{2}\text{sen}(10\pi 60t + 150^\circ - 120^\circ) [V]
 \end{aligned} \quad (6.2)$$

Se considera una carga altamente distorsionada, desbalanceada y con factor de potencia diferente a la unidad. Las componentes de las corrientes por la carga se describen en la tabla 6.6 y las formas de onda de las corrientes se muestran en la Figura 6.17(b).

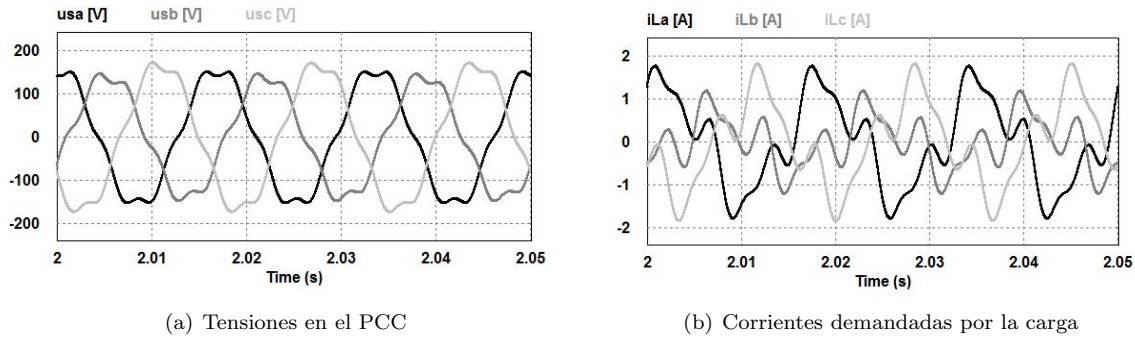


Figura 6.17: Caso 2 - Tensiones en el PCC y corrientes de la carga

Tabla 6.6: Caso 2 - Componentes de la corriente demandada por la carga

Frecuencia	Secuencia	Amplitud	Ángulo de fase
60 [Hz]	Positiva	1 [A]	$-\pi/6$ [rad]
60 [Hz]	Negativa	0,4 [A]	$-4\pi/9$ [rad]
180 [Hz]	Cero	0,5 [A]	$-4\pi/9$ [rad]
300 [Hz]	Negativa	0,3 [A]	$-\pi/6$ [rad]

Inicialmente los condensadores del lado de continua del inversor son cargados por medio del inversor de potencia (operando como rectificador trifásico) en el intervalo  $0 \leq t < 350$  [ms]. Posteriormente, el control del PVS empieza a operar en  $t = 350$  [ms]. Las simulaciones se llevaron a cabo considerando un valor de irradiancia de  $900$  [ $W/m^2$ ] y una temperatura de operación de  $25^\circ C$  en todo el intervalo de simulación.

### Resultados para la configuración 1

Los resultados de simulación correspondientes a la potencia entregada por el generador fotovoltaico ( $P_{PV}$ ), la tensión y corriente de salida del generador ( $u_{in}$  e  $i_{in}$ ) y las tensiones del lado de continua del inversor ( $u_{dc1}$  e  $u_{dc2}$ ) se presentan en las figuras 6.18 y 6.19 considerando los algoritmos P&O tradicional y P&O de paso variable con red de compensación, respectivamente. En la Figura 6.20 se presenta el error en el seguimiento del punto de máxima potencia al considerar los dos algoritmos MPPT. El error en potencia corresponde a la diferencia entre la potencia instantánea entregada por el generador fotovoltaico y la potencia máxima que puede entregar el generador bajo las condiciones de irradiancia y temperatura a las cuales se encuentra expuesto.

Los resultados muestran el correcto comportamiento de los dos algoritmos MPPT, los cuales siguen el punto de máxima potencia. El algoritmo P&O de paso variable con red de compensación presenta un error de potencia menor al algoritmo P&O tradicional. Por otro lado, las tensiones y corrientes a la salida del generador fotovoltaico no presentan rizos para ninguno de los dos algoritmos. De la misma manera, las

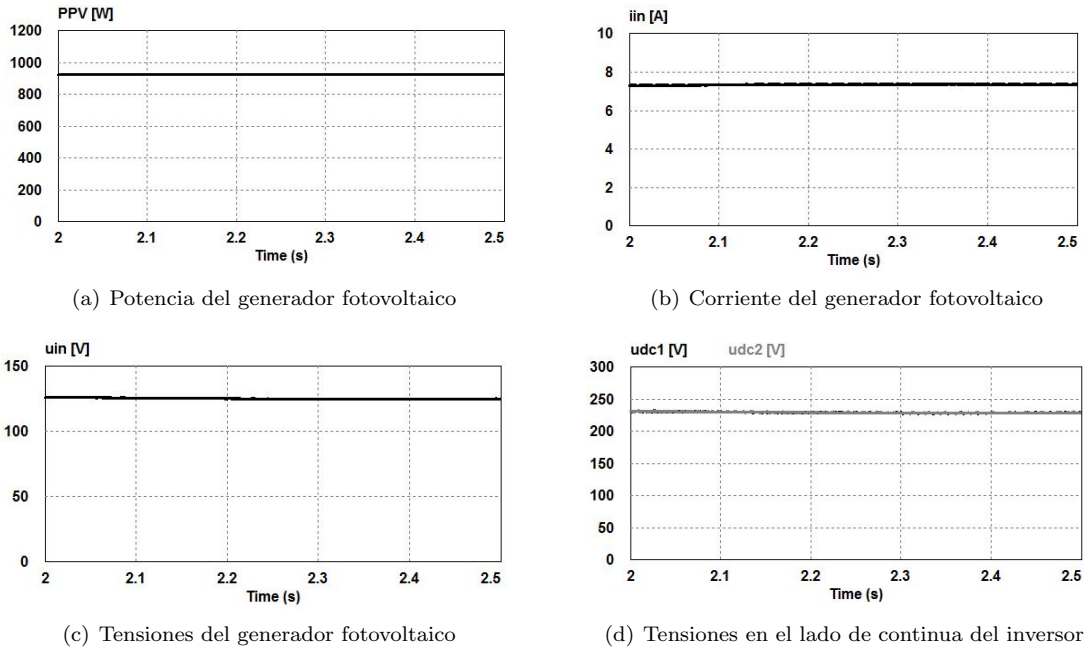


Figura 6.18: Caso 2 configuración 1 - Resultados de la etapa de DC considerando el P&O tradicional

tensiones del lado de continua del inversor siguen correctamente el valor de referencia de 230 [V].

Los resultados correspondientes a la etapa de AC se muestran en la Figura 6.21. En estas figuras se presenta: la estimación de la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión del PCC, las corrientes inyectadas por el PVS a la red y las corrientes resultantes por la red de suministro.

Según se observa en la Figura 6.21(a), el algoritmo AB-KF permite estimar la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión del PCC, a pesar de las condiciones no ideales en estas tensiones. Por otro lado, las corrientes resultantes por la red de suministro corresponden a señales sinusoidales a la frecuencia fundamental y balanceadas de secuencia positiva. Estos resultados muestran el excelente desempeño de la estrategia planteada para la generación de las corrientes de referencia.

Detallando la figura 6.21(d), las corrientes resultantes por la red se encuentran en contrafase con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión del PCC. Lo anterior indica que la potencia entregada por el generador fotovoltaico supera la potencia activa demandada por la carga, por lo que el resto de la potencia activa es entregada a la red de suministro con una adecuada calidad de la energía y garantizando un factor de potencia igual a la unidad.

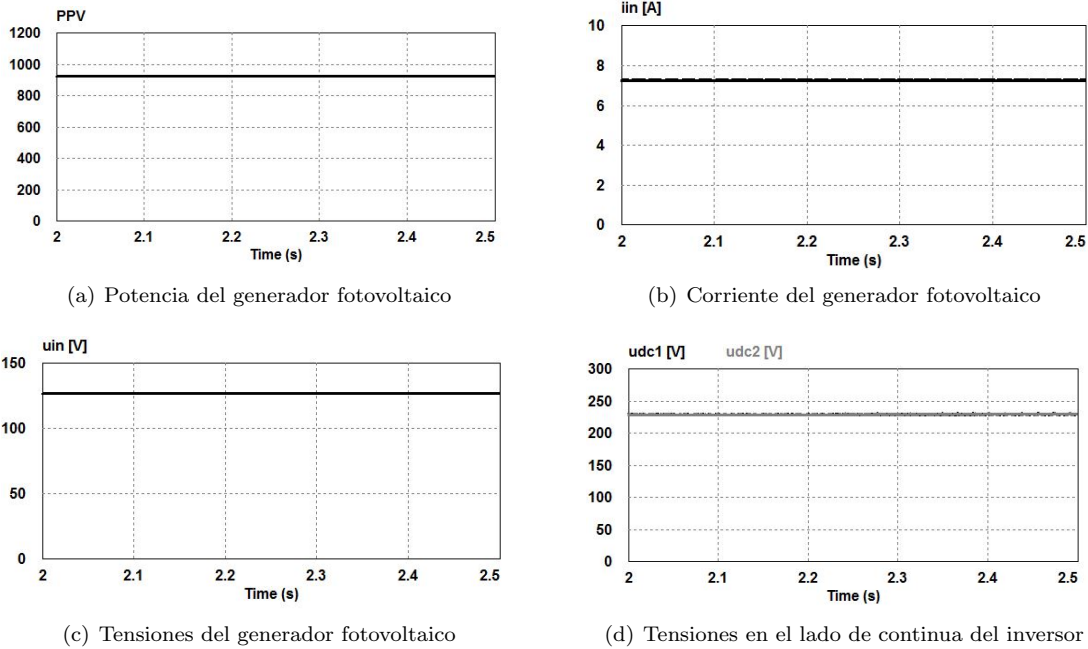


Figura 6.19: Caso 2 configuración 1 - Resultados de la etapa de DC considerando el P&O de paso variable con red de compensación

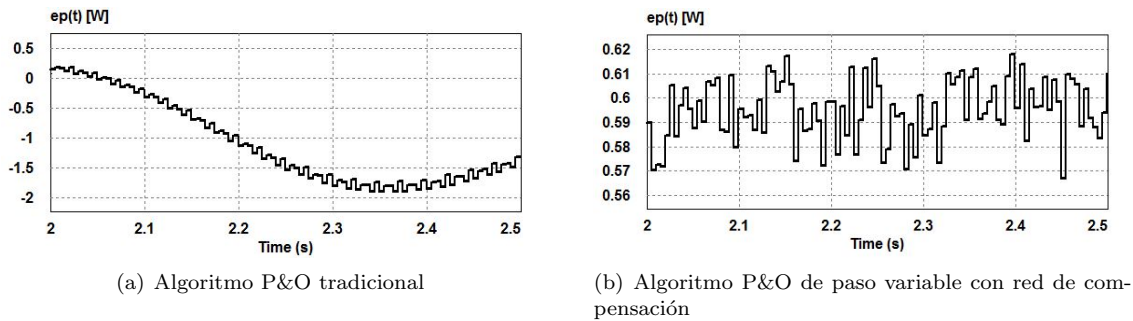


Figura 6.20: Caso 2 configuración 1 - Error en potencia

La distorsión armónica total (THD, *Total Harmonic Distortion*) y el valor RMS de las corrientes por la carga y por la red de distribución se presentan en la tabla 6.7. Al comparar los valores de la THD para la corriente de la red de distribución y para la corriente de la carga, se evidencia el excelente trabajo de compensación de armónicos realizado por el PVS.

En la figura 6.22 se bosquejan las potencias instantáneas demandada por la carga ( $p_l$ ), entregada por el PVS ( $p_c$ ) y entregada por la red de distribución ( $p_s$ ). En este caso, el PVS entrega la potencia activa generada por el módulo fotovoltaico y una componente de potencia instantánea de promedio no nulo. En

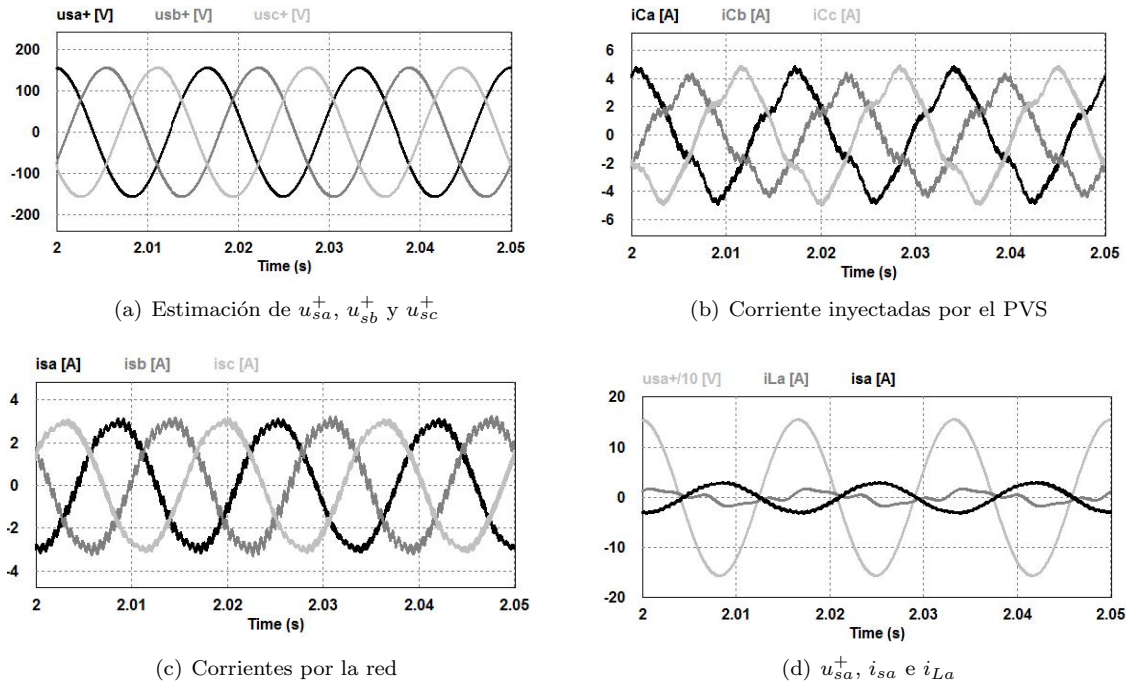


Figura 6.21: Caso 2 configuración 1 - Resultados de la etapa de AC

Tabla 6.7: Caso 2 - Resultados para la configuración 1

Parámetro	$i_{La}$	$i_{sa}$
THD entre entre $2 \leq t < 2,05$	45,06 %	5,5 %
RMS entre entre $2 \leq t < 2,05$	1 [A]	2,11 [A]

esta figura se evidencia el hecho que el PVS entrega una potencia activa mayor a la demandada por la carga, por lo que el restante de potencia activa es entregado a la red de distribución.

### Resultados para la configuración 2

En las figuras 6.23 y 6.24 se observan los resultados correspondientes a la etapa de DC considerando los algoritmos P&O tradicional y P&O de paso variable con red de compensación, respectivamente. Además, en la Figura 6.25 se presenta el error en el seguimiento del punto de máxima potencia al considerar los dos algoritmos MPPT. Note que para esta configuración, los dos algoritmos MPPT funcionan correctamente.

Tal como se observa en las figuras 6.23(d) y 6.24(d), el regulador PI controla adecuadamente las tensiones en el lado de continua del inversor, manteniendo a su vez el balance en la distribución de estas tensiones.

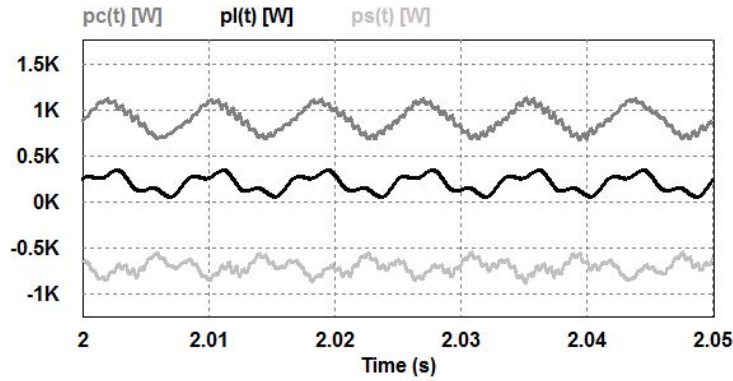
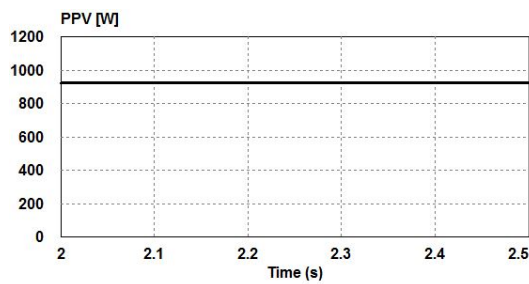
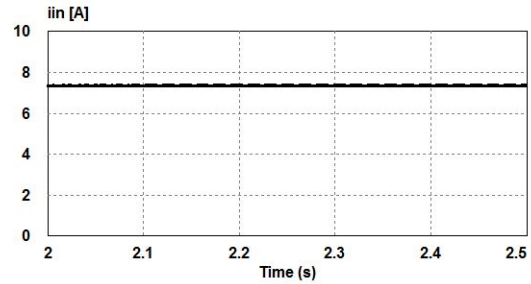


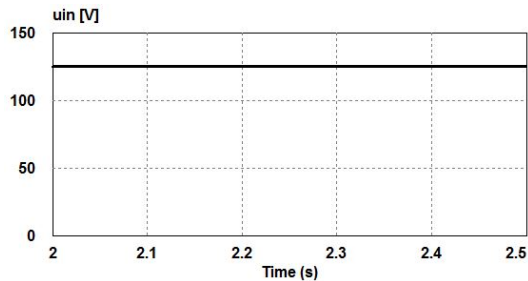
Figura 6.22: Caso 2 configuración 1 - Potencias instantáneas en la carga, en el PVS y en la red



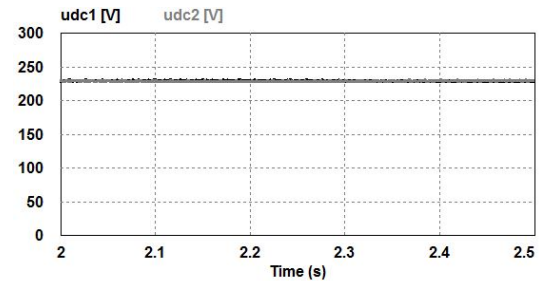
(a) Potencia del generador fotovoltaico



(b) Corriente del generador fotovoltaico



(c) Tensiones del generador fotovoltaico



(d) Tensiones en el lado de continua del inversor

Figura 6.23: Caso 2 configuración 2 - Resultados de la etapa de DC considerando el P&O tradicional

Las gráficas presentadas en la Figura 6.26 corresponden a la estimación de la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión del PCC, las corrientes inyectadas por el PVS a la red y las corrientes resultantes por la red de suministro.

En este caso, los algoritmos de control del PVS funcionan correctamente permitiendo la inyección de la potencia activa generada por el módulo fotovoltaico y realizando las acciones de compensación de carga, a

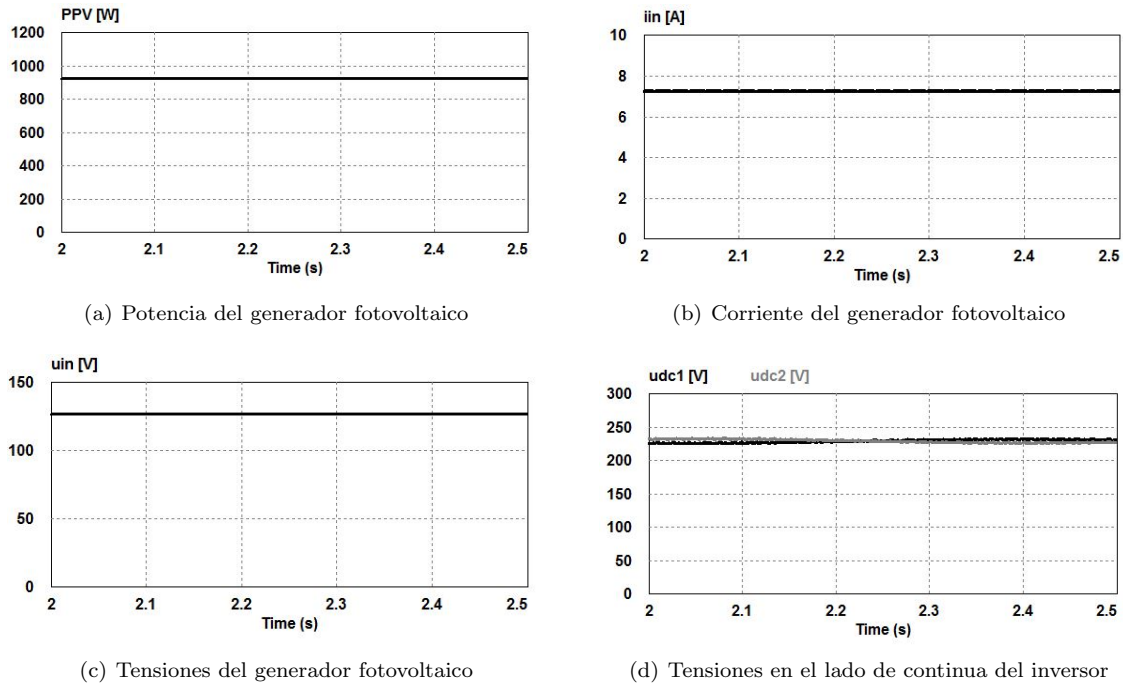


Figura 6.24: Caso 2 configuración 2 - Resultados de la etapa de DC considerando el P&O de paso variable con red de compensación

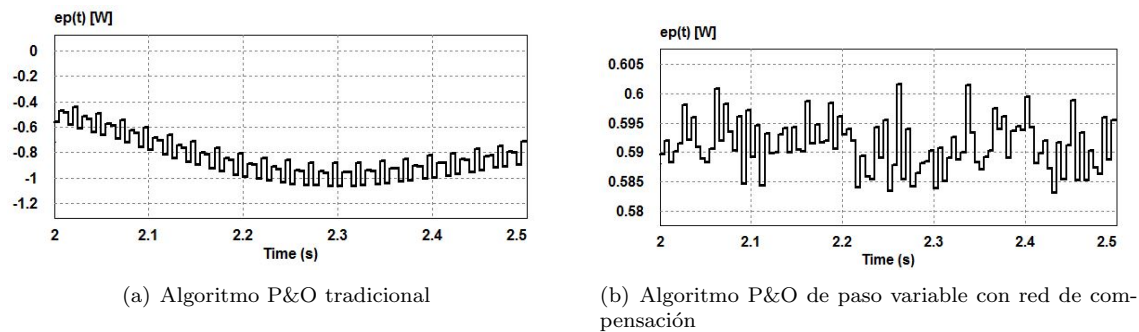


Figura 6.25: Caso 2 configuración 2 - Error en potencia

pesar de las perturbaciones presentes en las tensiones del PCC. Note que el rizo de alta frecuencia obtenido en las corrientes resultantes por la red de distribución es menor para esta configuración (topología NPC de tres niveles), lo cual se evidencia al comparar las figuras 6.21(c) y 6.26(c).

En la tabla 6.8 se resumen los valores de la THD y del valor RMS para las corrientes por la carga y por la red de distribución. El valor de la THD en la corriente resultante por la red, mejora para esta configuración (comparando los resultados de las tablas 6.7 y 6.8). Este resultado se debe a que el inversor

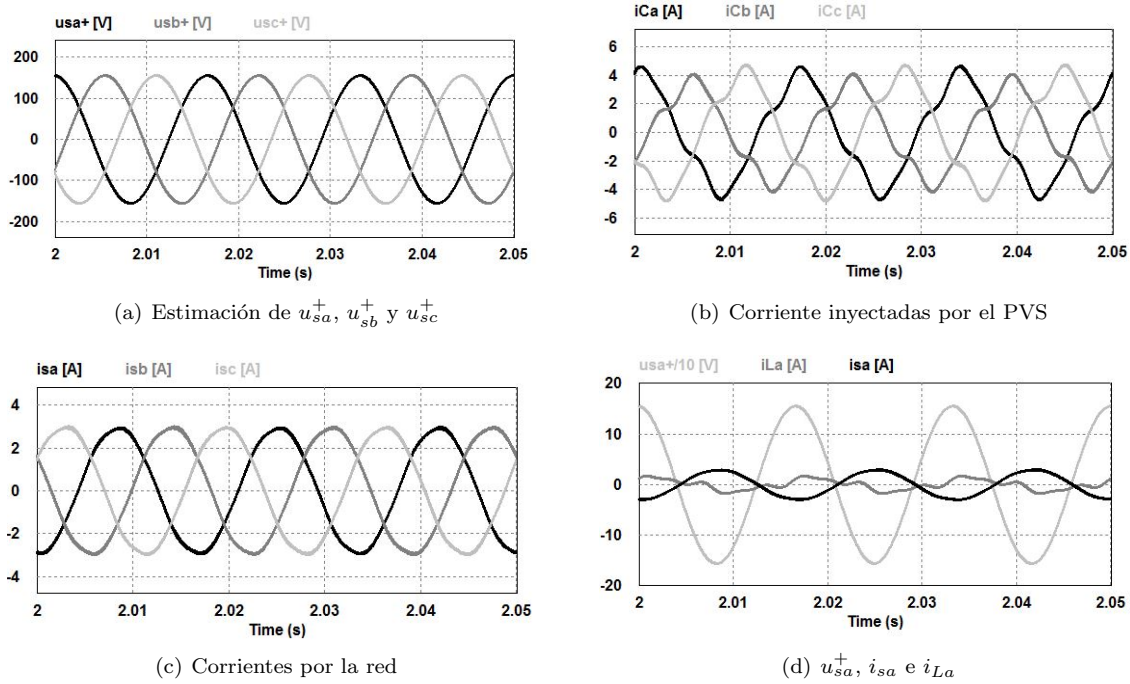


Figura 6.26: Caso 2 configuración 2 - Resultados de la etapa de AC

de 3 niveles permite realizar un mejor seguimiento de la corriente de referencia.

Tabla 6.8: Caso 2 - Resultados para la configuración 2

Parámetro	$i_{La}$	$i_{sa}$
THD entre entre $2 \leq t < 2,05$	45,06 %	2,64 %
RMS entre entre $2 \leq t < 2,05$	1 [A]	2,1 [A]

Finalmente, en la figura 6.27 se muestran las potencias instantáneas demandada por la carga ( $p_l$ ), entregada por el PVS ( $p_c$ ) y entregada por la red de distribución ( $p_s$ ). El PVS entrega la potencia activa generada por el módulo fotovoltaico y unas componentes de potencia instantánea de promedio no nulo (potencia no activa) requeridas principalmente para efectuar las acciones de compensación. En esta figura se evidencia el hecho que el PVS entrega una potencia activa mayor a la demandada por la carga, por lo que el restante de potencia activa es entregado a la red de distribución.

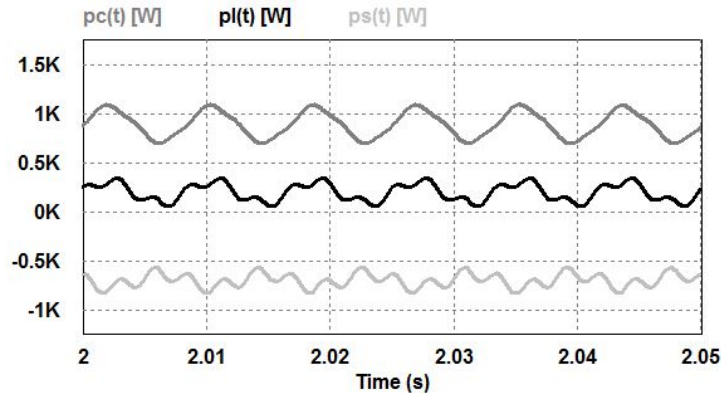


Figura 6.27: Caso 2 configuración 2 - Potencias instantáneas en la carga, en el PVS y en la red

### 6.2.3. Caso 3: Inicialización y entrada en servicio del sistema fotovoltaico

En este caso se analiza el comportamiento de las variables del sistema para cuatro intervalos: inicialización del inversor, el transitorio debido a la entrada en servicio del inversor de potencia, el inicio del sistema de control completo y finalmente la operación en régimen permanente.

Se consideran las tensiones en el PCC y corrientes de carga del caso anterior, las cuales se muestran de nuevo en las figuras 6.28(a) y 6.28(b). Se considera un valor de irradiancia de  $1000 [W/m^2]$  y una temperatura de operación de  $25^{\circ}C$  en todo el intervalo de simulación.

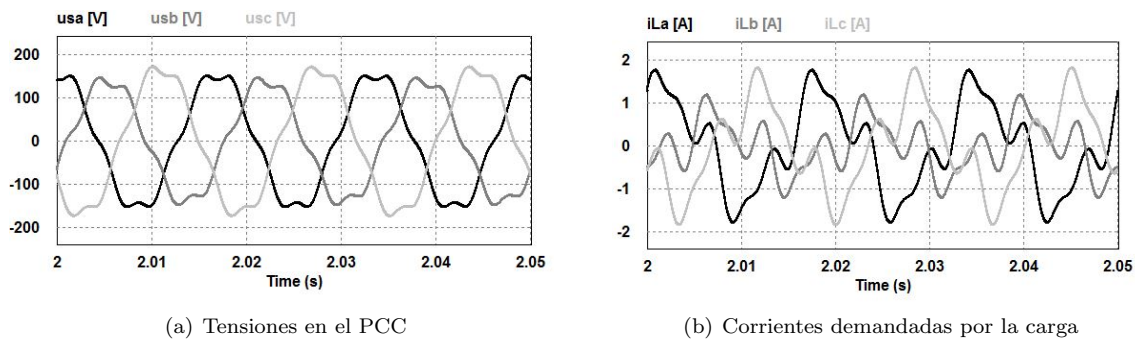


Figura 6.28: Caso 3 - Tensiones en el PCC y corrientes de la carga

La inicialización del sistema se lleva a cabo bajo las siguientes consideraciones:

- Durante el intervalo  $0 \leq t < 200 [ms]$  se inicializa el sistema mediante la carga de los condensadores del lado de continua del inversor de potencia ( $C_{dc1}$  y  $C_{dc2}$ ). Estos condensadores son cargados mediante el puente inversor trifásico operando como rectificador y utilizando una resistencia de

---

carga trifásica de  $10 \Omega$  por fase conectada entre la salida del inversor y el PCC. En este intervalo los pulsos de disparo del inversor y del convertidor SEPIC son nulos y el filtro de conexión a la red se encuentra deshabilitado.

- A partir de  $t = 0 [s]$  empieza a operar el algoritmo AB-KF encargado de estimar la componente de secuencia positiva de las tensiones en el PCC y se realiza el cálculo de la potencia activa demandada por la carga.
- Entre  $200 \leq t < 350 [ms]$  comienza a operar el sistema encargado de controlar las tensiones del lado de continua del inversor y el control del inversor de potencia. Este contralor es accionado antes de poner en marcha las funciones de filtrado activo y el controlador MPPT, ya que es necesario garantizar unas tensiones en el lado de continua del inversor mínimas las cuales garanticen la controlabilidad del sistema.
- Finalmente, a partir de  $t = 350 [ms]$  empieza a operar el controlador MPPT y se incorporan las funciones de filtrado activo de potencia, es decir, entra en servicio el sistema fotovoltaico completo con funciones de filtrado activo de potencia.

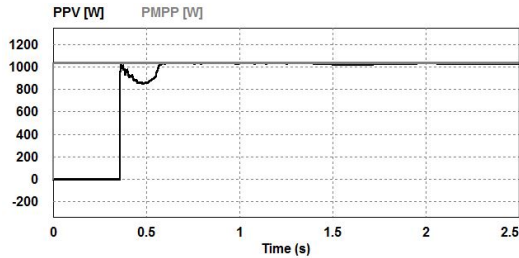
Debido a que los resultados obtenidos en las simulaciones son muy similares para las dos configuraciones consideradas en este capítulo (ver figuras 6.1 y 6.2), a continuación se presentan los resultados solo para la configuración 1.

En la Figura 6.29 se presentan los resultados correspondientes a la etapa de DC para todo el intervalo de simulación. Inicialmente se presenta un flujo de corriente en el generador fotovoltaico. Esta corriente carga el condensador de entrada del convertidor SEPIC ( $C_{in}$  en la Figura 6.1) hasta un valor de tensión igual a la tensión de circuito abierto del generador en el intervalo comprendido entre  $0 \leq t < 50 [ms]$ . Note que entre  $0 \leq t < 350 [ms]$  el algoritmo MPPT se encuentra deshabilitado y los pulsos de disparo enviados al convertidor SEPIC son nulos, por lo que la corriente entregada por el generador cae a cero una vez se carga el condensador de entrada  $C_{in}$ .

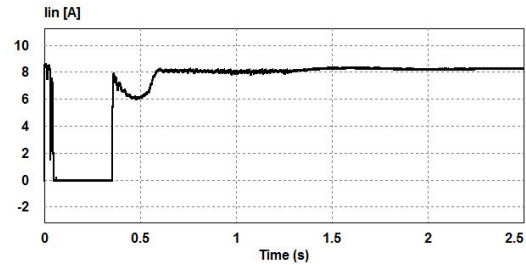
La Figura 6.29(d) muestra el proceso de carga de los condensadores del lado de continua del inversor. Observe que en  $t = 350 [ms]$  las tensiones en estos condensadores alcanzan valores mayores a las tensiones de referencia ( $230 [V]$ ), por lo que a partir de este instante se accionan el MPPT y las funciones de compensación. Tal como se observa en la Figura 6.29(d), las tensiones en estos condensadores alcanzan su valor de referencia después de  $t = 1,5 [s]$ .

Una vez habilitado el algoritmo MPPT en  $t = 350 [ms]$ , el punto de máxima potencia se logra alcanzar aproximadamente en  $t = 1,5 [s]$ . Note que el rizo producto del transitorio en las tensiones de los conden-

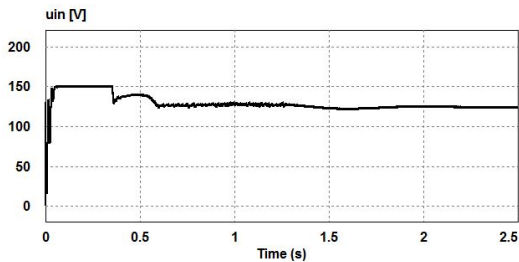
sadores del lado de continua del inversor influye notablemente en el desempeño del algoritmo MPPT en el intervalo comprendido entre  $350 [ms] \leq t < 1,5 [ms]$ .



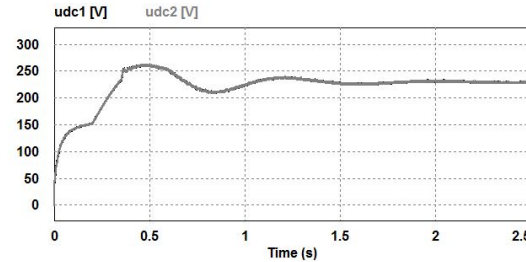
(a) Potencia del generador fotovoltaico y máxima potencia



(b) Corriente del generador fotovoltaico



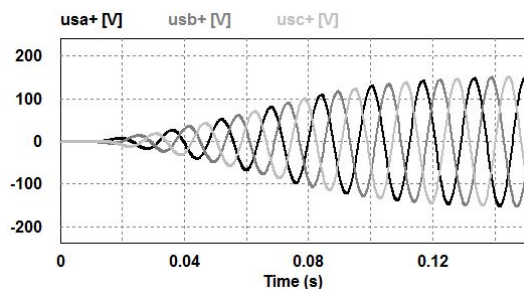
(c) Tensión del generador fotovoltaico



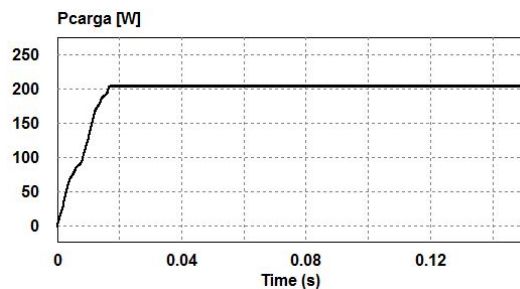
(d) Tensiones en el lado de continua del inversor

Figura 6.29: Caso 3 configuración 1 - Resultados de la etapa de DC

En la Figura 6.30 se presenta la estimación de la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC realizada por el algoritmo AB-KF y el cálculo de la potencia activa demandada por la carga.



(a) Estimación de  $u_{sa}^+$ ,  $u_{sb}^+$  y  $u_{sc}^+$



(b) Cálculo de la potencia activa demandada por la carga

Figura 6.30: Caso 3 configuración 1 - Estimación de la componente de secuencia positiva de las tensiones en el PCC y cálculo de la potencia activa demandada por la carga

El algoritmo AB-KF tarda aproximadamente 128 [ms] en alcanzar el 99 % del valor final de la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC una vez se habilita su operación. Por su lado, la potencia activa demandada por la carga es calculada en 1 ciclo de la tensión en el PCC.

El comportamiento dinámico de las variables para la etapa de AC se presenta en la Figura 6.31 y un acercamiento del comportamiento de las variables del sistema alrededor de los intervalos  $0 \leq t < 50$  [ms],  $160 \leq t < 240$  [ms],  $160 \leq t < 240$  [ms],  $310 \leq t < 390$  [ms] y  $2 \leq t < 2,05$  [s] se presenta en las figuras 6.32, 6.33, 6.34 y 6.35, respectivamente.

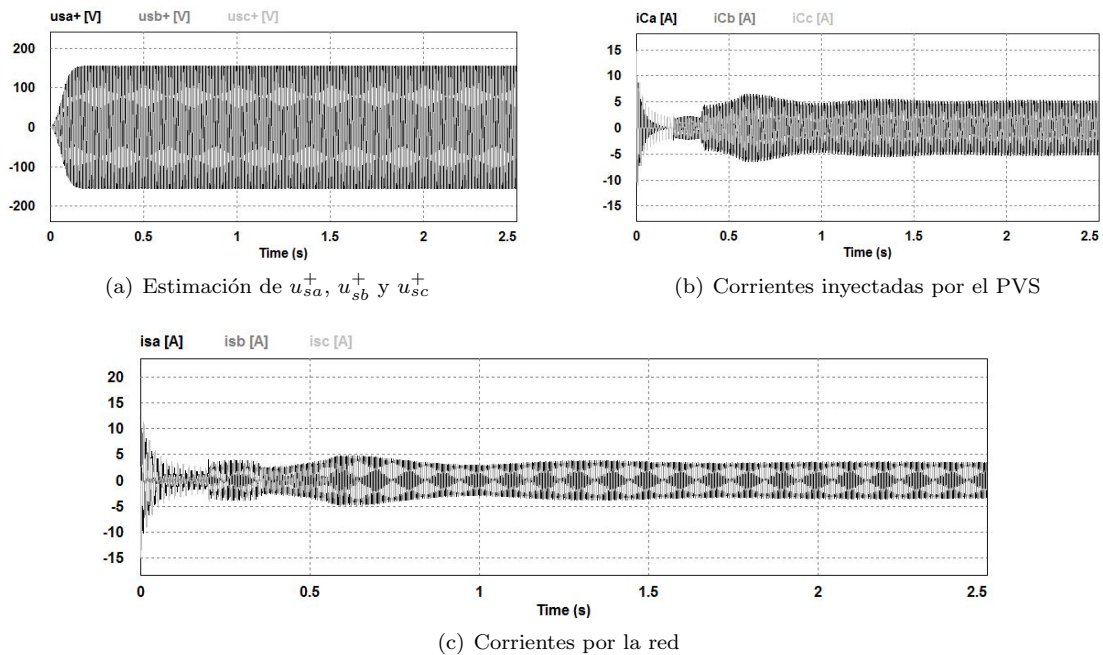


Figura 6.31: Caso 3 configuración 1 - Resultados de la etapa de AC

Al detallar la Figura 6.31(a) se puede evidenciar que una vez el algoritmo AB-KF converge hacia la estimación de la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC después de  $t = 128$  [ms], no se presentan comportamientos transitorios en esta estimación. Lo anterior se debe a que las tensiones del PCC se modelan mediante una fuente de tensión independiente ideal, por lo que la inicialización del sistema no produce variaciones en esta tensión.

En la Figura 6.32(a) se presentan las corrientes que fluyen por el PVS en el intervalo comprendido entre  $0 \leq t < 50$  [ms], las cuales son requeridas para cargar los condensadores del lado de continua del in-

versor. En este intervalo no se habilitan las acciones de compensación, por lo que las corrientes resultantes por la red de distribución se encuentran desbalanceadas, distorsionadas y en desfase con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC (ver figuras 6.32(b) y 6.32(c)).

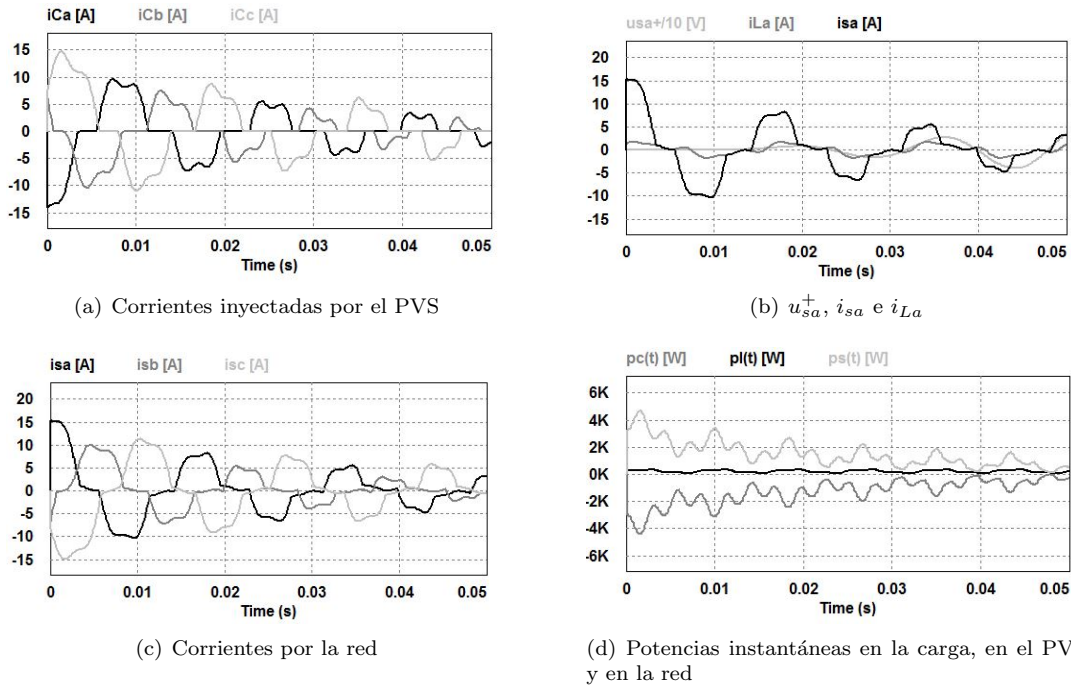


Figura 6.32: Caso 3 configuración 1 - Resultados de la etapa de AC entre  $0 \leq t < 50$  [ms]

En la Figura 6.33 se presenta el comportamiento transitorio de las variables del sistema una vez entra en servicio el inversor de potencia, el sistema encargado de controlar las tensiones del lado de continua del inversor y el control del inversor de potencia. Tal como se observa, las tensiones en los condensadores del lado de continua del inversor son cargadas mediante una corriente sinusoidal de secuencia positiva a la frecuencia fundamental a partir de  $t = 200$  [ms]. Este control es ejercido por medio de los controladores PI descritos en la sección 5.2 de este trabajo.

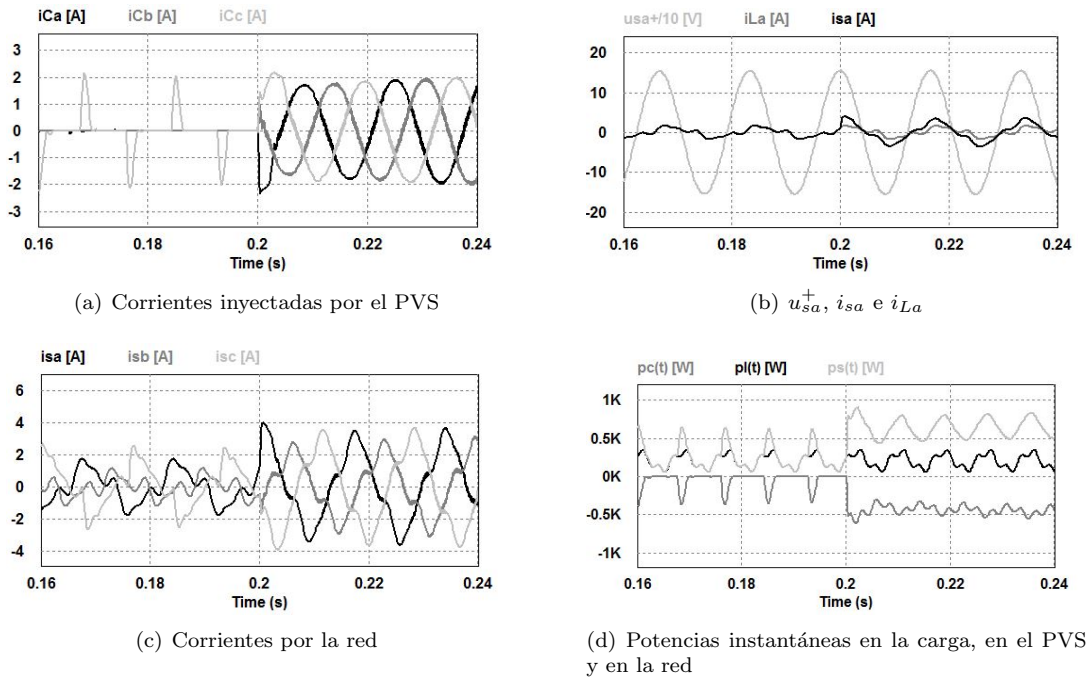


Figura 6.33: Caso 3 configuración 1 - Resultados de la etapa de AC entre  $160 \leq t < 240$  [ms]

El comportamiento transitorio de las variables del sistema una vez se habilita el controlador MPPT y se incorporan las funciones de filtrado activo de potencia se presenta en la Figura 6.34. Note que a partir de  $t = 350$  [ms] el PVS empieza a inyectar una corriente a la red encargada de mitigar las perturbaciones provenientes de las corrientes de la carga y de entregar la potencia activa producida por el generador fotovoltaico. Tal como se observa en la Figura 6.34(b), la corriente por la red de distribución después de  $t = 360$  [ms] es sinusoidal a la frecuencia fundamental y está desfasada  $\pi$  [rad] con respecto a  $u_{sa}^+$ .

En la Figura 6.34(d) se observa el cambio abrupto que se produce en la potencia entregada por la red de distribución y por el PVS alrededor de  $t = 350$  [ms]. Lo anterior se debe a que a partir de este instante el PVS inyecta la potencia generada por los módulos fotovoltaicos y la potencia requerida para ejercer las acciones de compensación.

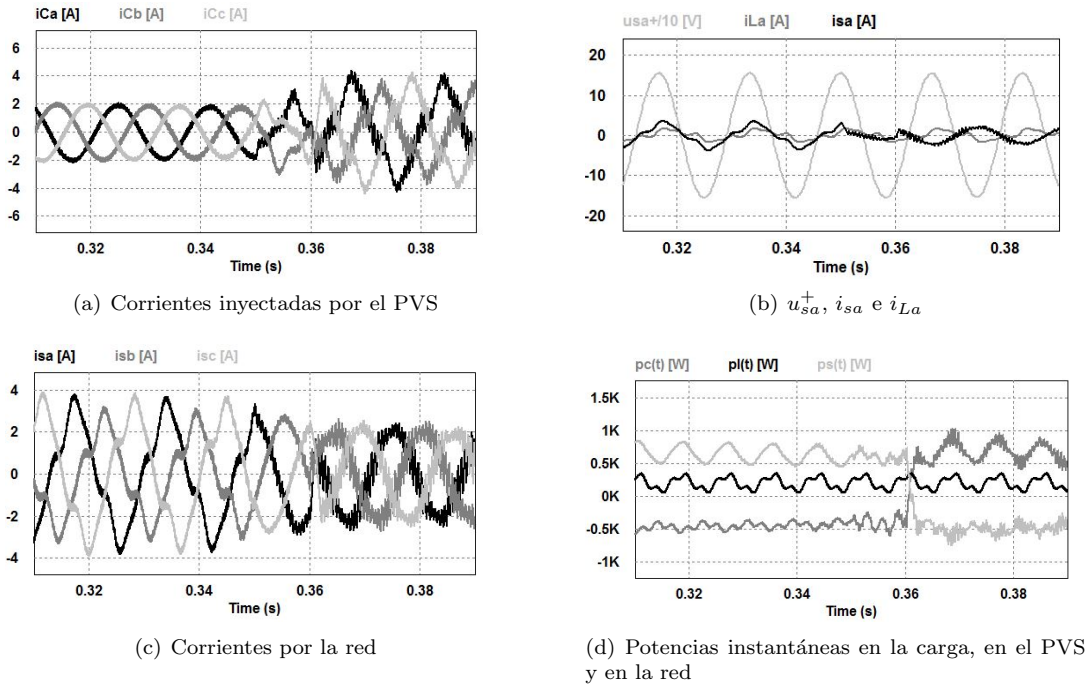


Figura 6.34: Caso 3 configuración 1 - Resultados de la etapa de AC entre  $310 \leq t < 390$  [ms]

Finalmente en la Figura 6.35 se presentan los resultados obtenidos cuando el sistema ha alcanzado régimen permanente. Tal como se observa, la corriente resultante por la red de distribución corresponde a una señal sinusoidal de secuencia positiva a la frecuencia fundamental. El PVS corrige las perturbaciones en las corrientes resultantes por la red de suministro, mejora el factor de potencia e inyecta la potencia activa generada por el conjunto de paneles fotovoltaicos.

### 6.3. Síntesis

En este capítulo se evaluó el funcionamiento de las estrategias de control propuestas mediante simulaciones en PSIM. Se analizaron tres casos de simulación: tensión de suministro ideal con carga no lineal desequilibrada y cambio abrupto en el nivel de irradiancia, tensión de suministro distorsionada y desbalanceada con carga no lineal desequilibrada, y un tercer caso en donde se analizó la inicialización y entrada en servicio del sistema fotovoltaico.

En cuanto a los algoritmos MPPT, tanto la técnica P&O clásica como el algoritmo propuesto P&O de paso variable con red de compensación presentaron buenos resultados en el seguimiento de la máxima potencia para los tres casos de estudio. Vale la pena resaltar que la técnica propuesta presentó menores errores de seguimiento que la técnica tradicional.

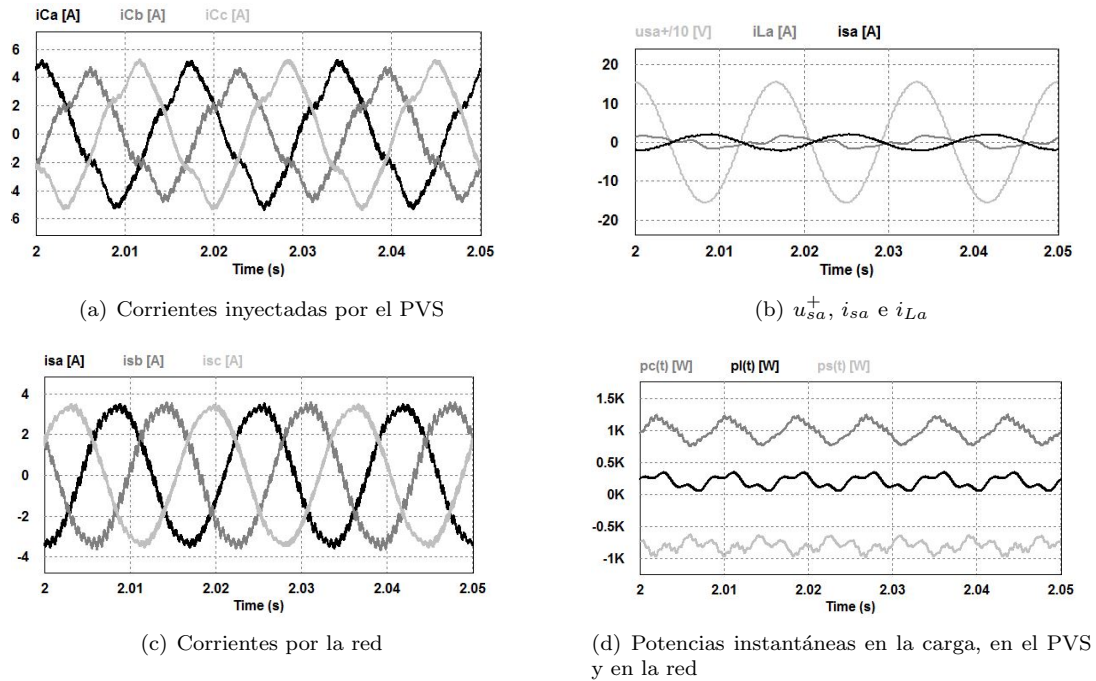


Figura 6.35: Caso 3 configuración 1 - Resultados de la etapa de AC entre  $2 \leq t < 2,05$  [s]

En los casos probados la estrategia de generación de la referencia logró mejorar la calidad de la forma de onda y el balance en las corrientes resultantes por la red de distribución, tanto para tensiones ideales en el PCC como para condiciones desbalanceadas y distorsionadas en el PCC. Adicionalmente, el factor de potencia resultante fue mejorado y la potencia activa entregada por el generador fotovoltaico fue inyectada correctamente a la red para los tres casos de estudio, sin afectar la calidad de las corrientes por la red de distribución.

Los resultados obtenidos verifican el funcionamiento de los algoritmos de control y son un punto de partida para la puesta en marcha del prototipo experimental del sistema fotovoltaico conectado a la red, el cual se expone en el siguiente capítulo.

---

## Prototipo experimental y resultados

*En este capítulo se describen cada una de las etapas del prototipo experimental implementado en esta tesis, el cual corresponde a un sistema fotovoltaico conectado a la red de distribución con funciones de filtrado activo de potencia. Además, se presentan resultados experimentales del funcionamiento del prototipo ante perturbaciones en la carga y en las tensiones del PCC. Se evalúa el funcionamiento de las estrategias de los tres lazos de control del sistema: seguimiento del punto de máxima potencia, generación de la referencia y control del inversor. Los resultados obtenidos evidencian el correcto funcionamiento del sistema implementado y de los algoritmos de control.*

### 7.1. Descripción del prototipo experimental

Con el fin de evaluar el funcionamiento de los algoritmos de control contemplados en este trabajo, se implementó un prototipo experimental de un PVS conectado a la red de distribución, incluyendo funciones de filtrado activo de potencia. En la Figura 7.1 se presenta un diagrama de las diferentes etapas que conforman el prototipo experimental. Según se observa, el prototipo integra 11 etapas: fuente AC programable, generador fotovoltaico, tableros de conexión, convertidor SEPIC, inversor de potencia, filtro de conexión y sistema de inicialización, carga, sensado y adecuación de señales, aislamiento y adecuación de señales, fuentes de alimentación y sistema de control.

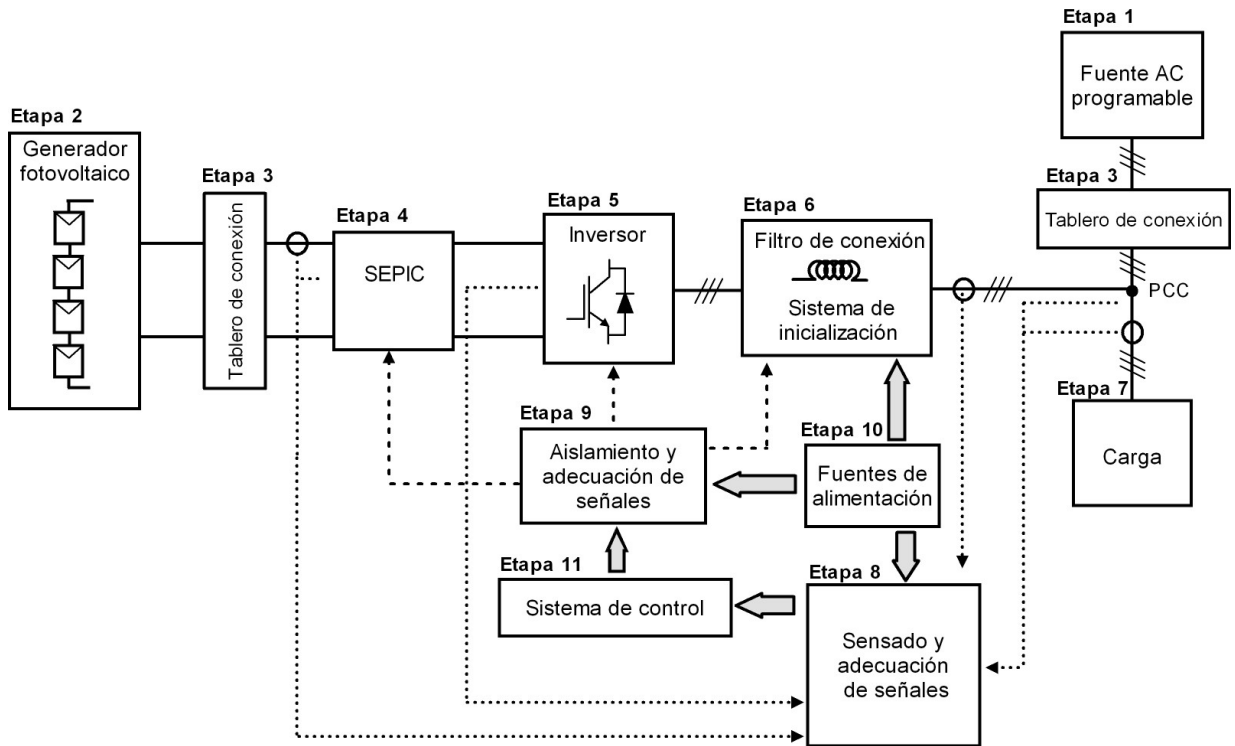


Figura 7.1: Diagrama del prototipo experimental

En la Figura 7.2 se presentan fotografías del prototipo experimental implementado. A continuación se describen cada una de las etapas.



(a) Sistema de interconexión del generador a la red y carga perturbadora



(b) Fuente AC programable



(c) Generador fotovoltaico

Figura 7.2: Fotografías del prototipo experimental

### 7.1.1. Etapa 1: Fuente AC programable

La primera etapa del prototipo corresponde a la fuente de tensión programable de referencia 61511 de Chroma, mostrada en la Figura 7.2(b). Entre las principales características de la fuente se destacan: máxima tensión de salida de hasta 300 Vac, capacidad máxima de potencia de 12 kVA y frecuencia de

salida en el rango entre 15 Hz a 1500 Hz [179].

La fuente 61511 de Chroma permite generar tensiones trifásicas en el PCC con diferentes formas de onda, ya sea predefinidas en la fuente o programadas por el usuario. Esta fuente permite sintetizar diferente tipos de perturbaciones tales como: componentes armónicas o componentes interarmónicas en las tensiones de salida, huecos de tensión, interrupciones de corta duración, desbalances de tensión, variaciones de tensión, entre otros.

### 7.1.2. Etapa 2: Generador fotovoltaico

El generador fotovoltaico considerado en este trabajo (ver Figura 7.3) está compuesto por la conexión serie de cuatro paneles solares, obteniendo una capacidad instalada de 980 Wp. Dos de los paneles solares considerados son de referencia KD240GH-2PB (240 Wp) de la marca KYOCERA [180] y los otros dos paneles son de referencia UP-M250P (250 Wp) de Upsolar [181]. Las características eléctricas de los dos tipos de paneles solares y sus curvas características se presentan en el Anexo A.



(a) Edificio de investigaciones en Guatiguará



(b) Instalación paneles solares

Figura 7.3: Fotografías del generador fotovoltaico

Los paneles solares fueron instalados en la terraza del edificio de investigaciones de la sede de Guatiguará de la Universidad Industrial de Santander (UIS), tal como se observa en la Figura 7.3. La sede de Guatiguará de la UIS se encuentra ubicada en las coordenadas geográficas  $6^{\circ}59'37,7''\text{N } 73^{\circ}04'10,8''\text{W}$ . Para la instalación de los paneles, se construyó una estructura metálica, la cual se muestra en la Figura 7.3(b). Los paneles se fijaron a una inclinación de  $7^{\circ}$  (ángulo que forma la superficie de los módulos con

respecto al plano horizontal) y se orientaron al Sur.

Las señales de salida de los cuatro paneles solares fueron llevadas mediante cable duplex calibre 10 (AWG 2x10) hasta el laboratorio de Integración Energética ubicado en el tercer nivel del edificio de investigaciones de la sede de Guatiguará, lugar donde se implementó el resto del prototipo experimental.

Para la medición de las variables atmosféricas a las cuales se encuentran expuestos los paneles solares (principalmente temperatura y radiación solar), se instaló la estación meteorológica Davis Vantage Pro2<sup>TM</sup> 6162 [182] en la terraza del edificio de investigaciones, tal como se observa en la Figura 7.4(a). La estación permite realizar la medición de las siguientes variables: Radiación Solar y UV, precipitación, dirección y velocidad del viento, humedad, temperatura y presión barométrica. Esta estación es inalámbrica y dispone de una consola para visualización de datos y gráficas de las variables medidas (ver Figura 7.4(b)).



(a) Estación metereológica y tripode



(b) Consola

Figura 7.4: Fotografías de la estación metereológica Davis Vantage Pro2<sup>TM</sup> 6162

### 7.1.3. Etapa 3: Tableros de conexión

Las señales trifásicas provenientes de la fuente AC programable son llevadas hasta el tablero de conexión presentado en la Figura 7.5(b). Este tablero es utilizado para realizar las conexiones entre la fuente, el PVS y la carga.

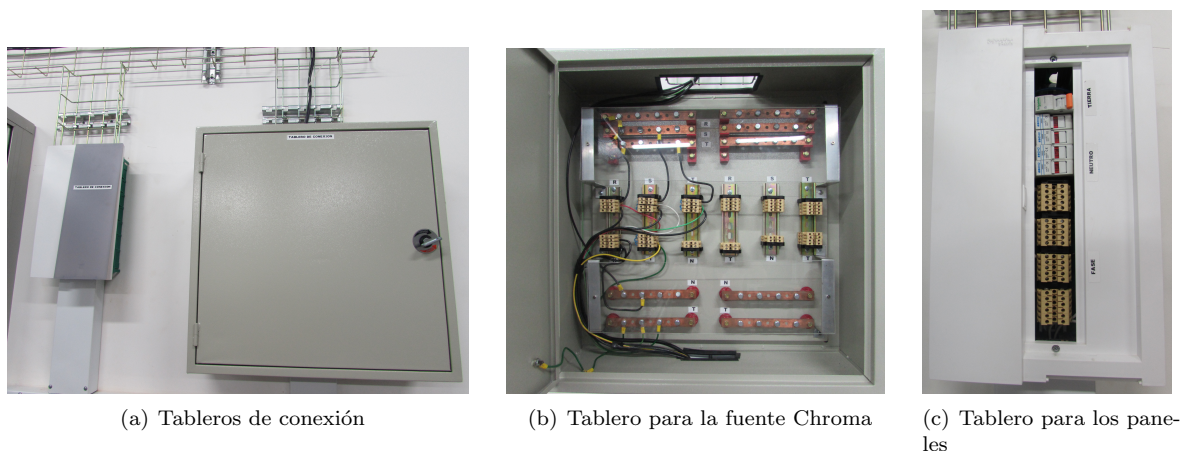


Figura 7.5: Fotografías de los tableros de conexión

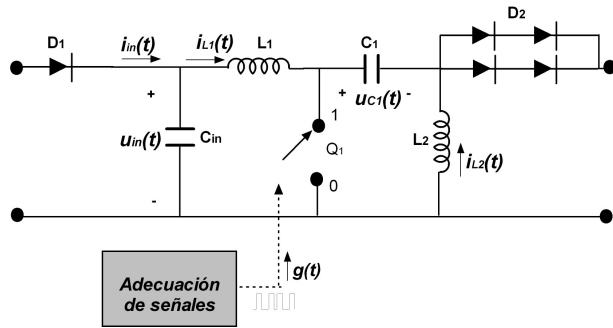
Por otro lado, las señales provenientes de los paneles solares se conectan al tablero presentado en la Figura 7.5(c). En este tablero, la señal de cada panel es conectada a un fusible marca SCHURTER de 15[A] especial para sistemas fotovoltaicos. Las señales de salida de los fusibles son conectadas de tal forma que los cuatro paneles queden conectados en serie. Finalmente, la señal total resultante es conectada a una protección de 16 A.

#### 7.1.4. Etapa 4: Convertidor SEPIC

En este trabajo se implementó un convertidor SEPIC para adecuar las señales de salida del generador y seguir el punto de máxima potencia. El diseño del convertidor se presentó anteriormente en la sección 3.2 de esta tesis. En la Figura 7.6(a) se presenta el diagrama del convertidor y en las figuras 7.6(c) y 7.6(d) se muestran fotografías de la implementación.

El convertidor implementado cuenta con los siguientes componentes:

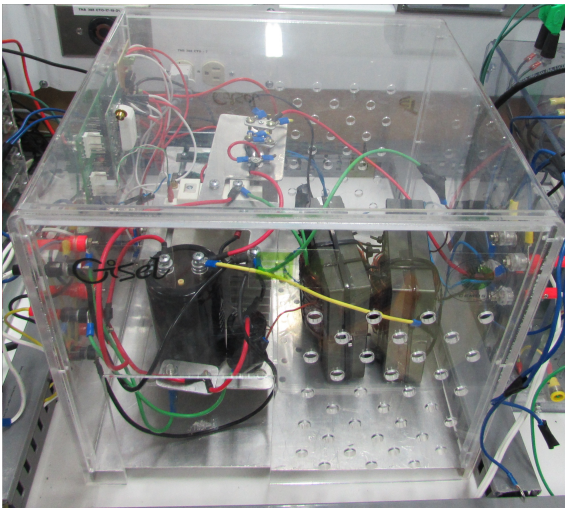
- Un módulo IGBT de referencia SKM50GAL12T4 de SEMIKRON. El IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) contenido en este módulo corresponde al interruptor  $Q_1$  del SEPIC (ver Figura 7.6(a)). Este IGBT cuenta con un diodo en antiparalelo y sus especificaciones técnicas más relevantes son: Tensión  $V_{CES}$  máxima de 1200 V a 25°C, corriente nominal de colector de 50 A y tensión  $V_{CES}$  típica en saturación de 1.85 V a 25°C.
- Módulos SKYPER 32R y Board 1 SKYPER 32R de SEMIKRON. Estos módulos corresponden a la tarjeta de disparo (*driver*) para el módulo IGBT. Su frecuencia máxima de operación es 50 kHz.



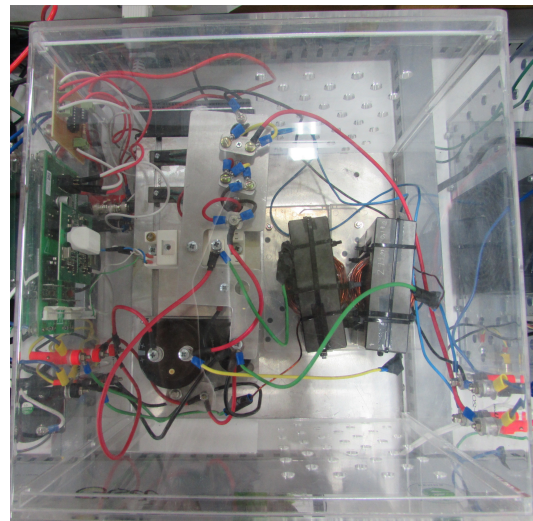
(a) Diagrama del SEPIC



(b) Núcleo EE130



(c) Fotografía del SEPIC



(d) Fotografía del SEPIC

Figura 7.6: Convertidor SEPIC

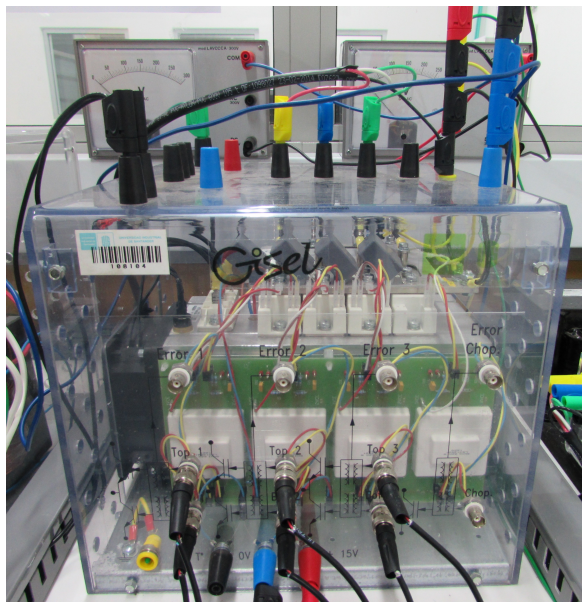
- Tarjeta para adecuación de la señal de conmutación. Esta tarjeta permite adecuar los niveles de tensión y potencia de la señal de conmutación entre la tarjeta de control y el módulo SKYPER 32R. El diseño e implementación de esta tarjeta se expone más adelante en la Etapa 9.
- Los inductores  $L_1$  y  $L_2$  se construyeron utilizando núcleos de ferrita de referencia EE130. Estos núcleos se muestran en la Figura 7.6(b). Los núcleos fueron bobinados con alambre de cobre calibre 18. El número de vueltas de cada inductor fue determinado experimentalmente para obtener una inductancia de aproximadamente 5 mH a una frecuencia de 14 kHz.
- Un condensador de  $2200 \mu F/400 V$  para  $C_1$  y dos condensadores de  $560 \mu F/250 V$  en paralelo para formar  $C_{in}$ .
- Cuatro diodos de referencia SCS215AMC. Entre las especificaciones técnicas más relevantes están: tensión inversa máxima (pico repetitivo) de 650 V y máxima corriente continua en polarización

directa de 15 A a 25°C. Los diodos son conectados tal como se observa en la Figura 7.6(a) formando el elemento  $D_2$ .

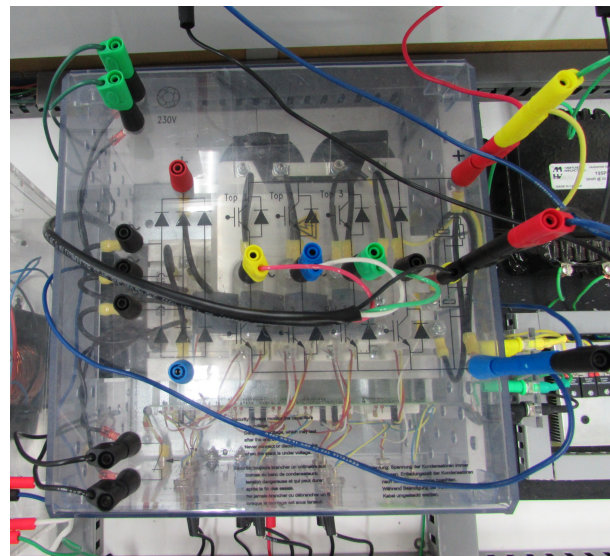
- Un diodo de referencia SKR50/04 de SEMIKRON. Este diodo es utilizado en la entrada del convertidor SEPIC (diodo  $D_1$  en la Figura 7.6(a)) para impedir el paso de corriente desde el convertidor hacia los paneles solares.
- Disipador de calor de referencia KL-285(P3) de SEMIKRON. Este disipador es utilizado para el módulo IGBT y para los diodos de potencia SCS215AMC.
- Un ventilador alimentado a 120V/60Hz.

### 7.1.5. Etapa 5: Inversor de potencia

En esta etapa se consideró la topología de inversor trifásico de cuatro hilos con condensador repartido de dos niveles, presentada anteriormente en la sección 4.2. Para lo anterior, se utilizó el módulo SEMI-TEACH/IGBT de SEMIKRON el cual dispone de un inversor de potencia trifásico de dos niveles, tal como se observa en la Figura 7.7. Este módulo fue modificado para habilitar un acceso al punto medio entre los condensadores del lado de continua del inversor, con el fin de obtener la topología de cuatro hilos (con conexión al neutro).



(a) Foto del inversor de potencia



(b) Parte superior del inversor

Figura 7.7: Fotografías del inversor de potencia

El inversor de SEMIKRON cuenta con los siguientes componentes:

- Tres módulos IGBT de referencia SKM50GB123D de SEMIKRON. Cada uno de los módulos corresponde a una rama del inversor, por lo que está compuesto de dos IGBT cada uno con un diodo en antiparalelo, conectados en serie y cuyo punto medio es un terminal de salida. Entre las especificaciones técnicas más relevantes de los IGBT están: Tensión  $V_{CES}$  máxima de 1200 V a  $25^{\circ}C$ , corriente nominal de colector de 50 A y tensión  $V_{CES}$  típica en saturación de 2.5 V a  $25^{\circ}C$ .
- Tres módulos SKHI 22 AR de SEMIKRON. Estos módulos corresponden a las tarjetas de disparo (*drivers*) para los módulos IGBT. Su frecuencia máxima de operación es 50 kHz.
- Dos condensadores conectados en serie de  $2200 \mu F/400$  V cada uno. Se habilitó un acceso al punto medio entre estos condensadores con el fin de obtener la topología de cuatro hilos con condensador repartido. Cada condensador cuenta con una resistencia de  $22 k\Omega$  en paralelo, las cuales permiten la descarga de los condensadores cuando no se suministra energía.
- Un condensador *snubber* conectado en paralelo a cada IGBT. Estos condensadores limitan sobre tensiones durante las conmutaciones y por lo tanto reducen pérdidas. Además, los condensadores protegen los IGBT contra sobrepicos destructivos.
- Disipador de calor de referencia P3/250 de SEMIKRON para los módulos IGBT.
- Un ventilador alimentado a 230V/60Hz.
- Dispositivos de protección térmicos. El módulo cuenta con un contacto térmico normalmente encendido y un sensor de temperatura de referencia LM335Z de National Semiconductor ubicado en el disipador de calor. El contacto térmico se encuentra mecánicamente cerrado cuando su temperatura es menor a  $71^{\circ}C$  y se abre cuando la temperatura es mayor. Este contacto es conectado en serie con la alimentación de los módulos SKHI 22 AR, con el fin de detener la operación del inversor bajo la ocurrencia de un sobre calentamiento.

### 7.1.6. Etapa 6: Filtro de conexión a la red y sistema de inicialización

El inversor de potencia es conectado a la red por medio del sistema expuesto en la Figura 7.8. El filtro de conexión está compuesto por tres bobinas (L) del fabricante Hammond Manufacturing, cada una de 30mH y corriente nominal de 20A, las cuales se observan en la Figura 7.9.

Si los condensadores del lado de continua del inversor ( $C_{dc1}$  y  $C_{dc2}$ ) se encuentran descargados al momento de conectar el inversor de potencia a la red eléctrica, se producirá la carga de los mismos por medio del puente rectificador trifásico no controlado formado por los diodos de libre circulación en antiparalelo

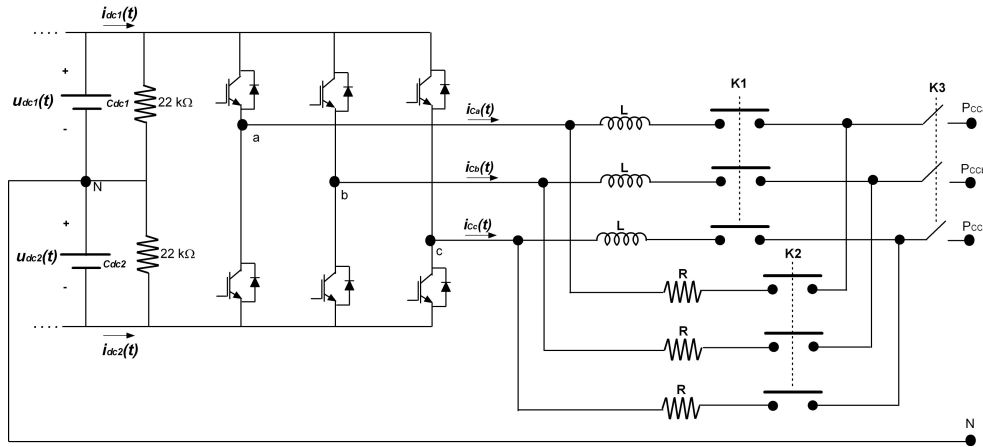


Figura 7.8: Diagrama del filtro de conexión a la red y del sistema de inicialización

con los IGBT. Si el inversor se conecta directamente a la red por medio de los inductores del filtro, las corrientes que circularán por el convertidor pueden llegar a ser elevadas y podrían destruir los diodos de libre circulación o accionar la protección K3 (ver Figura 7.8). En consecuencia, aparte del filtro de conexión, se requiere un sistema de inicialización.

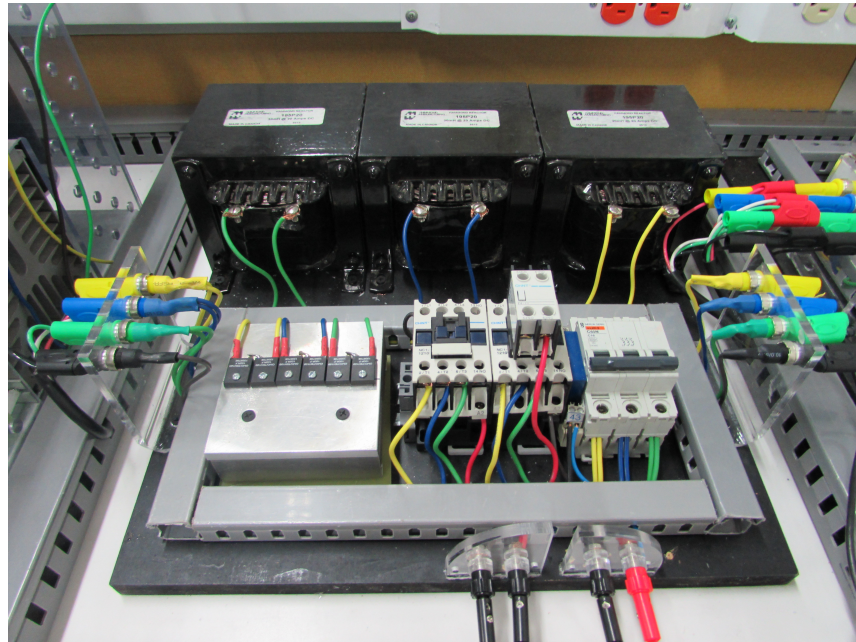


Figura 7.9: Fotografía del filtro de conexión a la red y del sistema de inicialización

El sistema de inicialización contemplado en esta tesis esta compuesto por dos contactores trifásicos

(K1 y K2 en la Figura 7.8), un relé de estado sólido y un conjunto de resistencias. La implementación de este sistema se presenta en la Figura 7.9.

El contactor K2 es el encargado de la carga inicial de los condensadores por medio de las resistencias (R). En este sentido, este contactor es accionado al momento de conectar el inversor a la red. El valor de la resistencia R se selecciona en  $200\Omega$ , con el fin de proporcionar una carga lenta de los condensadores y un valor máximo para la corriente de carga de 1.5 A. La resistencia de cada rama esta compuesta por la conexión en serie de dos resistencias de  $100\Omega/100W$  cada una. Cuando los valores de las tensiones en los condensadores llegan a valores suficiente altos, se acciona el contactor principal K1 y se realiza la desconexión del contactor K2. De esta manera, se habilita el filtro.

El contactor K1 es accionado por medio de un relé de estado sólido controlado desde el sistema de control del PVS. La bobina de este relé (de 120 V) es alimentada por la Etapa 10 (Fuentes de alimentación). El contactor K2 es accionado por medio de un contacto normalmente cerrado conectado el contactor K1. En este sentido, cuando el contactor K1 está accionado, el contactor K2 esta desconectado y viceversa.

En la Figura 7.10 se presenta el resultado experimental obtenido al accionar el contactor K2. Inicialmente los condensadores estaban descargados y después de accionar el contactor K2, éstos son cargados hasta un valor de tensión de aproximadamente 135 V cada uno.

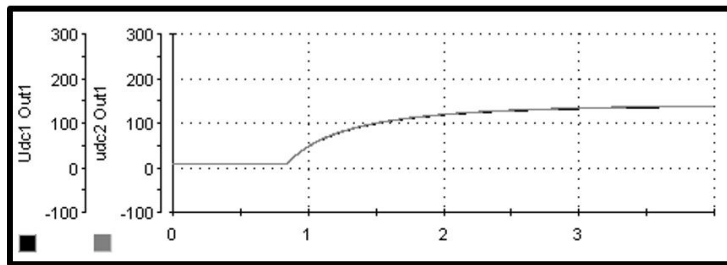


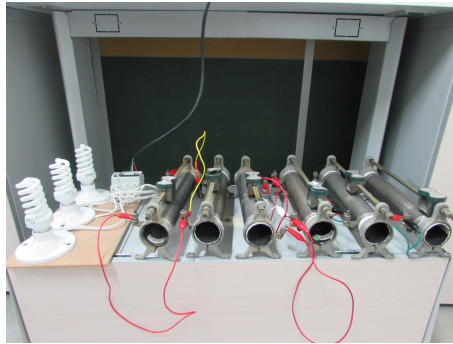
Figura 7.10: Tensiones en los condensadores  $C_{dc1}$  y  $C_{dc2}$  al accionar en contactor K2

### 7.1.7. Etapa 7: Carga

La carga considerada para las pruebas experimentales está compuesta de:

- Carga 1: Carga resistiva trifásica desbalanceada en conexión Y ( $R_a \simeq 23\Omega$ ,  $R_b = R_c \simeq 31,5\Omega$ ). La carga es mostrada en la Figura 7.11(a).

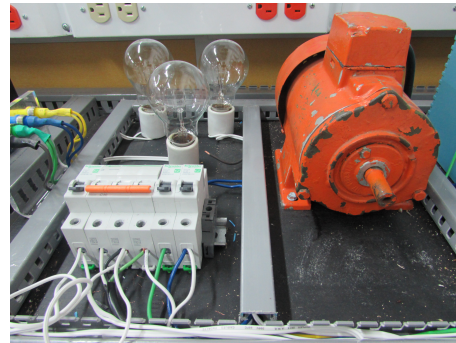
- Carga 2: Tres luminarias fluorescentes de 20W cada una, mostradas en la Figura 7.11(a). Cada luminaria es conectada a una fase del sistema.
- Carga 3: Tres bombillos incandescentes de diferente potencia cada uno (150W, 200W y 75W), tal como se muestra en la Figura 7.11(b). Cada uno de los bombillos es conectado a una fase del sistema.
- Carga 4: Dos bombillos incandescentes de 150W/220V cada uno (ver Figura 7.11(c)). Un bombillo es conectado entre las fases a y c, y el otro entre las fases b y c.
- Carga 5: Un motor de inducción trifásico marca SIEMENS (ver Figura 7.11(c)). El motor es operado al vacío.



(a) Cargas 1 y 2



(b) Carga 3



(c) Cargas 4 y 5

Figura 7.11: Fotografías de las cargas

Las corrientes demandadas por cada una de las cargas son presentadas en las Figuras 7.12, considerando las tensiones ideales en el PCC dadas en la ecuación (7.1). La corriente total demandada al conectar el conjunto de las 5 cargas es presentada en la Figura 7.12(f) para la fase *a*. En esta figura también se presenta la tensión en el PCC para la fase *a*. Note que la corriente resultante no está en fase con la tensión y además está distorsionada.

$$\begin{aligned}
 u_{sa} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t) \text{ [V]} \\
 u_{sb} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t - 120^\circ) \text{ [V]} \\
 u_{sc} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t + 120^\circ) \text{ [V]}
 \end{aligned}
 \tag{7.1}$$

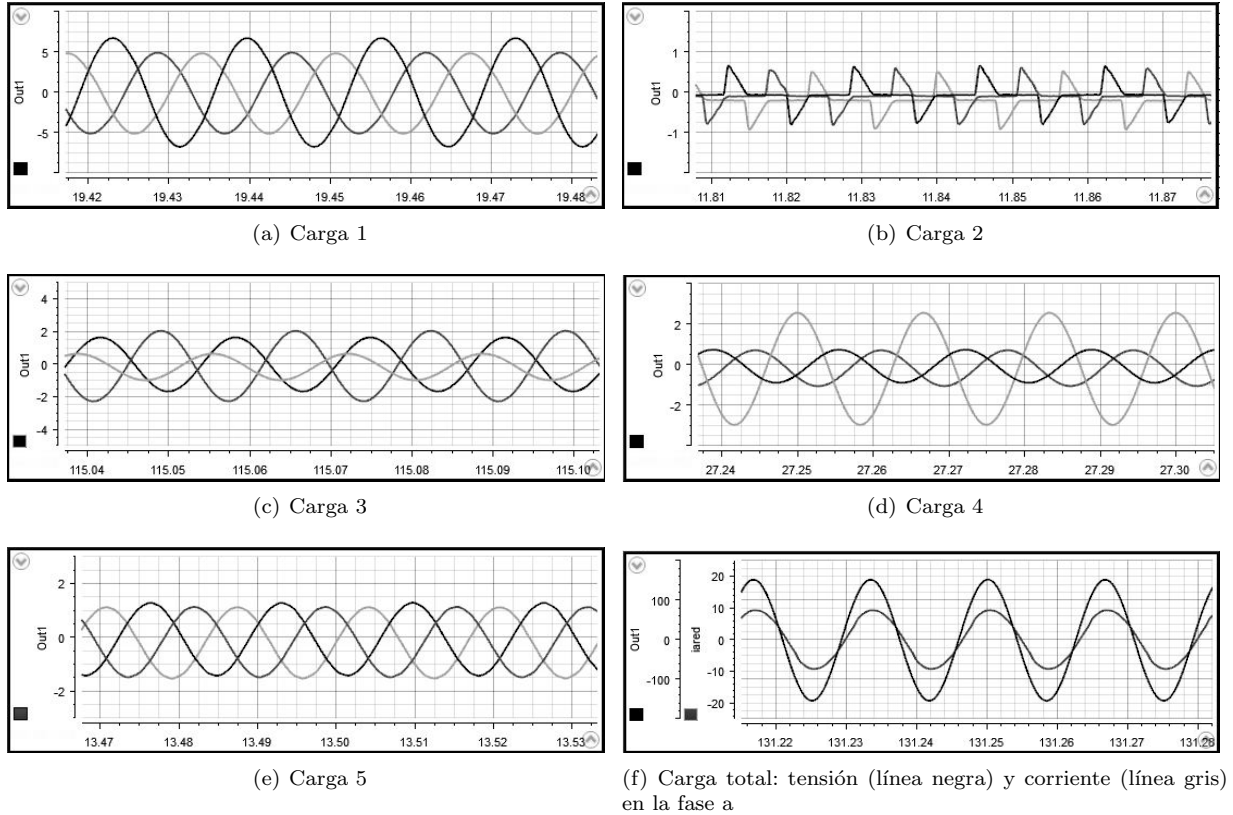


Figura 7.12: Corrientes demandadas por las cargas:  $i_{La}$  [A] (línea negra),  $i_{Lb}$  [A] (línea gris oscura) e  $i_{Lc}$  [A] (línea gris clara)

### 7.1.8. Etapa 8: Sensado y adecuación de señales

Esta etapa está encargada del sensado y adecuación de las siguientes señales:

- Corrientes demandadas por la carga ( $i_{La}$ ,  $i_{Lb}$  e  $i_{Lc}$ ).
- Corrientes inyectadas por el PVS ( $i_{Ca}$ ,  $i_{Cb}$  e  $i_{Cc}$ ).
- Corriente generada por el módulo fotovoltaico ( $i_{in}$ ).
- Tensión generada por el módulo fotovoltaico ( $u_{in}$ ).

- Tensiones en los condensadores del lado de continua del inversor ( $u_{dc1}$  y  $u_{dc2}$ ).
- Tensiones en el PCC ( $u_{sa}$  e  $u_{sb}$ ).

Las anteriores señales deben ser sensadas y adecuadas para ser leídas posteriormente por el sistema de control del PVS, cuyo convertidor A/D (Analogico/Digital) trabaja en el rango de tensión de  $\pm 10V$ . Además, el módulo debe ofrecer un aislamiento entre las señales del circuito de potencia y las señales entregadas al sistema de control.

Para el sensado de las señales de tensión, se utilizan transductores de referencia LV 25-P fabricados por la empresa LEM, en conjunto con una etapa de adecuación construida utilizando el amplificador operacional OP470 de ANALOG DEVICES. El transductor ofrece aislamiento galvánico y es ajustado para obtener una relación de transformación de 250V/5V. La etapa de adecuación se ajusta con una ganancia de 2V/V, por lo que el sistema total presenta una relación de transformación de 250V/10V. En la Figura 7.13(a) se presenta una fotografía de una de las tarjetas para el sensado de tensión.

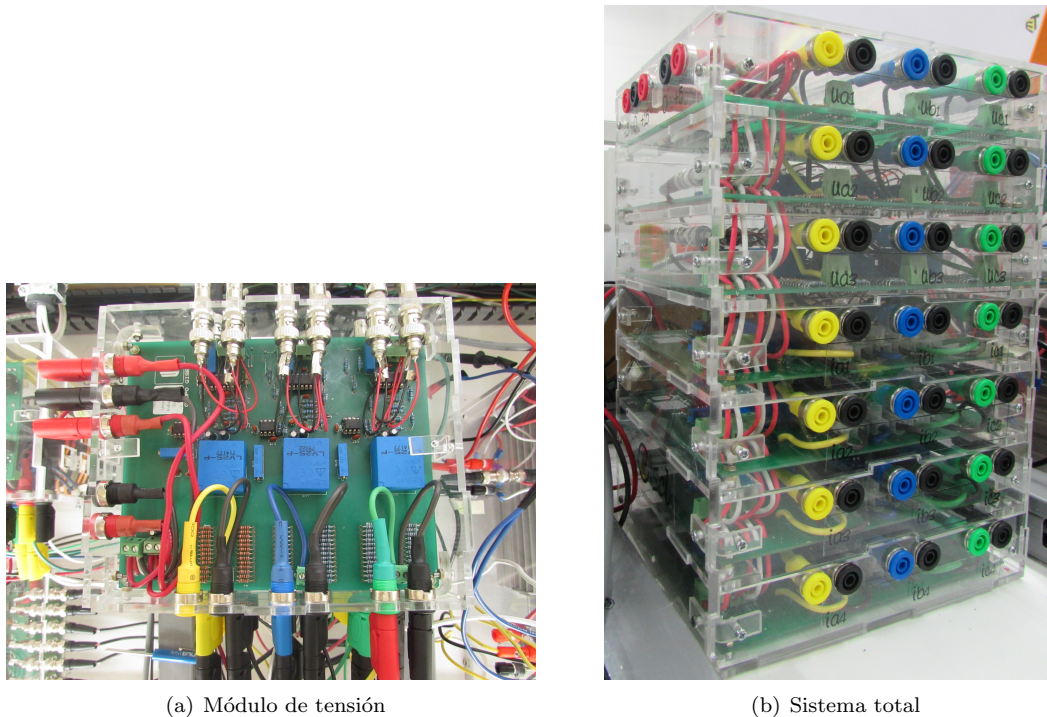


Figura 7.13: Fotografías del sistema de sensado y adecuación de señales

En el caso de las señales de corriente, se utilizan transductores de referencia LA 25-NP de LEM, en conjunto con una etapa de adecuación construida utilizando el amplificador operacional OP470. Este trans-

ductor ofrece también aislamiento galvánico y es ajustado para obtener una relación de transformación de  $12.5A/5V$  para la corriente del generador fotovoltaico y de  $25A/5V$  para el resto de corrientes. La etapa de adecuación se ajusta con una ganancia de  $2V/V$  en ambos casos, por lo que los sistemas de sensado finales presentan unas relaciones de transformación de  $12.5A/10V$  y  $25A/10V$ .

Las tarjetas para el sensado de tensión y corriente son alimentadas con  $\pm 15V$ . En la Figura 7.13(b) se observa el módulo total de sensado y adecuación, el cual incluye tanto las tarjetas de tensión como de corriente.

### 7.1.9. Etapa 9: Aislamiento y adecuación de señales

Las señales de conmutación del inversor de potencia y del SEPIC, así como la señal de control del relé de estado sólido de la etapa de inicialización, son generadas utilizando la tarjeta de control dSPACE 1104 (descrita más adelante), la cual entrega las señales a nivel TTL:  $5V$  (nivel alto) y  $0V$  (nivel bajo), con una corriente máxima de salida de  $\pm 5 mA$ . Estas señales de control deben adecuarse según los niveles de tensión de entrada de las tarjetas de disparo (*drivers*) de los IGBT y del relé de estado sólido. Además, se debe garantizar aislamiento entre las señales del sistema de control y las señales entregadas al circuito de potencia.

Tanto las tarjetas de disparo de los IGBT (SKHI 22 AR y SKYPER 32R), como el relé de estado sólido, trabajan con señales de entrada de conmutación típicas de  $15V$  (nivel alto) y  $0V$  (nivel bajo). En este sentido, para adecuar los niveles de tensión y ofrecer el aislamiento requerido, se utiliza el sistema mostrado en la Figura 7.14. Este circuito está compuesto por un *buffer* no inversor de referencia CD4050BC y el dispositivo optoacoplador HCPL-3120.

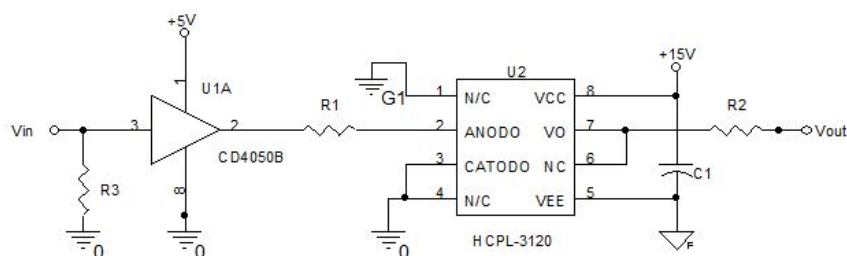


Figura 7.14: Esquemático del sistema de aislamiento y adecuación de las señales de conmutación

En la Figura 7.15 se presenta el módulo final utilizado para el aislamiento y la adecuación de las 6 señales de conmutación del inversor de potencia y la señal de control del relé de estado sólido. El módulo empleado para el aislamiento y adecuación de la señal de conmutación del SEPIC, se encuentra ubicado dentro de la etapa del convertidor presentada en la Figura 7.6(d).

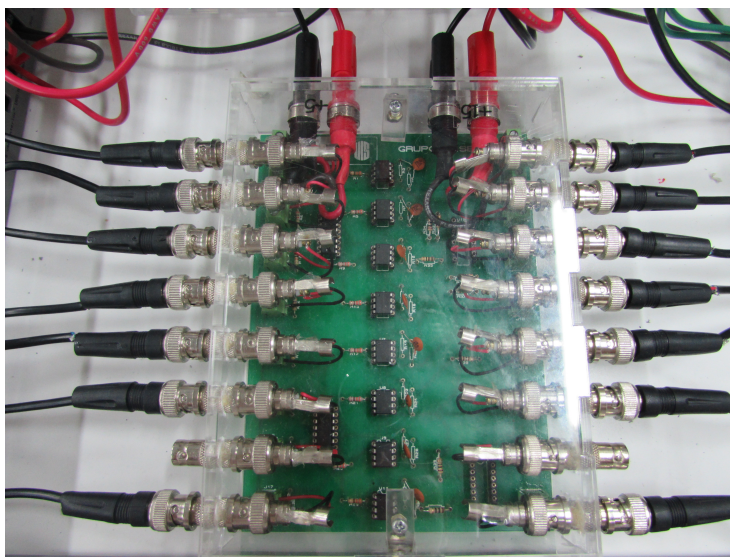


Figura 7.15: Fotografía del módulo de aislamiento y adecuación de las señales de conmutación

#### 7.1.10. Etapa 10: Fuentes de alimentación

Esta etapa del prototipo es utilizada para proporcionar las siguientes señales de alimentación:

- $\pm 15\text{Vdc}$  para alimentar la Etapa 8 (Sensado y adecuación de señales) y las tarjetas de disparo de los IGBT.
- $15\text{Vdc}$  y  $5\text{Vdc}$  para alimentar la Etapa 9 (Aislamiento y adecuación de señales).
- $230\text{Vac}/60\text{Hz}$  para alimentar el ventilador de la Etapa 5 (Inversor de potencia).
- $110\text{Vac}/60\text{Hz}$  para alimentar el ventilador de la Etapa 4 (Convertidor SEPIC) y el relé de estado solido de la Etapa 6 (Filtro de conexión a la red y sistema de inicialización).

En la Figura 7.17 se presentan fotografías del módulo implementado. Éste se alimenta de una de las fases de la red eléctrica y contiene los siguientes elementos:

- Dos transformadores (ver Figura 7.16(a)) los cuales ofrecen aislamiento galvánico entre la señal de la red y las señales de salida de alimentación. Además, la relación de transformación es seleccionada según las tensiones a obtener a la salida. Uno de los transformadores presenta relación de transformación  $110/2 \times 18 \text{ V/V}$  y  $110/8 \text{ V/V}$ . El otro transformador presenta las siguientes relaciones de transformación:  $110/2 \times 18 \text{ V/V}$ ,  $110/2 \times 8 \text{ V/V}$ ,  $110/230 \text{ V/V}$  y  $110/110 \text{ V/V}$ .
- Para la obtención de las señales de continua, se utilizan puentes rectificadores en onda completa y reguladores de tensión de referencia LMZ14203H, los cuales se observan en la Figura 7.16(b).

- Fusible de 7A.
- Ventilador alimentado a 120V/60Hz.

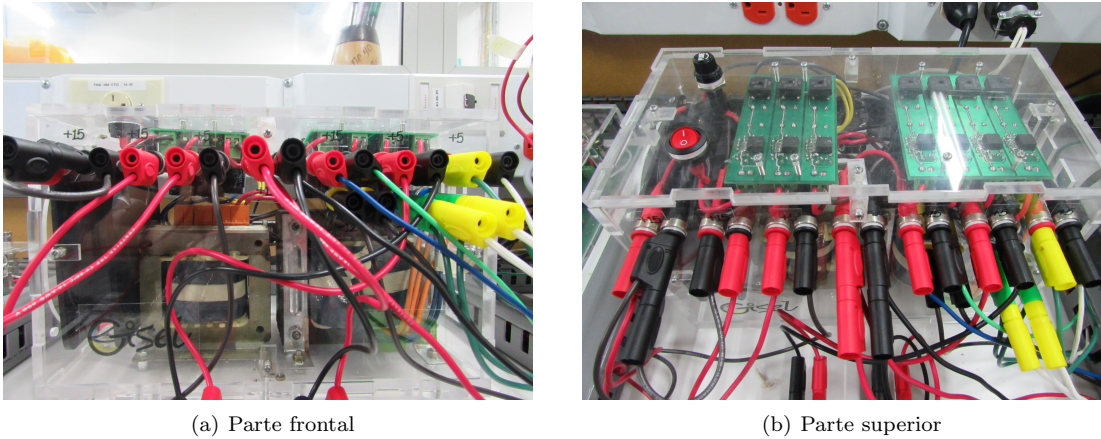


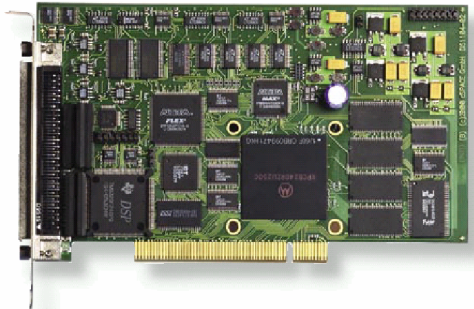
Figura 7.16: Fotografías de la fuente de alimentación

#### 7.1.11. Etapa 11: Sistema de control

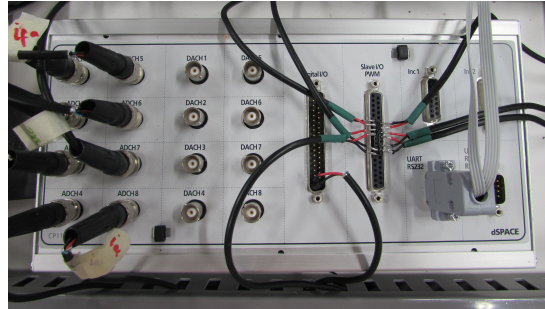
El sistema de control del PVS es implementado en dos tarjetas de control d-SPACE 1104 (ver Figura 7.17(a)). La tarjeta d-SPACE 1104 está diseñada para uso en el computador y se conecta al puerto PCI (*Peripheral Component Interconnect*) del mismo. Entre las principales especificaciones de esta tarjeta se encuentran:

- Procesador principal de punto flotante Power PC 603e de 64 bits a 250 MHz.
- Subsistema DSP esclavo basado en el microcontrolador TMS320F240 de Texas Instruments, el cual puede ser utilizado para generación de señales PWM (10 salidas PWM).
- Un convertidor A/D (ADC1) multiplexado para cuatro canales (señales ADCH1 ... ADCH4). Las principales especificaciones del convertidor son: 16-bit de resolución, rango de tensión de entrada  $\pm 10$  V y tiempo de conversión de 2  $[\mu s]$ .
- Cuatro convertidores A/D (ADC2 ... ADC5) en paralelo con un canal para cada uno (señales ADCH5 ... ADCH8). Las principales especificaciones de los convertidores son: 12-bit de resolución, rango de tensión de entrada  $\pm 10$  V y tiempo de conversión de 800  $[ns]$ .
- 8 salidas digitales/analógicas con rango de tensión de conversión  $\pm 10$  V y 16-bit de resolución.

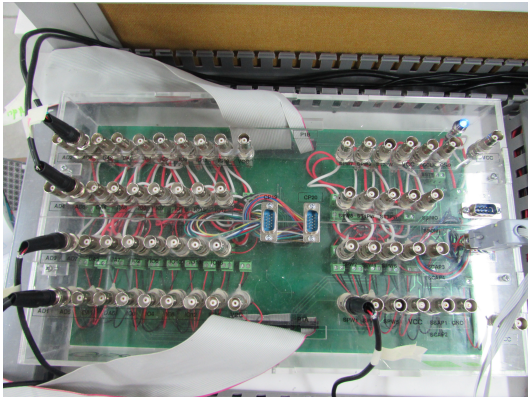
- 20 canales de propósito general (GPIO, *General-Purpose Input/Output*), con niveles de entrada/salida TTL.



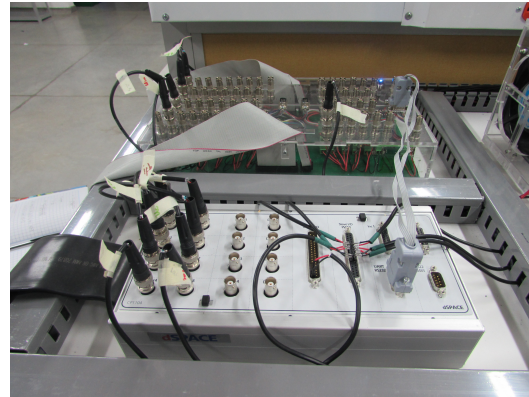
(a) Tarjeta de control d-SPACE 1104



(b) Panel de conexión



(c) Panel de conexión implementado



(d) Conexiones

Figura 7.17: Fotografías del sistema de control

Una de las principales ventajas que ofrece esta tarjeta de control es el hecho que los modelos implementados en MATLAB/Simulink pueden ser programados y ejecutados en esta tarjeta, por medio de la herramienta *Real Time Workshop*, la cual permite compilar los modelos de Simulink en lenguaje C y volcar el código generado a la d-SPACE, la cual puede operar en tiempo real de manera autónoma [108]. Además, la d-SPACE ofrece una *toolbox* para MATLAB/Simulink llamada *rti1104*, la cual incluye los diferentes componentes y periféricos de la tarjeta de control. De esta manera, la tarjeta de control se puede programar fácilmente desde Simulink.

El acceso a los periféricos de las tarjetas d-SPACE 1104, se realiza por medio de los paneles de conexión mostrados en las figuras 7.17(b) y 7.17(c). Además, en este trabajo las tarjetas se comunican por medio de la interfaz serial RS232, tal como se muestra en la Figura 7.17(d).

### Estrategias de control implementadas en las tarjetas d-SPACE 1104

Las estrategias de los tres lazos de control del sistema (seguimiento del punto de máxima potencia, generación de la referencia y control del inversor), son implementadas en las tarjetas d-SPACE 1104 según el esquema presentado en la Figura 7.18.

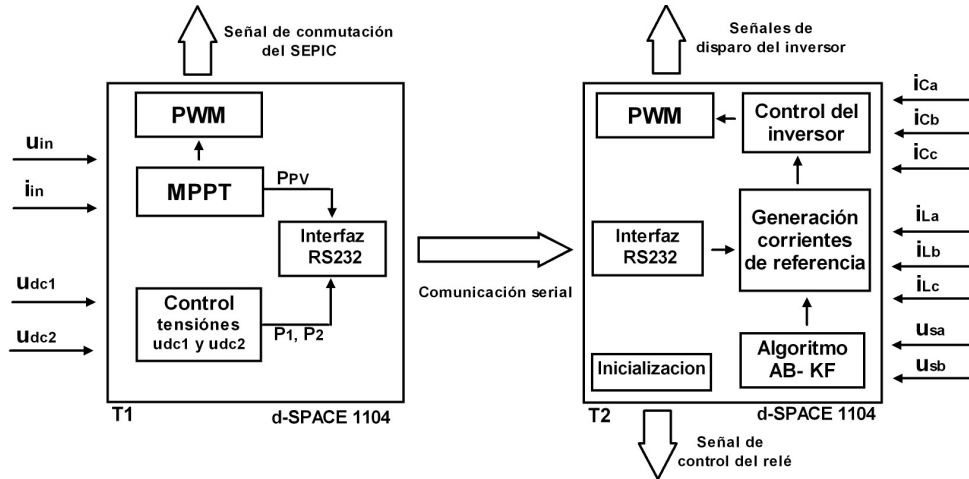


Figura 7.18: Diagrama de la implementación de los algoritmos de control en las tarjetas d-SPACE 1104

En la tarjeta T1 se realizan las siguientes tareas:

- Leer las señales de entrada ( $u_{in}$ ,  $i_{in}$ ,  $u_{dc1}$  y  $u_{dc2}$ ) por medio del módulo de conversión A/D. Para la conversión A/D se consideró una frecuencia de muestreo de 14 [kHz].
- Inicialización y ejecución del algoritmo MPPT.
- Control de las tensiones del lado de continua del inversor ( $u_{dc1}$  y  $u_{dc2}$ ).
- Envío del valor de las potencias activas  $P_{PV}$ ,  $P_1$  y  $P_2$ , a la tarjeta T2 por medio de la interfaz serial.
- Generación de la señal de conmutación del convertidor SEPIC mediante el módulo PWM de la d-SPACE.

La tarjeta T2 es programada para realizar las siguientes tareas:

- Recibir el valor de las potencias activas enviadas por la tarjeta T1, por medio de la interfaz serial.
- Leer las señales de entrada ( $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$ ,  $i_{La}$ ,  $i_{Lb}$ ,  $i_{Lc}$ ,  $i_{Ca}$ ,  $i_{Cb}$  e  $i_{Cc}$ ) por medio del módulo de conversión A/D. Para la conversión A/D se consideró una frecuencia de muestreo de 10 [kHz].

- Controlar la inicialización del sistema por medio de un canal de propósito general de la d-SPACE.
- Ejecutar el algoritmo AB-KF para la estimación de la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de las tensiones en el PCC.
- Generar las corrientes de referencia.
- Ejecutar el control del inversor el cual permite generar los ciclos de trabajo de los IGBT del inversor de potencia.
- Generar las señales de conmutación del inversor por medio del módulo PWM.

Vale la pena mencionar que el convertidor SEPIC también es inicializado con el fin de evitar posibles corrientes elevadas, las cuales pueden generarse en el circuito durante la respuesta transitoria, justo al momento de iniciar su operación. En este caso, antes de ejecutar el algoritmo MPPT, se establece una tensión de referencia para el generador fotovoltaico igual a la tensión de circuito abierto. Posteriormente, se empieza a reducir la tensión de referencia lentamente hasta llegar a 120V (este proceso dura alrededor de 1.2 s). En ese instante se inicia el algoritmo MPPT.

Los algoritmos de control implementados para las pruebas experimentales fueron:

- Algoritmo para el seguimiento del punto de máxima potencia: técnica P&O de paso variable con red de compensación.
- Control de las tensiones de los condensadores del lado de continua del inversor: Controladores PI.
- Estimación de la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de las tensiones del PCC: Algoritmo AB-KF propuesto.
- Generación de las corrientes de referencia: estrategia propuesta basada en las teorías de Fryze-Buchholz.
- Control del inversor: Controlador Deadbeat y modulación PWM.

En las figuras 7.19 y 7.20 se presentan los diagramas correspondientes a la implementación realizada en PSIM para las tarjetas T1 y T2, respectivamente. El sistema de control implementado en la tarjeta T1 se ejecuta a una frecuencia de 14 kHz, a excepción del control MPPT el cual es ejecutado a 200 Hz. El sistema de control implementado en la tarjeta T2 se ejecutan a una frecuencia de 10 kHz.

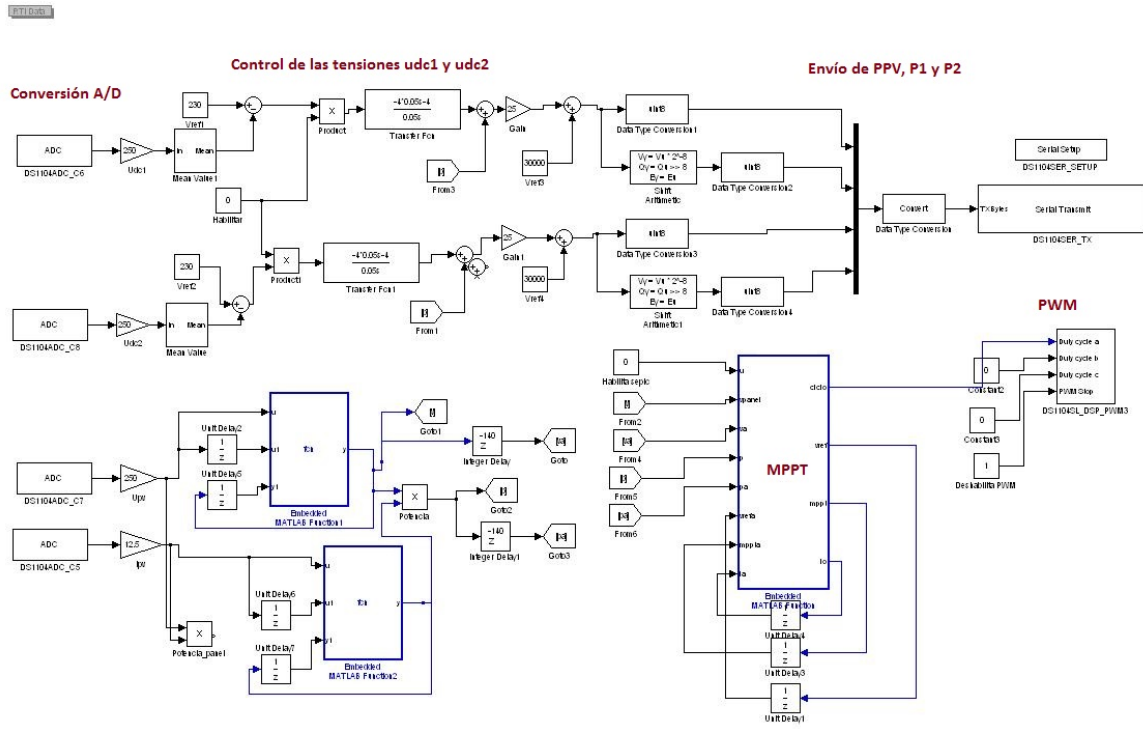


Figura 7.19: Implementación en PSIM del sistema de control para la tarjeta T1

**Visualización de las variables del sistema**

Para visualizar las variables del sistema (tensiones, corrientes y potencia) en tiempo real, se utiliza el programa de aplicación ofrecido por la tarjeta d-SPACE, denominado *ControlDesk*. Este programa permite supervisar y controlar desde el computador, las señales del sistema ejecutado en tiempo real en las tarjetas d-SPACE.

Se implementaron dos interfaces en el programa *ControlDesk* (ver figuras 7.21 y 7.22), mediante las cuales es posible controlar la ejecución de los programas descargados en las d-SPACE y visualizar las siguientes señales:

- Corriente, tensión y potencia generadas por el módulo fotovoltaico (Tarjeta T1).
- Tensiones en los condensadores del lado de continua del inversor (Tarjeta T1).
- Tensiones en el PCC (Tarjeta T1).
- Corrientes demandadas por la carga (Tarjeta T2).

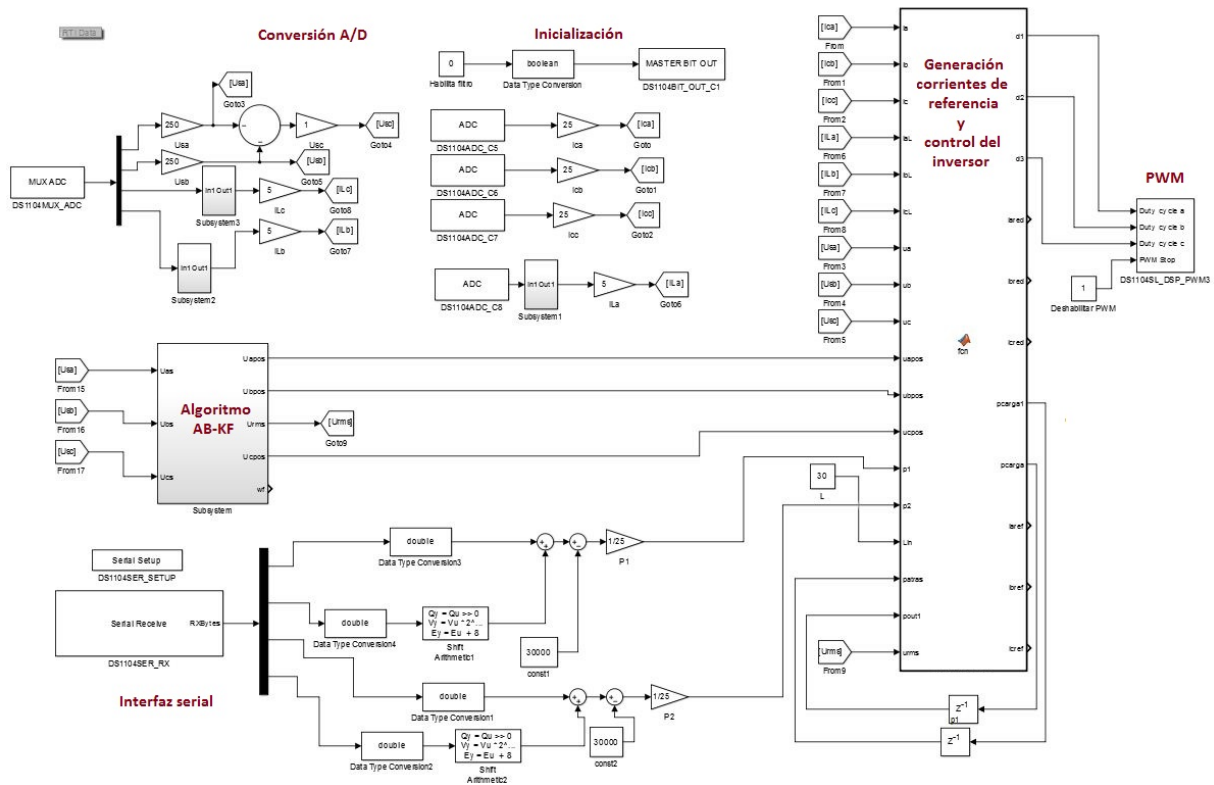


Figura 7.20: Implementación en PSIM del sistema de control para la tarjeta T2

- Estimación de la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC (Tarjeta T2).
- Corrientes inyectadas por el PVS (Tarjeta T2).
- Corrientes por la red de suministro (Tarjeta T2).
- Corriente por la red de suministro y componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC para la fase *a* (Tarjeta T2).

Además, las interfaces cuentan con botones para la inicialización del SEPIC, del filtro de conexión y de los módulos PWM.

## 7.2. Resultados experimentales

Con el fin de evaluar el funcionamiento del prototipo implementado y de los algoritmos de control, se consideraron los siguientes casos experimentales.

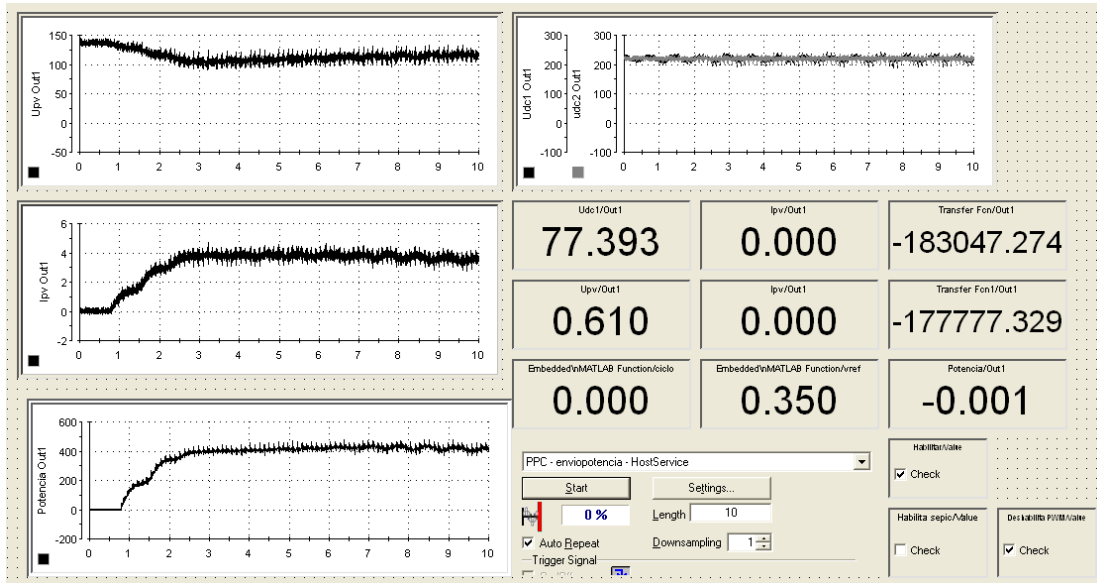


Figura 7.21: Interfaz del programa implementado en *ControlDesk* para la tarjeta T1

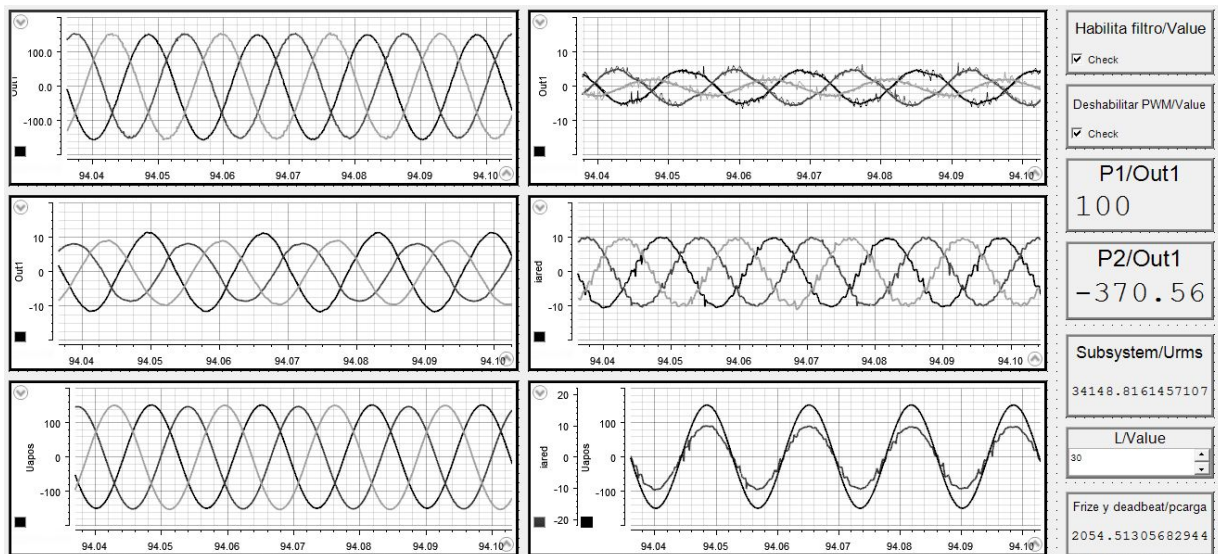
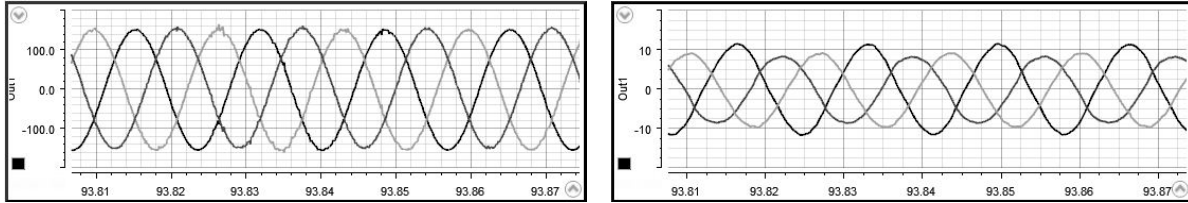


Figura 7.22: Interfaz del programa implementado en *ControlDesk* para la tarjeta T2

### 7.2.1. Caso 1: Tensiones en el PCC ideales

En este caso se consideran unas tensiones ideales en el PCC, las cuales siguen la ecuación (7.2) y se visualizan en la Figura 7.23(a). Además, las corrientes demandadas por la carga se presentan en la Figura 7.23(b).

$$\begin{aligned}
 u_{sa} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t) \text{ [V]} \\
 u_{sb} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t - 120^\circ) \text{ [V]} \\
 u_{sc} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t + 120^\circ) \text{ [V]}
 \end{aligned}
 \tag{7.2}$$



(a)  $u_{sa}$  (línea negra),  $u_{sb}$  (línea gris oscura) y  $u_{sc}$  (línea gris clara) en V

(b)  $i_{La}$  (línea negra),  $i_{Lb}$  (línea gris oscura) e  $i_{Lc}$  (línea gris clara) en A

Figura 7.23: Caso 1: Tensiones en el PCC y corrientes demandadas por las cargas

### Resultados bajo irradiancia de $419\text{W}/\text{m}^2$ y temperatura de $29^\circ\text{C}$

Los resultados correspondientes a la etapa de DC, se presentan en la Figura 7.24. En estas gráficas se observan: la tensión, la corriente y la potencia generada por el módulo fotovoltaico bajo niveles de irradiancia de  $419\text{W}/\text{m}^2$  y temperatura de  $29^\circ\text{C}$ . Además, se presentan las tensiones en los condensadores del lado de continua del inversor (Figura 7.24(d)).

Según las figuras 7.24(a) y 7.24(b), el algoritmo MPPT logra seguir el punto de máxima potencia (alrededor de 410 W). Note que tanto la tensión, como la corriente de salida del generador fotovoltaico, presentan picos de alta frecuencia debidos a la conmutación del IGBT del convertidor SEPIC.

Por otro lado, las tensiones del lado de continua del inversor de potencia siguen el valor de referencia (230 V). Esto evidencia el correcto funcionamiento de los reguladores PI empleados para tal propósito. Estas tensiones presentan pequeñas oscilaciones de baja frecuencia debidas a la inyección de las componentes de potencia no activa a la red, por parte del inversor.

En la Figura 7.25 se presenta la forma de onda de la corriente por el inductor  $L_1$  del convertidor SEPIC, escalada por un factor de 0.8 V/A. Note que el convertidor opera en modo continuo. Además, justamente en los instantes donde ocurre la conmutación del IGBT, se producen picos en esta corriente.

En la Figura 7.26 se muestran los resultados experimentales para la etapa de AC. Según se observa en la figura 7.26(a), el algoritmo AB-KF realiza una correcta estimación de la componente de secuencia

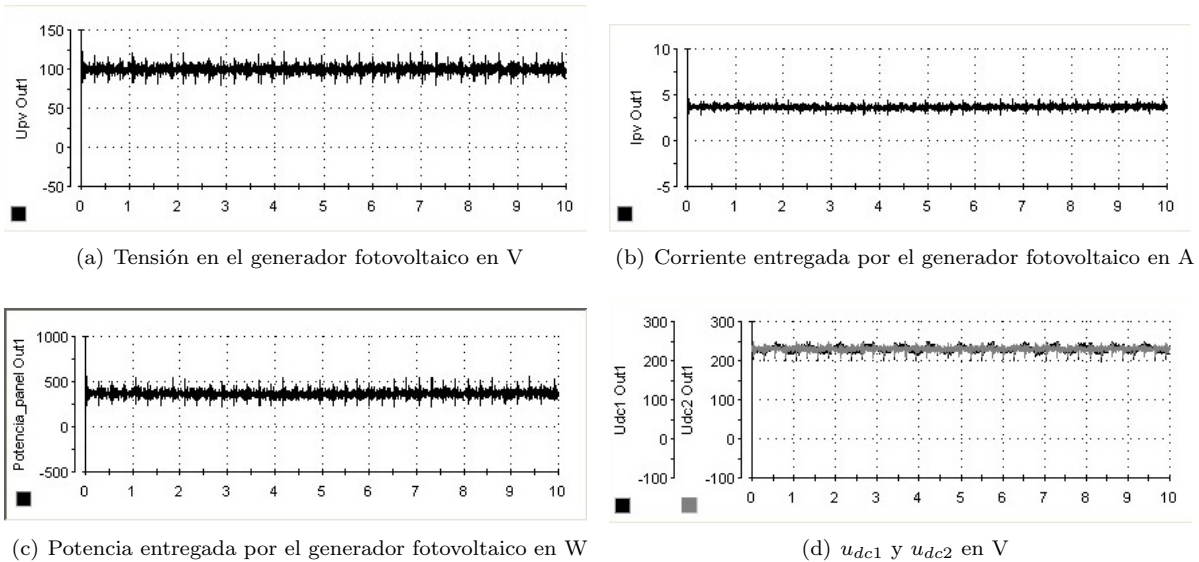


Figura 7.24: Caso 1: Resultados de la etapa de DC bajo irradiancia de  $419W/m^2$  y temperatura ambiente de  $29^{\circ}C$

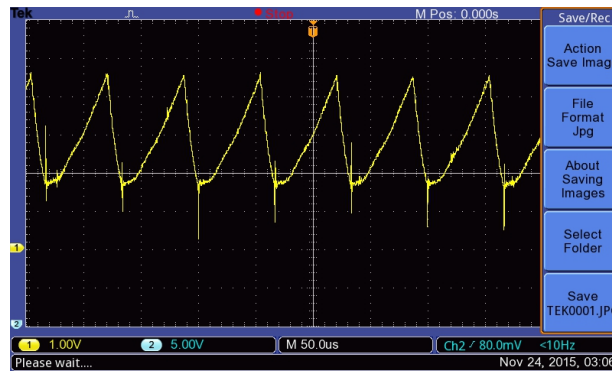


Figura 7.25: Corriente por el inductor  $L_1$  del convertidor SEPIC

positiva a la frecuencia fundamental de las tensiones en el PCC. Note que el pequeño ruido presente en las tensiones medidas en el PCC (ver Figura 7.23(a)), es eliminado en la estimación realizada por el AB-KF.

El seguimiento de las corrientes de referencia se presenta en la Figura 7.26(b). Note que el controlador Deadbeat en conjunto con la modulación PWM, permiten seguir correctamente la señal de referencia, la cual es una señal de corriente desbalanceada y distorsionada. En la Figura 7.26(c) se presentan las corrientes resultantes por la red de suministro. Observe que en este caso, se corrigen los desbalances de corriente y las componentes armónicas demandadas por la carga. Además, esta corriente presenta menor valor eficaz que las corrientes de la carga, gracias a las acciones de compensación realizadas por el PVS y

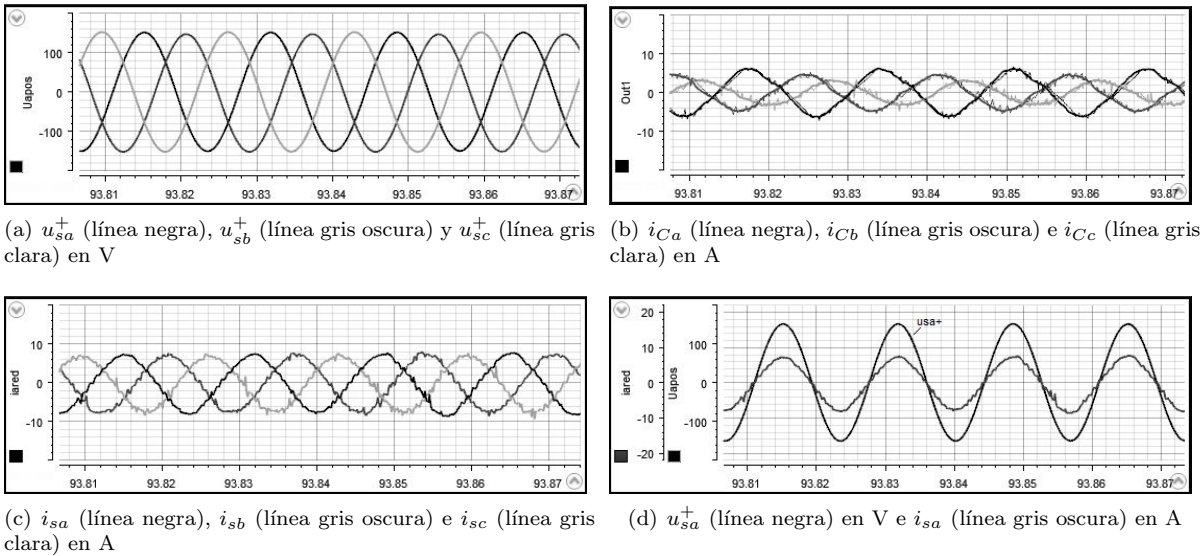


Figura 7.26: Caso 1: Resultados de la etapa de AC bajo irradiancia de  $419W/m^2$  y temperatura ambiente de  $29^{\circ}C$

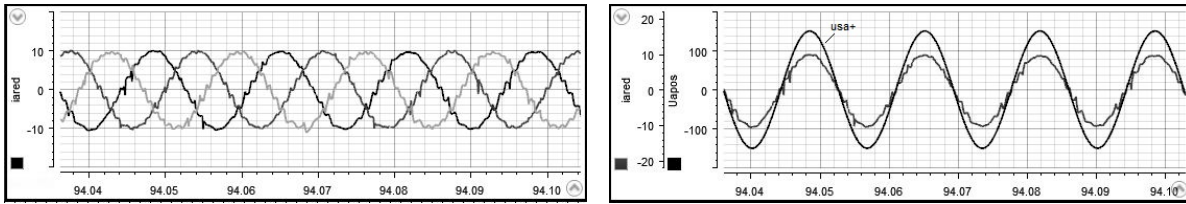
a la inyección de la potencia activa generada por el módulo fotovoltaico.

La Figura 7.26(d) presenta la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de las tensiones del PCC y la corriente resultante por la red para la fase  $a$ . Estas dos señales se encuentran en fase, por lo que el PVS también corrige el factor de potencia.

### Resultados operando solo como filtro activo

Se evaluó el funcionamiento del PVS operando solo como filtro activo de potencia. Este tipo de operación es típica cuando el nivel de irradiancia en los paneles fotovoltaicos es nulo, por ejemplo en horas de la noche. En la Figura 7.27(a) se observan los resultados correspondientes a las corrientes resultantes por la red. Además, en la Figura 7.27(b) se muestran la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de las tensiones del PCC y la corriente resultante por la red para la fase  $a$ .

En este caso el PVS corrige el factor de potencia, los desbalances y las componentes armónicas en las corrientes resultantes por la red. El valor rms de las corrientes por la red es mayor al obtenido para niveles de irradiancia de  $419W/m^2$  y temperatura de  $29^{\circ}C$  (ver Figura 7.26(c)). Lo anterior se debe a que en este caso, el PVS no entrega potencia activa.

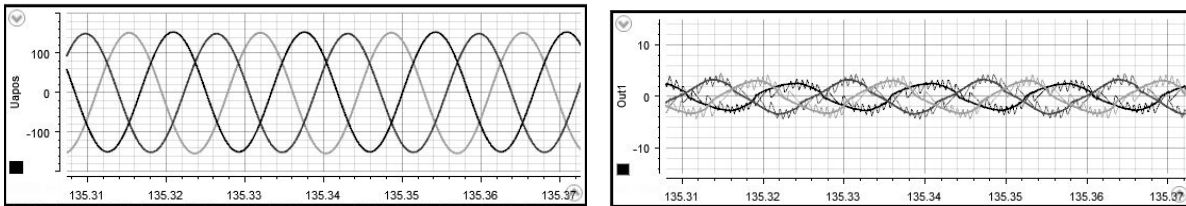


(a)  $i_{sa}$  (línea negra),  $i_{sb}$  (línea gris oscura) e  $i_{sc}$  (línea gris clara) en A (b)  $u_{sa}^+$  (línea negra) en V e  $i_{sa}$  (línea gris oscura) en A

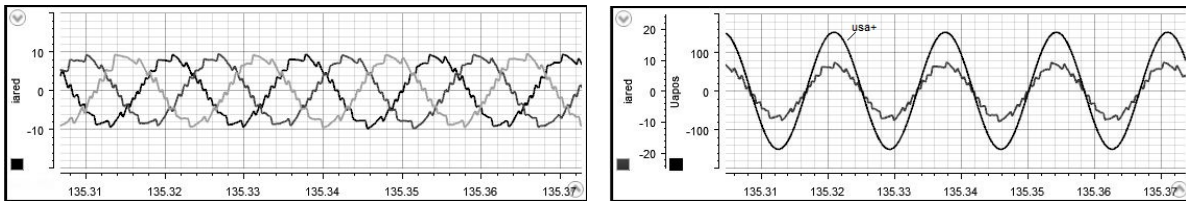
Figura 7.27: Caso 1: Resultados de la etapa de AC operando solo como filtro activo

### Resultados considerando modulación delta

Se analizó también el funcionamiento del PVS al utilizar la técnica de modulación delta para generar las señales de conmutación del inversor, es decir, se cambió el controlador Deadbeat y la modulación PWM por la modulación delta. Los resultados se muestran en la figura 7.28 para niveles de irradiancia de  $360W/m^2$  y temperatura ambiente de  $27^{\circ}C$ .



(a)  $u_{sa}^+$  (línea negra),  $u_{sb}^+$  (línea gris oscura) y  $u_{sc}^+$  (línea gris clara) en V (b)  $i_{Ca}$  (línea negra),  $i_{Cb}$  (línea gris oscura) e  $i_{Cc}$  (línea gris clara) en A



(c)  $i_{sa}$  (línea negra),  $i_{sb}$  (línea gris oscura) e  $i_{sc}$  (línea gris clara) en A (d)  $u_{sa}^+$  (línea negra) en V e  $i_{sa}$  (línea gris oscura) en A

Figura 7.28: Caso 1: Resultados de la etapa de AC considerando modulación delta

Note que en este caso, tanto las corrientes inyectadas por el PVS como las corrientes resultantes por la red, presentan un rizo significativo de alta frecuencia. A pesar que se cumplen los objetivos de control, el rizo presente en las corrientes de la red es mucho mayor que el obtenido al utilizar el controlador Deadbeat.

### Comparación entre los algoritmos P&O tradicional y P&O con red de compensación

Con el fin de evaluar el funcionamiento del algoritmo P&O de paso variable con red de compensación, se consideraron las tensiones del lado de continua del inversor presentadas en las figuras 7.29(d) y 7.30(d), las cuales presentan una oscilación considerable de baja frecuencia. Estas tensiones se obtienen cuando se utiliza la modulación delta en el lazo de control del inversor de potencia. El comportamiento del algoritmo P&O de paso variable con red de compensación, se comparó con el del P&O tradicional.

Los resultados correspondientes a la etapa de DC bajo niveles de irradiancia de  $318W/m^2$  y temperatura ambiente de  $27^{\circ}C$ , se presentan en las figuras 7.29 y 7.30, al considerar los algoritmos P&O tradicional y P&O de paso variable con red de compensación, respectivamente. Tal como se observa en estas figuras, las señales de salida del generador fotovoltaico (tensión, corriente y potencia) presentan oscilaciones de baja frecuencia al utilizar el algoritmo P&O tradicional.

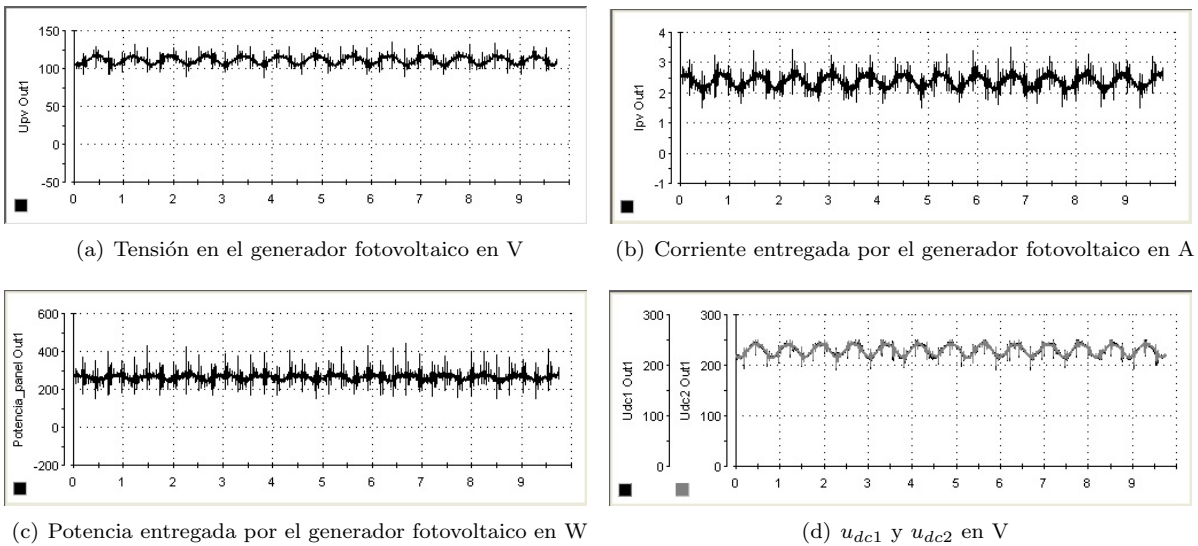


Figura 7.29: Caso 1: Resultados de la etapa de DC considerando el algoritmo P&O tradicional

Según los resultados de la Figura 7.30, el algoritmo P&O de paso variable con red de compensación logra atenuar las oscilaciones de baja frecuencia tanto en la tensión, como en la corriente y potencia entregada por el generador fotovoltaico. Lo anterior evidencia que la utilización de una red de compensación, permite reducir rizados de baja frecuencia en las señales de salida de los módulos fotovoltaicos debidos a posibles oscilaciones presentes en las tensiones de los condensadores del lado de continua del inversor.

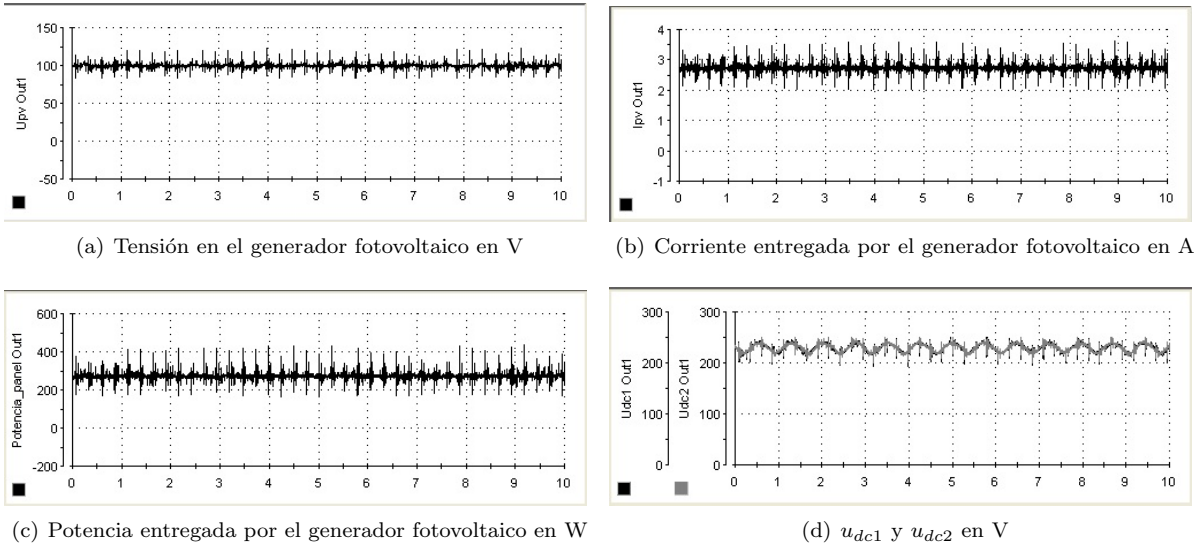


Figura 7.30: Caso 1: Resultados de la etapa de DC considerando el algoritmo P&O de paso variable con red de compensación

### 7.2.2. Caso 2: Tensiones en el PCC desbalanceadas y distorsionadas (quinto armónico)

Considere en el PCC las tensiones desbalanceadas y distorsionadas dadas por la ecuación 7.3. Se considera un desbalance generado por la diferencia en las magnitudes de las componentes a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC. Además se introduce un quinto armónico de secuencia negativa. Las formas de onda de las tensiones resultantes en el PCC se presentan en la Figura 7.31(a).

$$\begin{aligned}
 u_{sa} &= 105\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t) + 5,5\sqrt{2}\text{sen}(10\pi 60t - 60^\circ) \text{ [V]} \\
 u_{sb} &= 115\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t - 120^\circ) + 5,5\sqrt{2}\text{sen}(10\pi 60t - 60^\circ + 120^\circ) \text{ [V]} \\
 u_{sc} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t + 120^\circ) + 5,5\sqrt{2}\text{sen}(10\pi 60t - 60^\circ - 120^\circ) \text{ [V]}
 \end{aligned} \tag{7.3}$$

Por otro lado, las corrientes resultantes por la carga se observan en la Figura 7.31(b). Las perturbaciones presentes en las tensiones del PCC aumentan las perturbaciones en las corrientes de la carga.

En este caso, el generador fotovoltaico se encuentra expuesto a niveles de irradiancia de  $237W/m^2$  y temperatura ambiente de  $29^\circ C$ . Los resultados para la etapa de DC se muestran en la Figura 7.32. Note que el algoritmo MPPT sigue adecuadamente el punto de máxima potencia, el cual se encuentra alrededor de los 230W. Además, las tensiones del lado de continua del inversor se establecen alrededor de los 230V.

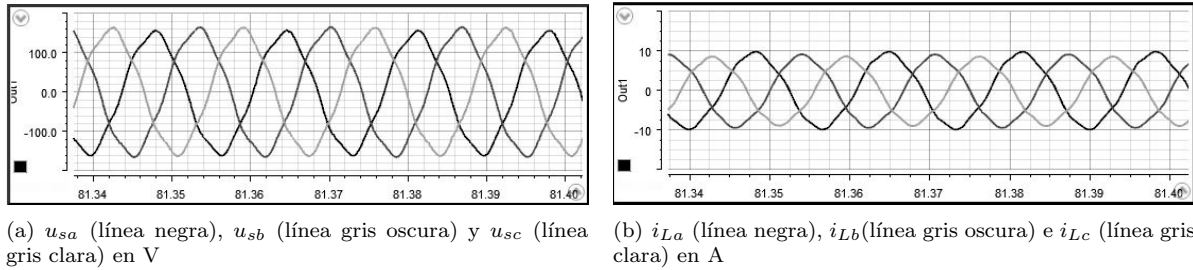


Figura 7.31: Caso 2: Tensiones en el PCC y corrientes demandadas por las cargas

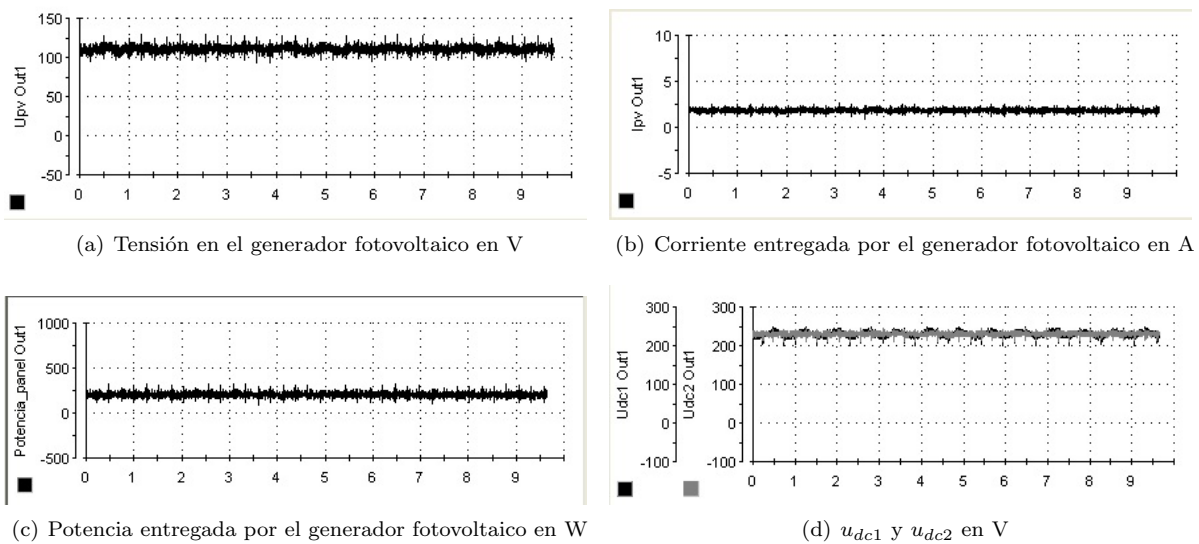


Figura 7.32: Caso 2: Resultados de la etapa de DC

En las figuras 7.33(a), 7.33(b) y 7.33(c), se presentan la estimación de la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de las tensiones en el PCC, las corrientes inyectadas por el PVS y las corrientes resultantes por la red.

La figura 7.33(a) evidencia el buen funcionamiento del algoritmo AB-KF ante las perturbaciones presentes en las tensiones en el PCC. Además, la Figura 7.33(c) muestra el excelente funcionamiento de la estrategia de generación de la referencia, ya que se corrigen las perturbaciones en las corrientes de la red, a pesar de las condiciones desbalanceadas y distorsionadas en las tensiones del PCC.

La figura 7.33(d) presenta la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de las tensiones del PCC y la corriente resultante por la red para la fase  $a$ . Note que en este caso, también se mejora el factor de potencia.

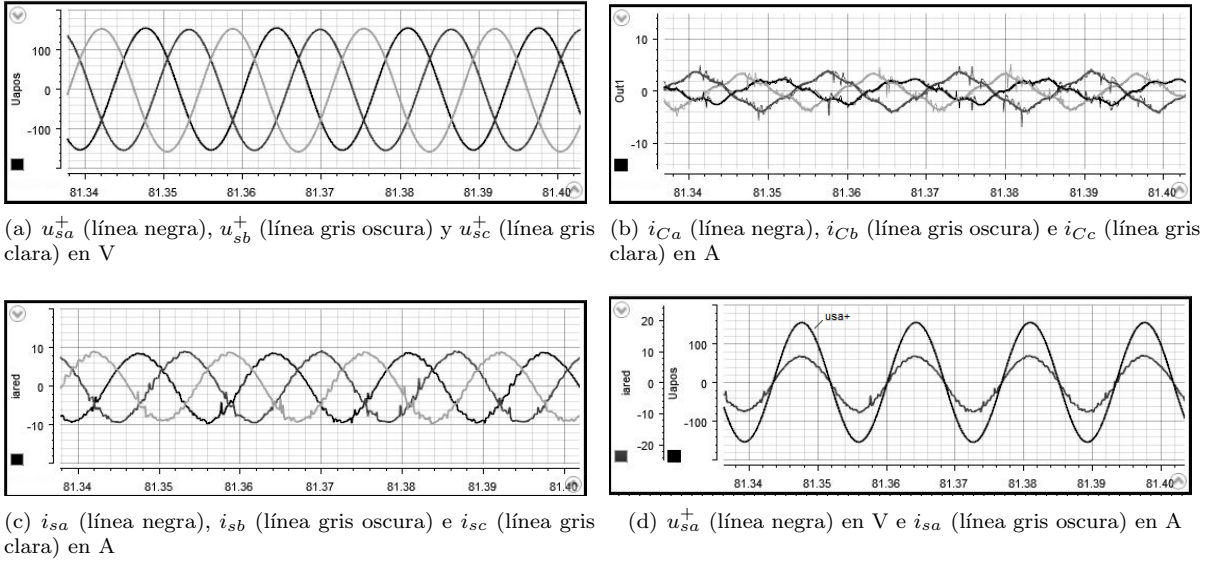


Figura 7.33: Caso 2: Resultados de la etapa de AC

### 7.2.3. Caso 3: Tensiones en el PCC desbalanceadas y distorsionadas (séptimo armónico)

En este caso se consideran las tensiones desbalanceadas y distorsionadas dadas por la ecuación 7.4, las cuales presentan un séptimo armónico de secuencia positiva. Las formas de onda de las tensiones resultantes en el PCC se presentan en la Figura 7.34(a). Las corrientes resultantes por la carga se observan en la Figura 7.34(b).

$$\begin{aligned}
 u_{sa} &= 105\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t) + 4,4\sqrt{2}\text{sen}(14\pi 60t + 30^\circ) \text{ [V]} \\
 u_{sb} &= 115\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t - 120^\circ) + 4,4\sqrt{2}\text{sen}(14\pi 60t + 30^\circ - 120^\circ) \text{ [V]} \\
 u_{sc} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t + 120^\circ) + 4,4\sqrt{2}\text{sen}(14\pi 60t + 30^\circ + 120^\circ) \text{ [V]}
 \end{aligned} \tag{7.4}$$

El generador fotovoltaico se encuentra expuesto a niveles de irradiancia de  $720\text{W}/\text{m}^2$  y temperatura ambiente de  $29^\circ\text{C}$ . Los resultados para la etapa de DC se muestran en la Figura 7.35. Estos resultados muestran el correcto funcionamiento del algoritmo MPPT y de los reguladores PI. En este caso, la potencia generada por el generador fotovoltaico es del orden de los 700 W. Note que las señales de tensión, corriente y potencia en la etapa de DC presentan un rizo de alta frecuencia debido principalmente a la conmutación del IGBT del convertidor SEPIC.

Por otro lado, en las figuras 7.36(a), 7.36(b) y 7.36(c) se presentan la estimación de la componente

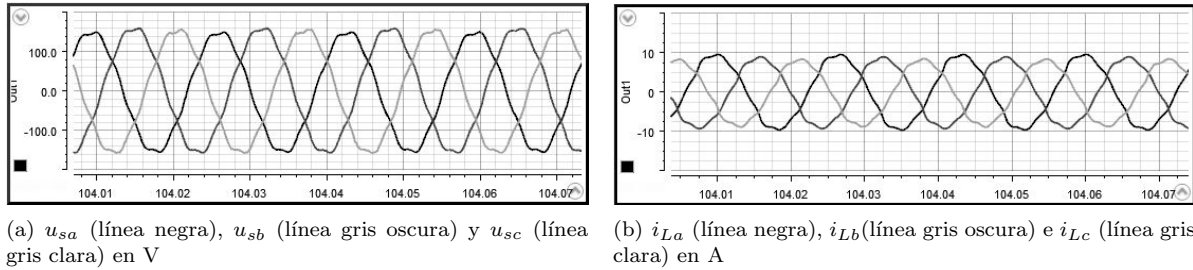


Figura 7.34: Caso 3: Tensiones en el PCC y corrientes demandadas por las cargas

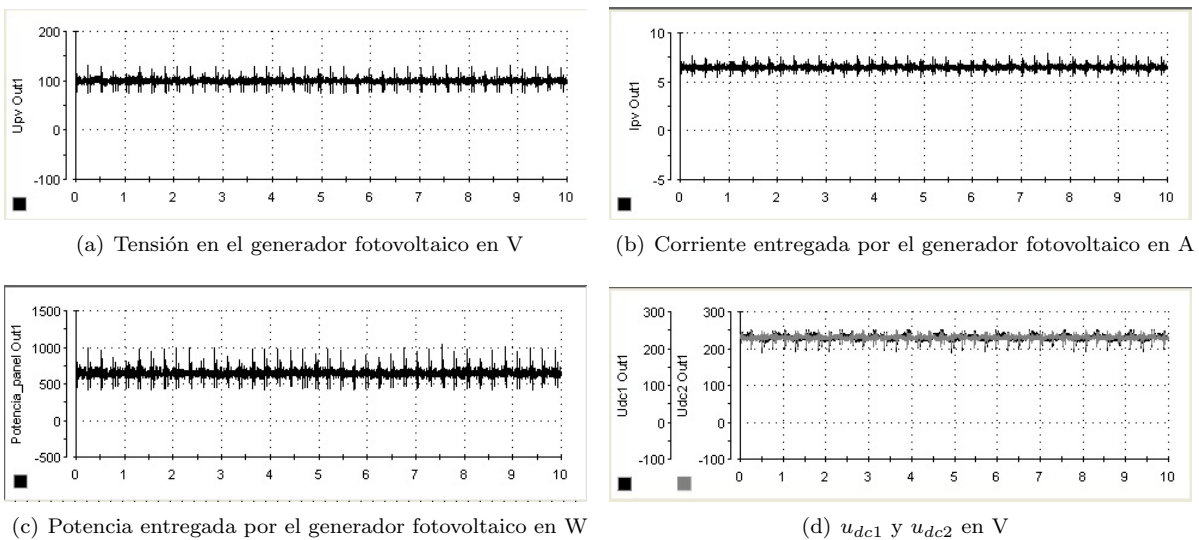


Figura 7.35: Caso 3: Resultados de la etapa de DC

de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de las tensiones en el PCC, las corrientes inyectadas por el PVS y las corrientes resultantes por la red. Además, la Figura 7.36(d) presenta la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de las tensiones del PCC y la corriente resultante por la red para la fase  $a$ .

Los resultados experimentales muestran el correcto funcionamiento de los algoritmos de control correspondientes a los lazos de generación de la referencia y control del inversor bajo perturbaciones en las tensiones del PCC. El AB-KF realiza una correcta estimación, el PVS inyecta la potencia activa generada por el módulo fotovoltaico y los objetivos de compensación son logrados.

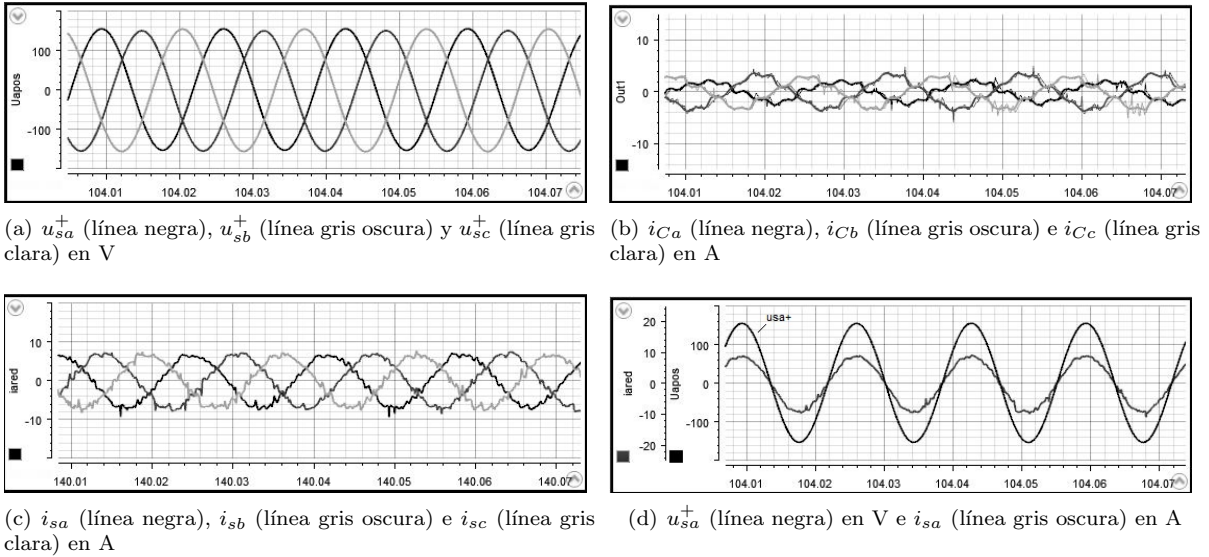


Figura 7.36: Caso 3: Resultados de la etapa de AC

#### 7.2.4. Caso 4: Tensiones en el PCC desbalanceadas y distorsionadas

En este caso se consideran las tensiones dadas por la ecuación (7.5). Las tensiones del PCC están desbalanceadas y presentan un quinto armónico de secuencia negativa y un séptimo armónico de secuencia positiva. En la Figura 7.37 se observan las tensiones en el PCC y las corrientes resultantes por la carga.

$$\begin{aligned}
 u_{sa} &= 105\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t) + 2,695\sqrt{2}\text{sen}(10\pi 60t) + 4,345\sqrt{2}\text{sen}(14\pi 60t) \text{ [V]} \\
 u_{sb} &= 115\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t - 120^\circ) + 2,695\sqrt{2}\text{sen}(10\pi 60t + 120^\circ) + 4,345\sqrt{2}\text{sen}(14\pi 60t - 120^\circ) \text{ [V]} \\
 u_{sc} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t + 120^\circ) + 2,695\sqrt{2}\text{sen}(10\pi 60t - 120^\circ) + 4,345\sqrt{2}\text{sen}(14\pi 60t + 120^\circ) \text{ [V]}
 \end{aligned} \quad (7.5)$$

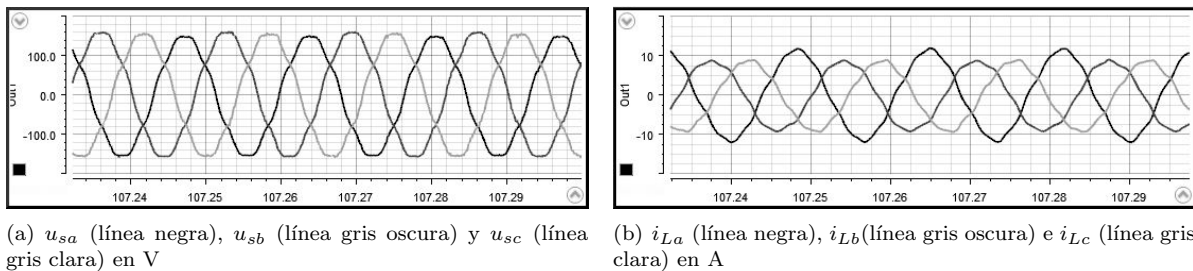


Figura 7.37: Caso 4: Tensiones en el PCC y corrientes demandadas por las cargas

En este caso el generador fotovoltaico se encuentra expuesto a niveles de irradiancia de  $210\text{W}/\text{m}^2$  y temperatura ambiente de  $27^\circ\text{C}$ . Los resultados para la etapa de DC se muestran en la Figura 7.38. La

potencia generada por el generador fotovoltaico es del orden de los 200W. El algoritmo MPPT sigue correctamente el punto de máxima potencia.

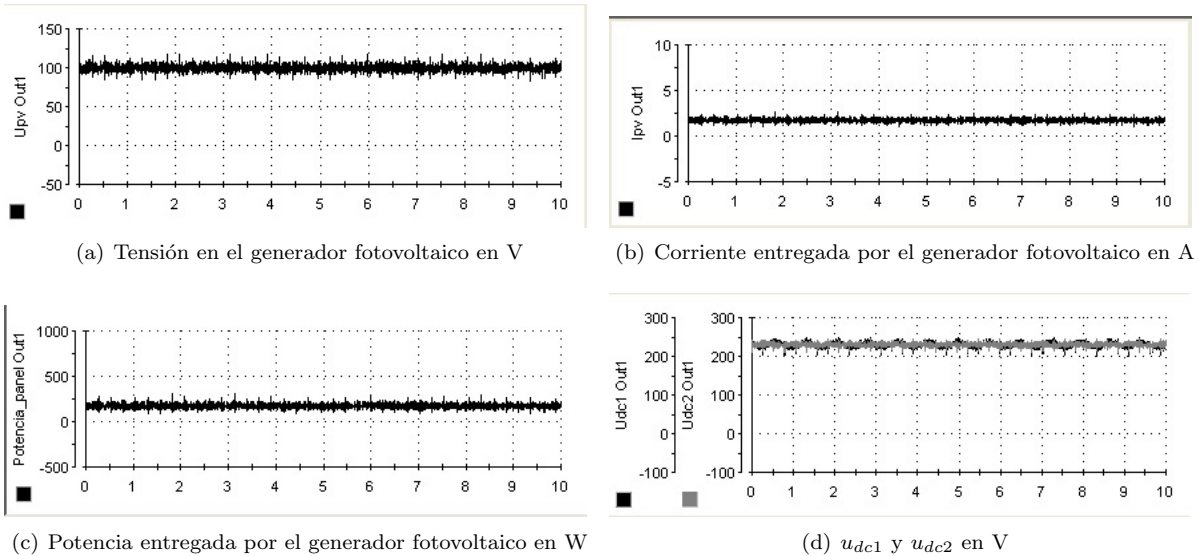


Figura 7.38: Caso 4: Resultados de la etapa de DC

Los resultados correspondientes a la etapa de AC se observan en la Figura 7.39. Observe que la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de las tensiones en el PCC es correctamente estimada. Los resultados evidencian el excelente funcionamiento de los algoritmos de control, pues el PVS entrega la potencia activa generada por el módulo solar y corrige desbalances de corriente, componentes armónicas y el factor de potencia, a pesar de las condiciones no ideales en las tensiones del PCC.

### 7.2.5. Caso 5: Perturbación en la carga

Finalmente se considera un cambio repentino en la carga el cual resulta en las corrientes de carga presentadas en la Figura 7.40(b). Inicialmente se considera una carga desbalanceada y distorsionada que demanda una potencia activa de 1607 [W]. En el instante  $t = 160,713$  [s] se adiciona una carga desbalanceada que demanda una potencia activa de 241.7 [W].

Se consideran unas tensiones desbalanceadas y distorsionadas en el PCC dadas por la ecuación (7.6), las cuales presentan un quinto armónico de secuencia negativa y un séptimo armónico de secuencia positiva. En la Figura 7.40(a) se observan las tensiones en el PCC.

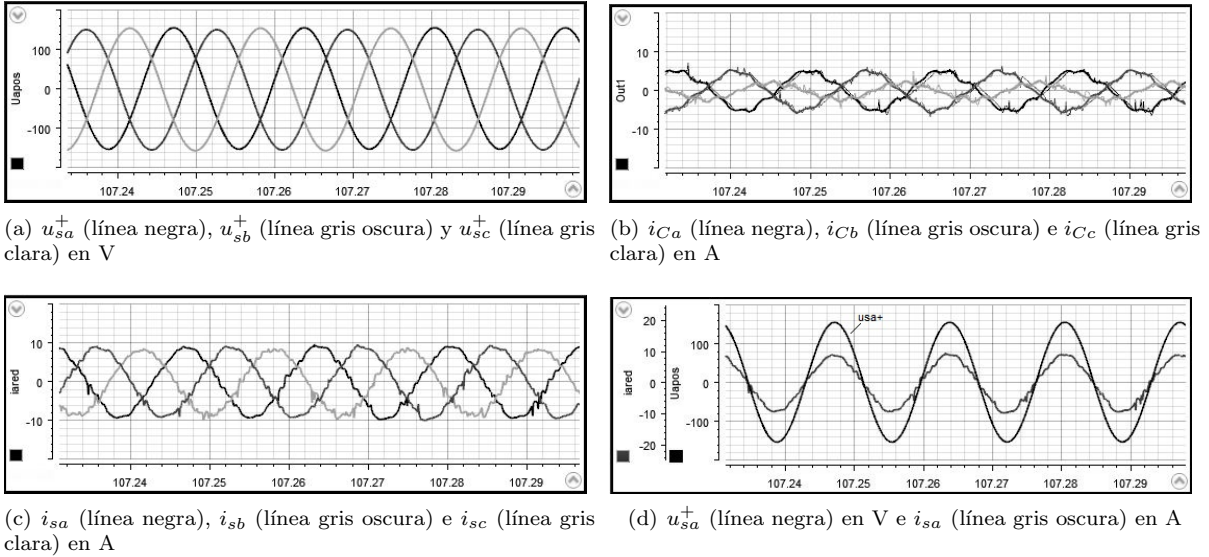


Figura 7.39: Caso 4: Resultados de la etapa de AC

$$\begin{aligned}
 u_{sa} &= 105\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t) + 2,695\sqrt{2}\text{sen}(10\pi 60t) + 4,345\sqrt{2}\text{sen}(14\pi 60t) \text{ [V]} \\
 u_{sb} &= 110\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t - 120^\circ) + 2,695\sqrt{2}\text{sen}(10\pi 60t + 120^\circ) + 4,345\sqrt{2}\text{sen}(14\pi 60t - 120^\circ) \text{ [V]} \\
 u_{sc} &= 115\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t + 120^\circ) + 2,695\sqrt{2}\text{sen}(10\pi 60t - 120^\circ) + 4,345\sqrt{2}\text{sen}(14\pi 60t + 120^\circ) \text{ [V]}
 \end{aligned} \quad (7.6)$$

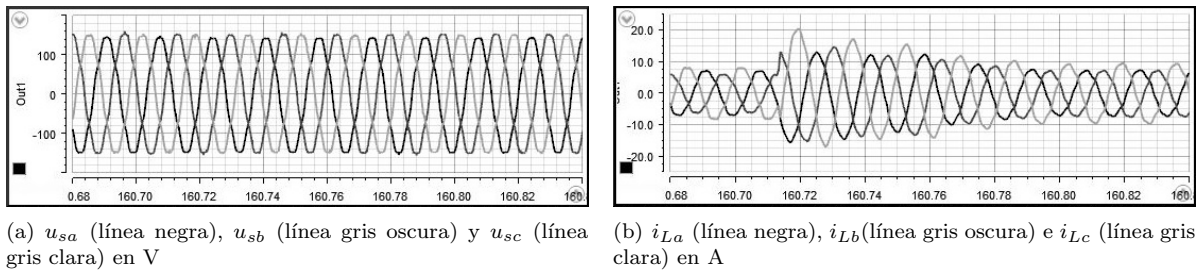


Figura 7.40: Caso 5: Tensiones en el PCC y corrientes demandadas por las cargas

En este caso el generador fotovoltaico se encuentra expuesto inicialmente a niveles de irradiancia de  $543\text{W}/\text{m}^2$  y temperatura ambiente de  $27^\circ\text{C}$ . Se presenta además una pequeña reducción en el nivel de irradiancia al final de la prueba.

Los resultados para la etapa de DC se muestran en la Figura 7.41. La potencia generada por los módulos fotovoltaicos es del orden de los  $500\text{W}$  al inicio de la gráfica y decrece al presentarse la reducción de irradiancia en los paneles. Note que tanto las señales del generador fotovoltaico (corriente, tensión y potencia),

como las tensiones del lado de continua del inversor presentan una respuesta transitoria justo cuando el eje horizontal de la gráfica está en  $t_1 = 1,8 [s]$ , valor que equivale al instante  $t = 160,713 [s]$  en el cual ocurre el cambio repentino en la carga. Tal como se observa, las respuestas transitorias en las tensiones del lado de continua del inversor desvanecen en aproximadamente  $2[s]$ , mientras que las respuestas transitorias en las señales de salida del generador fotovoltaico no son significativas y desvanecen en menos de  $0.5[s]$ . En este sentido se puede concluir que los algoritmos de control correspondientes al MPPT y al control de las tensiones del lado de continua del inversor, funcionan correctamente ante el cambio en las condiciones de la carga.

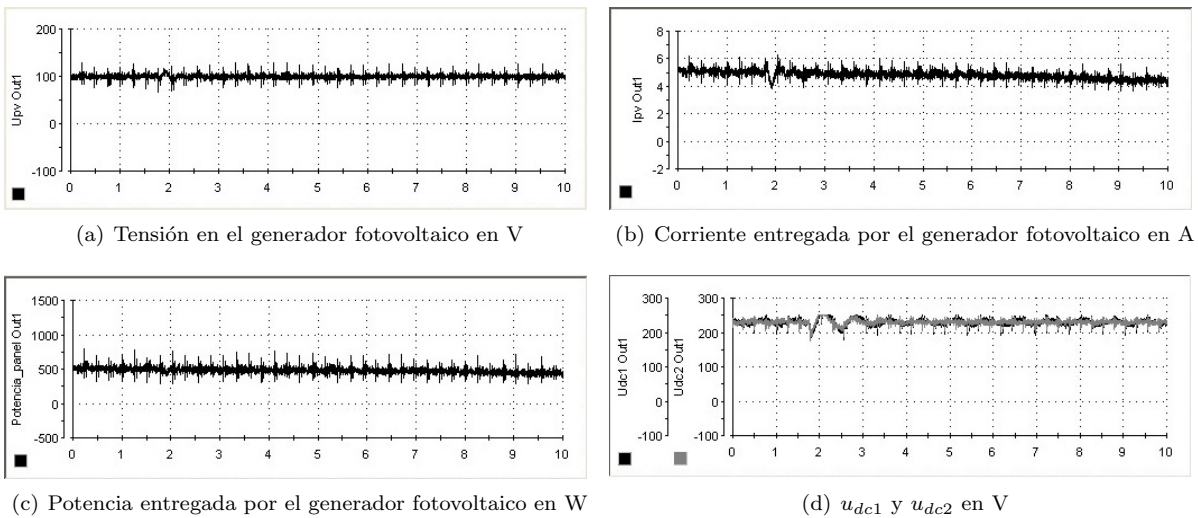
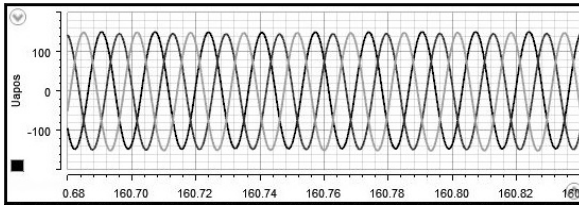


Figura 7.41: Caso 5: Resultados de la etapa de DC

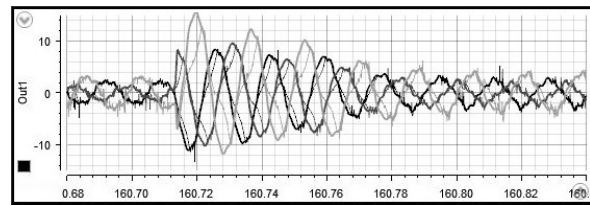
Los resultados correspondientes a la etapa de AC se observan en la Figura 7.42. Tal como se presenta en la Figura 7.42(a), la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de las tensiones en el PCC es estimada correctamente y no presenta variaciones en el momento en que ocurre la perturbación en la carga.

Por otro lado, observe que el algoritmo encargado del cálculo de las corrientes de referencia reacciona al cambio en las corrientes de carga y lleva al sistema fotovoltaico a inyectar unas corrientes de amplitud mayor a la que es capaz de seguir el inversor de potencia en el intervalo entre  $t = 160,713 [s]$  y  $t = 160,81 [s]$ .

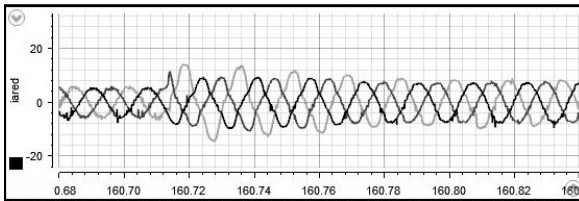
Observe en la Figura 7.40(b) que durante el intervalo comprendido entre  $t = 160,713 [s]$  y  $t = 160,81 [s]$ , las corrientes de la carga presentan una respuesta transitoria, la cual desvanece en aproximadamente  $t = 160,8 [s]$ . Note que después de que ocurre la respuesta transitoria, el sistema fotovoltaico inyecta correctamente las corrientes de referencia, por lo que las corrientes resultantes por la red después de



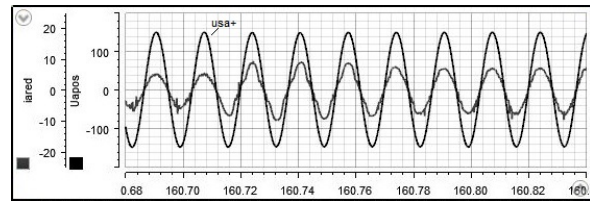
(a)  $u_{sa}^+$  (línea negra),  $u_{sb}^+$  (línea gris oscura) y  $u_{sc}^+$  (línea gris clara) en V



(b)  $i_{Ca}$  (línea negra),  $i_{Cb}$  (línea gris oscura) e  $i_{Cc}$  (línea gris clara) en A



(c)  $i_{sa}$  (línea negra),  $i_{sb}$  (línea gris oscura) e  $i_{sc}$  (línea gris clara) en A



(d)  $u_{sa}^+$  (línea negra) en V e  $i_{sa}$  (línea gris oscura) en A

Figura 7.42: Caso 5: Resultados de la etapa de AC

$t = 160,81$  [s] son balanceadas de secuencia positiva y se encuentran en fase con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de las tensiones en el PCC.

---

## Conclusiones y futuros desarrollos

*En este capítulo se presentan las principales conclusiones y observaciones de esta tesis de doctorado, se exponen algunos de los proyectos futuros que podrían dar continuación a esta investigación y finalmente se mencionan los proyectos de investigación, proyectos dirigidos, publicaciones y pasantías de investigación realizadas durante la ejecución de esta tesis.*

## 8.1. Conclusiones y observaciones

La inclusión de funcionalidades avanzadas en los sistemas fotovoltaicos conectados a la red es actualmente un área de especial interés para las investigaciones en el campo de la electrónica de potencia, evidenciado por las diversas publicaciones en congresos y revistas especializadas en lo referente tanto a la incorporación de funciones para el mejoramiento de la calidad de la energía en las redes de distribución, como en el desarrollo de estrategias enfocadas en la operación del sistema bajo condiciones de falla y/o posibles perturbaciones en las tensiones de la red. El presente trabajo justamente está centrado en la incorporación de acciones de compensación en los sistemas fotovoltaicos, enfocadas en la corrección del factor de potencia y la mitigación de corrientes distorsionadas y desbalanceadas demandadas por cargas perturbadoras, considerando a su vez la operación del sistema ante tensiones no ideales de suministro.

Entre las conclusiones y aportes que se han realizado a lo largo de la ejecución de esta tesis de doctorado, se destacan los siguientes:

- La gran similitud entre los sistemas fotovoltaicos conectados a la red y los filtros activos de conexión paralela (en cuanto a su estructura y a sus estrategias de control), conduce a que sea posible la inclusión de funciones de compensación en los sistemas fotovoltaicos como una solución para mitigar perturbaciones originadas principalmente por cargas perturbadoras, como lo son armónicos y desbalances de corriente y factor de potencia. Realizando un apropiado dimensionamiento del sistema fotovoltaico y desarrollando un adecuado sistema de control, es posible no solo controlar la potencia activa a inyectar por el generador fotovoltaico a la red, sino también lograr incluir acciones de compensación de carga, inclusive bajo tensiones de suministro no ideales.
- La incorporación de las funciones de filtrado activo al sistema fotovoltaico bajo tensiones de suministro distorsionadas y desbalanceadas en el PCC se realizó mediante el desarrollo de una estrategia para la generación de las corrientes de referencia. Esta estrategia se fundamentó en las teorías de Fryze y Buchholz, y un algoritmo adaptativo basado en los filtros Butterworth y Kalman. La estrategia de control se enfoca en la calidad de las señales inyectadas y logra las siguientes metas:
  - El PVS entrega la potencia activa generada por el módulo fotovoltaico mediante una corriente trifásica balanceada de secuencia positiva, con una forma de onda sinusoidal pura a la frecuencia fundamental de la red y en fase con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC.
  - EL PVS entrega una componente de potencia no activa requerida para compensar las perturbaciones provenientes de las corrientes de la carga (desbalances, armónicos y factor de potencia), de tal forma que la corriente resultante por la red eléctrica tenga una forma de onda sinusoidal ideal a la frecuencia fundamental de la red y balanceada de secuencia positiva.

- La corriente resultante por la red de distribución es ideal y además está en fase con la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC.
  - La calidad de las señales de corriente inyectadas por el PVS a la red y los objetivos de compensación, no se ven afectados ante distorsiones y/o desbalances en las señales de tensión en el PCC.
- Se propuso un algoritmo adaptativo basado en los filtros Butterworth y Kalman. Este algoritmo permite estimar la componente fundamental de secuencia positiva de las tensiones en el PCC y la frecuencia fundamental de la red. El algoritmo propuesto está compuesto por dos subsistemas: un filtro Butterworth de tercer orden retroalimentado y un filtro de Kalman extendido. Las principales características del algoritmo propuesto son las siguientes:
- EL filtro Butterworth de tercer orden permite reducir el número de estados del EKF, ofreciendo a su vez un filtrado selectivo de la componente fundamental de las tensiones de línea en el PCC y un rápido tiempo de respuesta (menos de dos ciclos de la tensión en el PCC). De esta manera, no se requiere la definición de estados adicionales en el EKF al contemplar componentes armónicas de orden mayor a la fundamental.
  - El EKF permite estimar la componente de secuencia positiva y la frecuencia fundamental de las tensiones de entrada, eliminando a su vez el desfase introducido por el filtro Butterworth en las señales filtradas.
  - EL AB-KF permite estimar la frecuencia fundamental de las tensiones en el PCC ante posibles variaciones de esta frecuencia.
  - EL AB-KF tiene la capacidad de extraer la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental de la tensión en el PCC y sus parámetros (frecuencia, fase y amplitud) ante perturbaciones como armónicos y desbalances de tensión.
- Las topologías del inversor trifásico de cuatro ramas con condensador repartido de dos y tres niveles, se muestran como una opción adecuada para la inclusión de funciones de compensación en el sistema fotovoltaico, principalmente aquellas funciones relacionados con la mitigación de desbalances de secuencia homopolar. Un aspecto de gran relevancia con respecto a estas topologías es el posible desbalance en la distribución de las tensiones en los condensadores del lado de continua del inversor y la pérdida de la controlabilidad del inversor. Para contrarrestar estos problemas, en este trabajo se plantea un control independiente para cada una de las tensiones de los condensadores, mediante dos reguladores PI. Esta estrategia presentó buenos resultados en el seguimiento de las tensiones de referencia, garantizando a su vez el balance en las tensiones de los condensadores y la controlabilidad del inversor de potencia tanto para la topología de dos niveles, como para la de tres.

- Se contemplaron controladores en lazo cerrado para el seguimiento de las corrientes de referencia (control del inversor). Tanto la técnica de Modulación Delta como el controlador Deadbeat, presentaron buenos resultados. El controlador Deadbeat presentó menores errores de seguimiento y un menor rizo de alta frecuencia en las corrientes inyectadas por el PVS a la red. Este resultado se encuentra relacionado con el hecho que el Deadbeat se basa en la información del sistema para lograr generar una acción de control de tal manera que se alcance la señal de referencia al final del periodo de muestreo. Además, esta técnica hace uso de una estrategia de modulación (generalmente PWM o SVM), la cual permite sintetizar las tensiones de salida del controlador Deadbeat necesarias para llevar el error de seguimiento de la corriente de referencia a cero. Por su lado, la modulación delta trabaja siempre en saturación.
- Los convertidores elevador tradicional y SEPIC, permiten adecuar los niveles de las señales de salida del generador fotovoltaico y seguir el punto de máxima potencia ante cambios en las condiciones de irradiancia y temperatura. Para el control de estos convertidores, se consideraron tres estrategias basadas en la técnica P&O. Entre los resultados obtenidos se observó que el rizo presente en la potencia entregada por el generador fotovoltaico es mayor al utilizar el algoritmo P&O de paso variable cuando se presentan oscilaciones en las tensiones de los condensadores del lado de continua del inversor. Sin embargo, al incluir una red de compensación que actúa sobre la señal de error entre la tensión de salida del generador fotovoltaico y la tensión de referencia determinada mediante el algoritmo P&O de paso variable, es posible reducir el rizo presente en la potencia entregada por el generador fotovoltaico, mejorando los resultados obtenidos por los algoritmos P&O tradicional y P&O de paso variable. La red de compensación se diseña con base en el modelo a pequeña señal del convertidor DC-DC, por lo que es necesario el conocimiento de los valores de los diferentes elementos de este convertidor, con el fin de obtener resultados satisfactorios.
- Se diseñó e implementó un prototipo experimental de un sistema fotovoltaico conectado a la red con funciones de filtrado activo de potencia. Este prototipo sincroniza once subsistemas y permite evaluar el funcionamiento de diferentes estrategias de control aplicadas a los sistemas fotovoltaicos conectados a la red y verificar la operación del sistema fotovoltaico ante la inclusión de nuevas y avanzadas funcionalidades. El prototipo implementado es también un punto de partida para futuras investigaciones en estas áreas de trabajo.
- Esta tesis de doctorado integra diferentes áreas de la ingeniería como lo son: la electrónica de potencia, la electrónica analógica, la programación, los sistemas de control, la instrumentación y medición de variables eléctricas, los sistemas de generación a partir de energía solar fotovoltaica, la calidad de la energía eléctrica, entre otros. La integración de diversos conocimientos en estas áreas, permitió desarrollar un sistema versátil de generación fotovoltaica conectado a la red, el cual permite no

solo proporcionar energía de una fuente limpia, sino también mejorar el intercambio de potencia y la calidad de la energía en el sistema de distribución. Tanto los estudios realizados durante el desarrollo de esta tesis de doctorado, como la implementación del prototipo experimental, son pasos importantes en el Grupo de Investigación en Sistemas de Energía Eléctrica de la UIS, hacia la transformación de los sistemas eléctricos colombianos en redes inteligentes.

## 8.2. Futuros trabajos

A continuación se exponen algunos de los proyectos futuros que podrían dar continuación a esta investigación:

- Estudio y desarrollo de algoritmos de control para la incorporación de capacidades avanzadas en los sistemas fotovoltaicos ante condiciones de falla, como por ejemplo: detección de fallas, control de la tensión del lado de continua, servicios de soporte a la red ante huecos de tensión (inyección de potencia reactiva), entre otros.
- Estudio y desarrollo de algoritmos de control para la incorporación de funciones de compensación de perturbaciones relacionadas con las tensiones de la red de distribución.
- Según los resultados obtenidos, el tiempo requerido por el algoritmo AB-KF para alcanzar el 95 % del valor final de las señales a estimar, es típicamente menor a dos semiciclos de la señal de entrada. Partiendo de lo anterior, se podría analizar el funcionamiento de este algoritmo para otras aplicaciones como por ejemplo, la inclusión de capacidades avanzadas en los sistemas fotovoltaicos ante fallas (*Low Voltage Ride-Through (LVTR) capabilities*).
- Estudio e implementación de topologías multinivel en conjunto con sus estrategias de modulación, aplicadas a los sistemas fotovoltaicos conectados a la red incluyendo funcionalidades de filtrado activo de potencia.
- Desarrollo de estrategias de control y/o topologías de convertidores DC-DC que busquen garantizar el balance en los condensadores del lado de continua del inversor de potencia, para las topologías de cuatro ramas con condensador repartido (NPC, *Neutral Point Clamped*) considerando diversos números de niveles.
- Desarrollo de algoritmos de control que permitan incorporar funciones avanzadas en otros sistemas de generación basados en energías renovables.
- Estudio de los efectos producidos en las redes de distribución ante la fuerte penetración de sistemas de generación basados en energías renovables. El estudio de estos efectos debe comprender el funcionamiento ante la ocurrencia de fallas en la red, la conexión y desconexión de cargas o de los

mismos sistemas de generación distribuida, y la existencia de perturbaciones en las señales eléctricas del sistema de distribución.

- Análisis del comportamiento transitorio del sistema fotovoltaico y de la red de distribución ante perturbaciones en la carga, en las tensiones de la red de distribución y/o en las condiciones de irradiancia y temperatura.
- Dimensionamiento del inversor de potencia en términos de su capacidad de suministro de potencia no activa requerida por la carga y/o por el sistema de distribución.

### 8.3. Proyectos de investigación y proyectos dirigidos o co-dirigidos

Durante la ejecución de esta tesis de doctorado, se llevaron a cabo y se dirigieron los siguientes proyectos:

- Proyecto de financiación interna UIS-DIEF 1374: Simulación en tiempo real de convertidores electrónicos de potencia para sistemas fotovoltaicos conectados a la red. Periodo: Diciembre 2013 - Septiembre 2015. Entidad financiadora: Vicerrectoría de Investigación y Extensión de la Universidad Industrial de Santander. Investigadores: Dra. Mónica Andrea Botero Londoño, Dra(c). María Alejandra Mantilla Villalobos y Dr. Johann Farith Petit Suárez.
- Programa de apoyo de infraestructura para formación doctoral. Proyecto de doctorado: Control de generadores fotovoltaicos con funciones de filtrado activo en sistemas trifásicos distorsionados y desequilibrados. Periodo: Enero 2014 - Diciembre 2015. Entidad financiadora: Vicerrectoría de Investigación y Extensión de la Universidad Industrial de Santander.
- J. Rincón, J. Joya. “Estrategias de control y análisis de un acondicionador unificado de la calidad de la energía”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de pregrado. 2012.
- E. Pieruccini, J. Rueda. “Filtros activos de potencia: análisis comparativo entre técnicas de control de corriente aplicadas al inversor de potencia tipo fuente de tensión de cuatro ramas en puente completo”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de pregrado. 2013.
- G. Quiñonez, C. Castellanos. “Integración de sistemas fotovoltaicos a la red: técnicas de control para el seguimiento del punto de máxima potencia”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de pregrado. 2013.
- J. López, C. Cordero. “Control de convertidores multinivel con condensadores flotantes: análisis comparativo entre diferentes estrategias de modulación”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de pregrado. 2013.

- D. Rincón, O. Sierra. “ Integración de generadores fotovoltaicos a la red eléctrica: análisis comparativo de algoritmos utilizados para el control de las potencias activa y reactiva”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de pregrado. 2013.
- N. Mendoza, J. Pardo. “ Control directo de potencia aplicado a inversores trifásicos conectados a la red ”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de pregrado. 2013.
- V. Meneses, J. Almeyda. “ Sistema de adquisición y adecuación de señales eléctricas para el control y monitorización del módulo SEMITEACH-IGBT de SEMIKRON ”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de pregrado. 2013.
- D. Siaucho, F. Vasquez. “ Prototipo monofásico de fuente programable de corriente utilizando el módulo SEMITEACH-IGBT de SEMIKRON ”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de pregrado. 2013.
- C. Gutiérrez, G. Tarazona. “ Diseño y simulación de una estrategia de control para regulación de tensión en un sistema de microgeneración fotovoltaico monofásico de baja potencia”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de pregrado. 2013.
- W. Flórez, G. González . “ Análisis comparativo entre estrategias para la estimación en el dominio del tiempo de parámetros de señales eléctricas distorsionadas y/o desequilibradas”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de pregrado. 2013.
- Y. García, J. Mantilla . “ Implementación de un convertidor CD/CD para el seguimiento del punto máxima potencia de generadores fotovoltaicos”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de pregrado. 2013.
- J. Monguí, D. Rojas . “ Convertidores DC/DC en sistemas fotovoltaicos conectados a la red: estrategias de control para el seguimiento del punto de máxima potencia”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de pregrado. 2013.
- J. Romero. “ Control del compensador estático para sistemas de distribución (D-STATCOM) bajo tensiones desbalanceadas y distorsionadas”. Universidad Industrial de Santander. Monográfica especialización en sistemas de distribución de la energía eléctrica. 2014.
- H. Parra, J. Barco. “ Diseño y construcción de un prototipo de colector híbrido”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de pregrado. Dirigido como codirector. 2015.
- T. Acosta, J. Arenas. “ Estudio de pérdidas en paneles fotovoltaicos por inclinación, orientación y sombras”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de pregrado. 2015.

- J. Bermúdez, S. Vargas. “ Dimensionamiento de un sistema autónomo para bombeo de agua utilizando generadores fotovoltaicos”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de pregrado. 2016.
- E. Zárate, A. Serrano. “ Estudio de la prospectiva y viabilidad de las energías renovables eólica y solar en Colombia a 2050 por medio del software LEAP”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de pregrado. 2016.
- S. Afanador, R. Caicedo. “ Modelo funcional para la identificación del tipo de conductividad en películas delgadas semiconductoras”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de pregrado. 2016.
- D. Motta. “ Modelado y simulación en tiempo real de un generador fotovoltaico conectado a la red eléctrica”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de maestría. Actualmente en desarrollo.
- J. Archila. “ Implementación de un convertidor SEPIC en sistemas fotovoltaicos”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de maestría. Actualmente en desarrollo.
- F. Osorio . “ Control de sistemas fotovoltaicos conectados a la red trifásica considerando inversores multinivel con diodos anclados al neutro”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de maestría. Actualmente en desarrollo.
- I. Ruiz. “ Análisis prospectivo de la generación fotovoltaica distribuida en Colombia, en el marco legal de la ley 1715 de 2014”. Universidad Industrial de Santander. Monográfica especialización en sistemas de distribución de la energía eléctrica. Actualmente en desarrollo.
- F. Muñoz, A. Rodríguez. “ Sistema para el mapeo automático de la variabilidad de la irradiancia solar según la orientación de celdas solares”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de pregrado. Actualmente en desarrollo.
- J. Chacón, R. Ortiz. “ Implementación de un prototipo para la caracterización de paneles solares fotovoltaicos”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de pregrado. Actualmente en desarrollo.
- D. Almeida . “ Prototipo de inversor multinivel para aplicaciones de sistemas fotovoltaicos conectados a la red”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de maestría. Actualmente en desarrollo.
- M. Barros, L. Rueda. “ Análisis de la información obtenida por medio del inversor SUNNY BOY en un escenario de PFV y un sistema eléctrico residencial”. Universidad Industrial de Santander. Tesis de pregrado. Actualmente en desarrollo.

---

## 8.4. Publicaciones realizadas

### Publicaciones en congresos

- O. Solano, C. Viviescas, M. Mantilla, J. Petit, A. Acevedo. “Experimental evaluation of DC bus voltage control in shunt active power filter with split capacitor using real time hardware in the loop simulation”. IEEE Electrical Power and Energy Conference, Winnipeg, Canada, 2011.
- N. Mendoza, J. Pardo, M. Mantilla, J. Petit. “A Comparative Analysis of Direct Power Control Algorithms for Three-Phase Power Inverters”. IEEE Electrical Power and Energy Conference, Vancouver, Canada, 2013.
- J. Rueda, E. Pieruccini, M. Mantilla, J. Petit. “Active Power Filters: A Comparative Analysis of Current Control Techniques for Four-Leg Full-Bridge Voltage Source Inverters ”. VII Simposio internacional sobre calidad de la energía eléctrica SICEL, Medellín, Colombia, 2013.
- M. Mantilla, D. Rincón, O. Sierra, J. Petit, G. Ordóñez. “Control of active and reactive powers in three phase inverters for grid-tied photovoltaic systems under unbalanced voltages”. 3rd International Conference on Renewable Energy Research and Applications, Milwaukee, USA, 2014.
- M. Mantilla, G. Quiñones, C. Castellanos, J. Petit, G. Ordóñez. “Analysis of Maximum Power Point Tracking Algorithms in DC-DC Boost Converters for Grid-tied Photovoltaic Systems”. 40th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, Dallas, USA, 2014.

### Publicaciones en revistas

- J. Petit, M. Mantilla, G. Ordóñez. “Estimación de las componentes simétricas instantáneas de señales eléctricas usando filtros sintonizados”. Revista chilena de ingeniería (Ingeniare), vol. 19, N°. 1, pp. 111-112, 2011.
- M. Mantilla, J. Petit. “Real time hardware in the loop simulation of distribution static compensators”. International Review On Modelling And Simulations (IREMOS), vol. 5, N°. 2, pp. 680-689, 2012.
- M. Mantilla, J. Petit, G. Ordóñez. “Control directo de potencia aplicado a sistemas fotovoltaicos conectados a la red”. Revista Facultad De Ingeniería, vol. 72, pp. 67-80, 2014.
- D. Rincón, M. Mantilla, J. Petit, G. Ordoñez, O. Sierra. “Control of Three Phase Inverters for Renewable Energy Systems Under Unbalanced Grid Voltages”. International Journal of Renewable Energy Research, vol. 5, N°. 2, pp. 507-516, 2015.

- M. Mantilla, J. Archila, J. Barrero, J. Petit, G. Ordóñez. “A maximum power point tracking algorithm for photovoltaic systems under partially shaded conditions”. Revista Ingeniería y Universidad, Aceptado para publicación.
- M. Mantilla, J. Petit, G. Ordóñez. “Control of grid-tied solar PV systems with active filtering functions under non-ideal grid voltages”. Enviado a evaluación a la revista: IEEE Transactions on Industrial Electronics.

## 8.5. Pasantía de Investigación

Durante la ejecución de tesis, se realizó una pasantía de investigación en el *Power Electronics Research Group at Northeastern University*, Boston, Estados Unidos, bajo la dirección del Dr. Brad Lehman. La pasantía tuvo una duración de seis meses.

---

## Bibliografía

- [1] A. Ipakchi y F. Albuyeh, “Grid of the future,” *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 7, no. 2, pp. 52 –62, march-april 2009.
- [2] A. Ghosh y G. Ledwich, *Power quality enhancement using custom power devices*, 1era ed. Kluwer’s power electronics and power systems series, 2002.
- [3] IEA, *Key World Energy STATISTICS*. International Energy Agency, 2015.
- [4] R. Podes y B. Diouf, *Solar Lighting*, 1era ed. London: Springer, 2011.
- [5] G. G. García, *Energías del siglo XXI. De las energías fosiles a las alternativas.*, 1era ed. Barcelona, Madrid: Ediciones Mundi-prensa, 2008.
- [6] J. A. D. Gómez, *Energías alternativas*, 2da ed. España: Equipo Sirius, 2005.
- [7] IEA, *Technology Roadmap: Solar Photovoltaic Energy*. International Energy Agency, 2014.
- [8] Y. Zhao, Y. Zhang, D. Wang, y J. Zhan, “The circuit topology for single-phase grid-connected system and the control technology on converters,” *International Conference on Sustainable Power Generation and Supply, 2009. SUPERGEN '09.*, pp. 1 –5, april 2009.
- [9] L. Hassaine, “Implementación de un control digital de potencia activa y reactiva para inversores. Aplicación a sistemas fotovoltaicos conectados a red,” Ph.D. dissertation, Universidad Carlos III de Madrid, 2010.
- [10] J. J. Negroni, “Análisis y diseño de controladores para inversores multinivel en sistemas fotovoltaicos conectados a red,” Ph.D. dissertation, Universidad Politécnica de Cataluña, 2007.
- [11] Z. Liang, L. Alesi, X. Zhou, y A. Huang, “Digital controller development for grid-tied photovoltaic inverter with model based technique,” *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 849 –853, feb. 2010.

- 
- [12] H. Xiang, Y. Yan, y H. Jiang, “A PV grid-connected inverter with optimized AFD and MPPT performance,” *Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, 2009. APPEEC 2009.*, pp. 1–4, march 2009.
- [13] J. Li, F. Zhuo, J. Liu, X. Wang, B. Wen, L. Wang, y S. Ni, “Study on unified control of grid-connected generation and harmonic compensation in dual-stage high-capacity PV system,” *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009.*, pp. 3336–3342, sept. 2009.
- [14] R. Mastromauro, M. Liserre, y A. Dell’Aquila, “Control issues in single-stage photovoltaic systems: MPPT, current and voltage control,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 8, no. 2, pp. 241–254, may 2012.
- [15] *Norma Técnica Colombiana 5000: Calidad de la potencia eléctrica (CPE). Definiciones y técnicas fundamentales*, Instituto Colombiano de Normas Técnicas Std., 2002.
- [16] R. Sermon, “An overview of power quality standards and guidelines from the end-user’s point-of-view,” *Rural Electric Power Conference, 2005*, pp. B1/1–B1/5, May 2005.
- [17] A. Baghini, *Handbook of Power Quality*. John Wiley & Sons Ltd, England, 2008.
- [18] “IEEE recommended practice for monitoring electric power quality,” *IEEE Std 1159-1995*, pp.–, Nov 1995.
- [19] “IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems,” *IEEE Std 519-1992*, pp.–, Apr 1993.
- [20] Y. Pal, A. Swarup, y B. Singh, “A review of compensating type custom power devices for power quality improvement,” *Power System Technology and IEEE Power India Conference, 2008. POWERCAN 2008. Joint International Conference on*, pp. 1–8, Oct. 2008.
- [21] J. Petit, “Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados,” Ph.D. dissertation, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad Carlos III de Madrid, 2007.
- [22] A. Luna, J. Rocabert, J. Candela, J. Hermoso, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, y P. Rodriguez, “Grid voltage synchronization for distributed generation systems under grid fault conditions,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 4, pp. 3414–3425, July 2015.
- [23] N. Tuyen y G. Fujita, “Pv-active power filter combination supplies power to nonlinear load and compensates utility current,” *Power and Energy Technology Systems Journal, IEEE*, vol. 2, no. 1, pp. 32–42, March 2015.

- 
- [24] B. Singh, C. Jain, y S. Goel, “1st control algorithm of single-stage dual purpose grid connected solar pv system,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 10, pp. 5347–5357, Oct 2014.
- [25] P. Rodriguez, A. Timbus, R. Teodorescu, M. Liserre, y F. Blaabjerg, “Flexible active power control of distributed power generation systems during grid faults,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 5, pp. 2583–2592, Oct 2007.
- [26] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, y A. Timbus, “Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, Oct 2006.
- [27] M. Bollen, J. Meyer, H. Amaris, A. Blanco, A. Gil de Castro, J. Desmet, M. Klatt, L. Kocewiak, S. Ronnberg, y K. Yang, “Future work on harmonics - some expert opinions part i - wind and solar power,” *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2014 IEEE 16th International Conference on*, pp. 904–908, May 2014.
- [28] IEEE, “IEEE recommended practice for utility interface of photovoltaic (PV) systems,” *IEEE Std 929-2000*, p. i, 2000.
- [29] —, “IEEE standard for interconnecting distributed resources with electric power systems,” *IEEE Std 1547-2003*, 2003.
- [30] H. Akagi, Y. Kanazawa, y A. Nabae, “Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-20, no. 3, pp. 625–630, May 1984.
- [31] H. Akagi, E. Watanabe, y M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, M. E. El-Hawary, Ed. IEEE Press Editorial Board, January-February 2008, vol. 6, no. 1.
- [32] R. Noroozian y G. B. Gharehpetian, “An investigation on combined operation of active power filter with photovoltaic arrays,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 46, pp. 392 – 399, 2013.
- [33] M. Cavalcanti, A. Farias, K. Oliveira, F. Neves, y J. Afonso, “Eliminating leakage currents in neutral point clamped inverters for photovoltaic systems,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 1, pp. 435–443, Jan 2012.
- [34] S. Rajasekar y R. Gupta, “Photovoltaic array based multilevel inverter for power conditioning,” *Power and Energy Systems (ICPS), 2011 International Conference on*, pp. 1–6, Dec 2011.
- [35] S. Hosseini, S. Danyali, A. Yazdanpanah Goharrizi, y M. Sarhangzadeh, “Three-phase four-wire grid-connected pv power supply with accurate mppt for unbalanced nonlinear load compensation,”
-

- 
- Industrial Electronics, 2009. ISIE 2009. IEEE International Symposium on*, pp. 1099–1104, July 2009.
- [36] Y. Komatsu, “Application of the extension pq theory to a mains-coupled photovoltaic system,” *Power Conversion Conference, 2002. PCC-Osaka 2002. Proceedings of the*, vol. 2, pp. 816–821 vol.2, 2002.
- [37] T. P. C. Zainal Salam y A. Jusoh, “A hybrid active power filter connected to a photovoltaic array,” *The Institution of Engineers*, vol. 69, no. 1, pp. 45–52, March 2008.
- [38] W. Libo, Z. Zhengming, y L. Jianzheng, “A single-stage three-phase grid-connected photovoltaic system with modified mppt method and reactive power compensation,” *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 4, pp. 881–886, Dec 2007.
- [39] H.-R. Seo, G.-H. Kim, S.-J. Jang, S.-Y. Kim, S. Park, M. Park, y I.-K. Yu, “Harmonics and reactive power compensation method by grid-connected photovoltaic generation system,” *Electrical Machines and Systems, 2009. ICEMS 2009. International Conference on*, pp. 1–5, Nov 2009.
- [40] A. Verma, B. Singh, y D. Shahani, “Grid interfaced solar photovoltaic power generating system with power quality improvement at ac mains,” *Sustainable Energy Technologies (ICSET), 2012 IEEE Third International Conference on*, pp. 177–182, Sept 2012.
- [41] S. Fryze, “Wirk-. blind-. und scheinleistung in elektrischen stromkreisen mit nicht-sinusoidalen verlauf von strom and spannung,” *ETZ*, pp. 25–27, 1932.
- [42] M. Depenbrock, “The fbd-method, a generally applicable tool for analyzing power relations,” *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol. 8, no. 2, pp. 381–387, May 1993.
- [43] V. Staudt, “Fryze - Buchholz - Depenbrock: A time-domain power theory,” *International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation, 2008. ISNCC 2008.*, pp. 1–12, June 2008.
- [44] O. Rafael, K. Chariff, O. Mohamad, y S. Daniel, “Comparison of reference current generation techniques for non-active power compensation under distorted and unbalanced conditions,” *32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, IECON 2006*, pp. 2297–2302, Nov. 2006.
- [45] T.-F. Wu, C.-L. Shen, H.-S. Nein, y G.-F. Li, “A 1 phi;3w inverter with grid connection and active power filtering based on nonlinear programming and fast-zero-phase detection algorithm,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, no. 1, pp. 218 – 226, jan. 2005.
- [46] D. Yazdani, A. Bakhshai, y P. Jain, “Grid synchronization techniques for converter interfaced distributed generation systems,” *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, pp. 2007 –2014, sept. 2009.
-

- 
- [47] D. Yazdani, M. Pahlevaninezhad, y A. Bakhshai, "Three-phase grid synchronization techniques for grid connected converters in distributed generation systems," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2009. ISIE 2009.*, pp. 1105–1110, july 2009.
- [48] D. Yazdani, A. Bakhshai, G. Joos, y M. Mojiri, "A nonlinear adaptive synchronization technique for grid-connected distributed energy sources," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 4, pp. 2181–2186, july 2008.
- [49] —, "A nonlinear adaptive synchronization technique for single-phase grid-connected converters," *IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008.*, pp. 4076–4079, june 2008.
- [50] —, "A single-phase adaptive synchronization tool for grid-connected converters," *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008. IECON 2008.*, pp. 526–529, nov. 2008.
- [51] D. Yazdani, A. Bakhshai, y P. Jain, "Adaptive notch filtering based grid synchronization techniques for converter interfaced distributed generation systems," *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2009. IECON '09.*, pp. 3963–3969, nov. 2009.
- [52] K.-J. Lee, J.-P. Lee, D. Shin, D.-W. Yoo, y H.-J. Kim, "A novel grid synchronization pll method based on adaptive low-pass notch filter for grid-connected pcs," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 1, pp. 292–301, Jan 2014.
- [53] J. Petit y M. Mantilla, "Filtro resonante para la estimación en el dominio del tiempo de las componentes de secuencia de senales triásicas desequilibradas y distorsionadas," *V simposio Internacional sobre Calidad de la Energía Eléctrica*, 2009.
- [54] L. Amuda, B. Cardoso Filho, S. Silva, S. Silva, y A. Diniz, "Wide bandwidth single and three-phase pll structures for grid-tied pv systems," *Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE Photovoltaic Specialists Conference, 2000.*, pp. 1660–1663, 2000.
- [55] M. Karimi-Ghartemani y M. Irvani, "A nonlinear adaptive filter for online signal analysis in power systems: applications," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 17, no. 2, pp. 617–622, Apr 2002.
- [56] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. Candela, R. Burgos, y D. Boroyevich, "Decoupled double synchronous reference frame pll for power converters control," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 2, pp. 584–592, March 2007.
- [57] R. Petrella, A. Revelant, y P. Stocco, "Robust grid synchronisation in three-phase distributed power generation systems by synchronous reference frame pre-filtering," *2009 Proceedings of the 44th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, pp. 1–5, sept. 2009.
-

- 
- [58] T. Ostrem, W. Sulkowski, L. Norum, y C. Wang, “Grid connected photovoltaic (pv) inverter with robust phase-locked loop (pll),” *TDC '06. IEEE/PES Transmission Distribution Conference and Exposition: Latin America, 2006.*, pp. 1–7, aug. 2006.
- [59] P. Rodriguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. Timbus, M. Liserre, y F. Blaabjerg, “New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions,” *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, pp. 1–7, June 2006.
- [60] P. Rodriguez, A. Luna, I. Candela, R. Mujal, R. Teodorescu, y F. Blaabjerg, “Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 127–138, jan. 2011.
- [61] P. Rodriguez, A. Luna, R. Munoz-Aguilar, I. Etxeberria-Otadui, R. Teodorescu, y F. Blaabjerg, “A stationary reference frame grid synchronization system for three-phase grid-connected power converters under adverse grid conditions,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 99–112, jan. 2012.
- [62] S. Golestan, M. Monfared, F. Freijedo, y J. Guerrero, “Design and tuning of a modified power-based pll for single-phase grid-connected power conditioning systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 8, pp. 3639–3650, aug. 2012.
- [63] I. Paez, H. Pico, M. Villalobos, y J. Suarez, “Electrical signals parameter estimation using adaptive filtering: A comparative study,” *Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America (T D-LA), 2010 IEEE/PES*, pp. 745–750, Nov 2010.
- [64] J. Petit, H. Amaris, y G. Robles, “Current control schemes for shunt active filters: Predictive algorithms,” *Transmission and Distribution Conference and Exhibition, 2005/2006 IEEE PES*, pp. 693–698, May 2006.
- [65] R. Orduz, “Contribución a los sistemas de control de potencia micro-distribuida en edificios fotovoltaicos,” Ph.D. dissertation, Universidad Politécnica de Madrid, Jul 2009.
- [66] H. Desai y H. Patel, “Maximum power point algorithm in pv generation: An overview,” *Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS '07. 7th International Conference on*, pp. 624–630, Nov 2007.
- [67] S. Qin, M. Wang, T. Chen, y X. Yao, “Comparative analysis of incremental conductance and perturb-and-observation methods to implement mppt in photovoltaic system,” *2011 International Conference on Electrical and Control Engineering (ICECE)*, pp. 5792–5795, sept. 2011.

- 
- [68] V. Salas, E. Olías, A. Lázaro, y A. Barrado, “New algorithm using only one variable measurement applied to a maximum power point tracker,” *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 87, no. 14, pp. 675 – 684, 2005. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S092702480400385X>
- [69] C. Chim, P. Neelakantan, H. Yoong, y K. Teo, “Fuzzy logic based mppt for photovoltaic modules influenced by solar irradiation and cell temperature,” *Computer Modelling and Simulation (UKSim), 2011 UkSim 13th International Conference on*, pp. 376–381, March 2011.
- [70] A. Al-Diab y C. Sourkounis, “Variable step size p&o mppt algorithm for pv systems,” *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2010 12th International Conference on*, pp. 1097–1102, May 2010.
- [71] M. Hassani, S. Mekhilef, A. Hu, y N. Watson, “A novel mppt algorithm for load protection based on output sensing control,” *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2011 IEEE Ninth International Conference on*, pp. 1120–1124, Dec 2011.
- [72] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, y M. Vitelli, “A technique for improving p&o mppt performances of double-stage grid-connected photovoltaic systems,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 11, pp. 4473–4482, Nov 2009.
- [73] J.-M. Kwon, B.-H. Kwon, y K.-H. Nam, “Grid-connected photovoltaic multistring pcs with pv current variation reduction control,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 11, pp. 4381–4388, Nov 2009.
- [74] G. Escobar, J. Leyva-Ramos, P. Martinez, y A. Valdez, “A repetitive-based controller for the boost converter to compensate the harmonic distortion of the output voltage,” *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 13, no. 3, pp. 500–508, May 2005.
- [75] F. M. Boico, “Improving battery charging with solar panels,” Ph.D. dissertation, Northeastern University, 2008.
- [76] D. G. Murillo, “Modelado y análisis de sistemas fotovoltaicos,” Ph.D. dissertation, Universitat Politècnica de Catalunya, 2003.
- [77] W. Li y X. He, “Review of nonisolated high-step-up dc/dc converters in photovoltaic grid-connected applications,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 4, pp. 1239–1250, April 2011.
- [78] E. Duran, M. Sidrach-de Cardona, J. Galan, y J. Andujar, “Comparative analysis of buck-boost converters used to obtain i x2013;v characteristic curves of photovoltaic modules,” *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pp. 2036–2042, June 2008.
-

- 
- [79] M. Taghvaei, M. Radzi, S. Moosavain, H. Hizam, y M. H. Marhaban, "A current and future study on non-isolated dc/dc converters for photovoltaic applications," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 17, pp. 216 – 227, 2013. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032112005242>
- [80] M. Marodkar, S. Adhau, M. Sabley, y P. Adhau, "Design and simulation of dc-dc converters for photovoltaic system based on matlab," *Industrial Instrumentation and Control (ICIC), 2015 International Conference on*, pp. 1478–1483, May 2015.
- [81] M. Killi y S. Samanta, "Output voltage sensor based maximum power point tracking for pv system using sepic," *Industrial Technology (ICIT), 2015 IEEE International Conference on*, pp. 1112–1116, March 2015.
- [82] L. Benchaita, S. Saadate, y A. Salem nia, "A comparison of voltage source and current source shunt active filter by simulation and experimentation," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 14, no. 2, pp. 642–647, May 1999.
- [83] M. Routimo, M. Salo, y H. Tuusa, "Comparison of voltage-source and current-source shunt active power filters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 636–643, March 2007.
- [84] Y. Liu, H. Abu-Rub, y B. Ge, "Z-source/quasi-z-source inverters: Derived networks, modulations, controls, and emerging applications to photovoltaic conversion," *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol. 8, no. 4, pp. 32–44, Dec 2014.
- [85] G. Ledwich y A. Ghosh, "A flexible dstatcom operating in voltage or current control mode," *IEEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution*, vol. 149, no. 2, pp. 215–224, Mar 2002.
- [86] M. Calais y V. Agelidis, "Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1998. Proceedings. ISIE '98.*, vol. 1, pp. 224 –229 vol.1, jul 1998.
- [87] S. Kouuro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. Pe andrez, y J. Leon, "Recent advances and industrial applications of multilevel converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2553 –2580, aug. 2010.
- [88] J. Rodriguez, L. Franquelo, S. Kouuro, J. Leon, R. Portillo, M. Prats, y M. Perez, "Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 11, pp. 1786 –1817, nov. 2009.
- [89] T. Bruckner, S. Bernet, y H. Guldner, "The active npc converter and its loss-balancing control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 3, pp. 855 – 868, june 2005.
-

- 
- [90] B. Gemell, J. Dorn, D. Retzmann, y D. Soerangr, "Prospects of multilevel vsc technologies for power transmission," *2008 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*, pp. 1–16, april 2008.
- [91] M. Calais, V. Agelidis, L. Borle, y M. Dymond, "A transformerless five level cascaded inverter based single phase photovoltaic system," *2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00.*, vol. 3, pp. 1173–1178 vol.3, 2000.
- [92] J. E. García, "Control directo de potencia de convertidores electrónicos conectados a la red," Ph.D. dissertation, Unviersidad Carlos III de Madrid, 2007.
- [93] D. Hohm y M. Ropp, "Comparative study of maximum power point tracking algorithms using an experimental, programmable, maximum power point tracking test bed," *Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE Photovoltaic Specialists Conference, 2000*, pp. 1699–1702, 2000.
- [94] K. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, y M. Osakada, "Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions," *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, vol. 142, no. 1, pp. 59–64, jan 1995.
- [95] W. Xiao y W. Dunford, "A modified adaptive hill climbing mppt method for photovoltaic power systems," *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04.*, vol. 3, pp. 1957–1963 Vol.3, june 2004.
- [96] A. Sayal, "Mppt techniques for photovoltaic system under uniform insolation and partial shading conditions," *Engineering and Systems (SCES), 2012 Students Conference on*, pp. 1–6, March 2012.
- [97] R. Alonso, P. Ibaez, V. Martinez, E. Roman, y A. Sanz, "An innovative perturb, observe and check algorithm for partially shaded pv systems," *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, pp. 1–8, Sept 2009.
- [98] P. Rodriguez, "Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos," Ph. D dissertation, Universidad Politecnica de Cataluna, Barcelona, Barcelona, 2005.
- [99] M. A. Mantilla y J. F. Petit, "Dc bus voltage control in four-wire shunt active power filters with split capacitor," *IEEE/PES IEEE Transmission & Distribution Conference and Exposition: Latin America, 2010. T&D 2010.*, 2010.
- [100] R. Petrella, N. Buonocunto, A. Revelant, y P. Stocco, "Equalization of dc bus voltage in three-level npc half-bridge inverters for pv applications by even harmonics injection or fundamental phase modulation," *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3427–3434, sept. 2011.
-

- 
- [101] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, y I. Takahashi, "Direct power control of pwm converter without power-source voltage sensors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 34, no. 3, pp. 473–479, may/jun 1998.
- [102] M. Monfared, H. Rastegar, y H. Kojabadi, "High performance dpc for pwm converters," *International Conference on Electrical and Electronics Engineering, 2009. ELECO 2009.*, pp. I-239–I-243, nov. 2009.
- [103] J. Eloy-Garcia, S. Arnaltes, y J. Rodriguez-Amenedo, "Extended direct power control for multilevel inverters including dc link middle point voltage control," *Electric Power Applications, IET*, vol. 1, no. 4, pp. 571–580, july 2007.
- [104] L. Fan, Z. Miao, y A. Domijan, "Impact of unbalanced grid conditions on pv systems," *2010 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, pp. 1–6, july 2010.
- [105] S. Dasgupta, S. Mohan, S. Sahoo, y S. Panda, "Derivation of instantaneous current references for three phase pv inverter connected to grid with active and reactive power flow control," *2011 IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE)*, pp. 1228–1235, 30 2011-june 3 2011.
- [106] J. Alonso-Martinez, J. Eloy-Garcia, y S. Arnaltes, "Control of a three-phase grid-connected inverter for photovoltaic applications with a fuzzy mppt under unbalanced conditions," *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09.*, pp. 1–7, sept. 2009.
- [107] F. Gonzalez-Espin, G. Garcera, I. Patrao, y E. Figueres, "An adaptive control system for three-phase photovoltaic inverters working in a polluted and variable frequency electric grid," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PP, no. 99, p. 1, 2012.
- [108] S. Xian-wen, W. Yue, y W. Zhao-an, "Dual reference frame scheme for distributed generation grid-connected inverter under unbalanced grid voltage conditions," *IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008.*, pp. 4552–4555, june 2008.
- [109] J. Eloy-Garcia, S. Arnaltes, y J. Rodriguez-Amenedo, "Direct power control of voltage source inverters with unbalanced grid voltages," *Power Electronics, IET*, vol. 1, no. 3, pp. 395–407, september 2008.
- [110] A. Testa y S. De Caro, "Active voltage ripple compensation in pv systems for domestic uses," *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 2193–2198, july 2010.
- [111] V. Lazarov y D. Apostolov, "PWM inverter power transfer under unbalanced voltage conditions," *First international Symposium on Environment Identities and Mediterranean Area, 2006. ISEIMA '06.*, pp. 254–259, july 2006.
-

- 
- [112] H.-S. Song y K. Nam, "Dual current control scheme for pwm converter under unbalanced input voltage conditions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 5, pp. 953–959, oct 1999.
- [113] X. Song, Y. Wang, W. Hu, y Z. Wang, "Three reference frame control scheme of 4 wire grid-connected inverter for micro grid under unbalanced grid voltage conditions," *Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009.*, pp. 1301–1305, feb. 2009.
- [114] S.-K. Chung, "Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 147, no. 3, pp. 213–219, may 2000.
- [115] T.-F. Wu, C.-L. Shen, H.-S. Nein, y G.-F. Li, "A 1/spl phi/3w inverter with grid connection and active power filtering based on nonlinear programming and fast-zero-phase detection algorithm," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, no. 1, pp. 218–226, Jan 2005.
- [116] N. Tummuru, M. Mishra, y S. Srinivas, "Multifunctional vsc controlled microgrid using instantaneous symmetrical components theory," *Sustainable Energy, IEEE Transactions on*, vol. 5, no. 1, pp. 313–322, Jan 2014.
- [117] D. Chen y S. Xie, "Review of the control strategies applied to active power filters," *Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies, 2004. DRPT 2004.*, vol. 2, pp. 666–670 Vol.2, April 2004.
- [118] S. Buso, L. Malesani, y P. Mattavelli, "Comparison of current control techniques for active filter applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 722–729, Oct 1998.
- [119] M. Kazmierkowski y L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: a survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, Oct 1998.
- [120] D. G. Holmes y T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice (IEEE Press Series on Power Engineering)*, S. E. Mohamed E. El-Hawary, Ed. John Wiley and Sons, Inc, 2003.
- [121] B. McGrath y D. Holmes, "Multicarrier pwm strategies for multilevel inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 858–867, aug 2002.
- [122] M. Dahidah y V. Agelidis, "Selective harmonic elimination pwm control for cascaded multilevel voltage source converters: A generalized formula," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 4, pp. 1620–1630, july 2008.

- 
- [123] N. Celanovic y D. Boroyevich, "A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 2, pp. 637–641, mar/apr 2001.
- [124] M. Prats, L. Franquelo, R. Portillo, J. Leon, E. Galvan, y J. Carrasco, "A 3-d space vector modulation generalized algorithm for multilevel converters," *Power Electronics Letters, IEEE*, vol. 1, no. 4, pp. 110–114, Dec 2003.
- [125] O. Lopez, J. Alvarez, J. Doval-Gandoy, y F. Freijedo, "Multilevel multiphase space vector pwm algorithm," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1933–1942, may 2008.
- [126] M. Aneesh, A. Gopinath, y M. Baiju, "A simple space vector pwm generation scheme for any general  $n$ -level inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 5, pp. 1649–1656, may 2009.
- [127] J. Napoles, J. Leon, R. Portillo, L. Franquelo, y M. Aguirre, "Selective harmonic mitigation technique for high-power converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2315–2323, july 2010.
- [128] A. R. Beig, G. Narayanan, y V. T. Ranganathan, "Modified svpwm algorithm for three level vsi with synchronized and symmetrical waveforms," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 486–494, feb. 2007.
- [129] S. Kouro, B. La Rocca, P. Cortes, S. Alepuz, B. Wu, y J. Rodriguez, "Predictive control based selective harmonic elimination with low switching frequency for multilevel converters," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009.*, pp. 3130–3136, sept. 2009.
- [130] B. Singh, K. Al-Haddad, y A. Chandra, "A review of active filters for power quality improvement," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 5, pp. 960–971, Oct 1999.
- [131] T. Tian-yuan, J. Qi-rong, L. Gang, y L. Yu-xiang, "Comparison of direct and indirect current control strategy for dstatcom," *International Conference on Power System Technology, 2006. PowerCon 2006.*, pp. 1–8, Oct. 2006.
- [132] B. Singh, A. Adya, A. Mittal, y J. Gupta, "Modeling, design and analysis of different controllers for dstatcom," *Joint International Conference on Power System Technology and IEEE Power India Conference, 2008. POWERCON 2008.*, pp. 1–8, Oct. 2008.
- [133] S. Fukuda y T. Yoda, "A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model [for pwm invertors]," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 3, pp. 888–895, May 2001.

- 
- [134] X. Yuan, W. Merk, H. Stemmler, y J. Allmeling, "Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 2, pp. 523–532, Mar 2002.
- [135] R. Teodorescu y F. Blaabjerg, "Proportional-resonant controllers. a new breed of controllers suitable for grid-connected voltage-source converters," *Journal of Electrical Engineering*, 2004.
- [136] J. Petit, H. Amaris, y G. Robles, "Current control schemes for three-phase four-wire shunt active power filters: a comparative study," *Revista Facultad De Ingenieria Universidad De Antioquia*, vol. 52, pp. 206–214, 2010.
- [137] A. Ghosh y G. Ledwich, "Load compensating dstatcom in weak ac systems," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 18, no. 4, pp. 1302–1309, Oct. 2003.
- [138] A. Zouidi, F. Fnaiech, y K. Al-Haddad, "Neural network controlled three-phase three-wire shunt active power filter," *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 1, pp. 5–10, July 2006.
- [139] Y. Xiao-ping, Z. Yan-ru, y W. Yan, "A novel control method for dstatcom using artificial neural network," *CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006.*, vol. 3, pp. 1–4, Aug. 2006.
- [140] P. Flores, J. Dixon, M. Ortuzar, R. Carmi, P. Barriuso, y L. Moran, "Static var compensator and active power filter with power injection capability, using 27-level inverters and photovoltaic cells," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 1, pp. 130–138, jan. 2009.
- [141] G. Marques, "A comparison of active power filter control methods in unbalanced and non-sinusoidal conditions," *Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98.*, vol. 1, pp. 444–449 vol.1, Aug-4 Sep 1998.
- [142] B. Singh y J. Solanki, "A comparative study of control algorithms for DSTATCOM for load compensation," *IEEE International Conference on Industrial Technology, 2006. ICIT 2006.*, pp. 1492–1497, Dec. 2006.
- [143] R. Herrera, P. Salmeron, y H. Kim, "Instantaneous reactive power theory applied to active power filter compensation: Different approaches, assessment, and experimental results," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, pp. 184–196, Jan. 2008.
- [144] M. I. M. Montero, E. R. Cadaval, y F. B. Gonzalez, "Comparison of control strategies for shunt active power filters in three-phase four-wire systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 1, pp. 229–236, Jan. 2007.
-

- 
- [145] H. Kim, F. Blaabjerg, B. Bak-Jensen, y J. Choi, "Instantaneous power compensation in three-phase systems by using p-q-r theory," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 701–710, Sep 2002.
- [146] J. Asquerino y P. Revuelta, "Strategies of instantaneous compensation for three-phase four-wire circuits," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 17, no. 4, pp. 1079–1084, Oct 2002.
- [147] H. Akagi, S. Ogasawara, y H. Kim, "The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: a comprehensive approach," *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting.*, vol. 1, pp. 431–439 vol.1, 1999.
- [148] S. Karimi, P. Poure, y S. Saadate, "Reference current generation without PLL for shunt active filter under distorted and unbalanced conditions," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008.*, pp. 363–368, 30 2008-July 2 2008.
- [149] J. Petit, G. Robles, y H. Amaris, "Current reference control for shunt active power filters under nonsinusoidal voltage conditions," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 4, pp. 2254–2261, Oct 2007.
- [150] A. Hasanzadeh, M. Parniani, y S. Sadriyeh, "A comparative study on current control methods for load balancing and power factor correction using statcom," *2005 IEEE Russia Power Tech*, pp. 1–7, June 2005.
- [151] M. Mishra, K. Karthikeyan, y P. Linash, "A development and implementation of dsp based dstatcom to compensate unbalanced nonlinear loads," *2006 IEEE Power India Conference*, pp. 8 pp.–, 0-0 2006.
- [152] U. Rao, M. Mishra, y A. Ghosh, "Control strategies for load compensation using instantaneous symmetrical component theory under different supply voltages," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 4, pp. 2310–2317, Oct. 2008.
- [153] J. Petit, H. Amaris, y G. Robles, "Estimacion de la corriente de referencia de un filtro activo de potencia usando el filtro kalman," *UIS Ingenierías*, vol. 7, pp. 83–84, 2008.
- [154] A. Elnady y M. Salama, "Unified approach for mitigating voltage sag and voltage flicker using the dstatcom," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, no. 2, pp. 992–1000, April 2005.
- [155] D. Masand, S. Jain, y G. Agnihotri, "Control algorithms for distribution static compensator," *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 3, pp. 1830–1834, July 2006.
- [156] R. Cai, M. Bongiorno, y A. Sannino, "Control of d-statcom for voltage dip mitigation," *2005 International Conference on Future Power Systems*, pp. 6 pp.–6, Nov. 2005.
-

- 
- [157] B. Singh, A. Adya, A. Mittal, y J. Gupta, "Analysis, simulation and control of dstatcom in three-phase, four-wire isolated distribution systems," *2006 IEEE Power India Conference*, pp. 6 pp.–, 0-0 2006.
- [158] J. Sun, D. Czarkowski, y Z. Zabar, "Voltage flicker mitigation using pwm-based distribution statcom," *2002 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, vol. 1, pp. 616–621 vol.1, July 2002.
- [159] B. Singh, J. Solanki, y V. Verma, "Neural network based control of dstatcom with rating reduction for three-phase four-wire system," *International Conference on Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005.*, vol. 2, pp. 920–925, Nov. 2005.
- [160] E. Romero-Cadaval, M.-I. Milanés-Montero, F. Barrero-Gonzalez, y E. Gonzalez-Romera, "Power injection system for photovoltaic generation plants with active filtering capability," *Compatibility and Power Electronics, 2009. CPE '09.*, pp. 35 –42, may 2009.
- [161] R. Mastromauro, M. Liserre, T. Kerekes, y A. Dell'Aquila, "A single-phase voltage-controlled grid-connected photovoltaic system with power quality conditioner functionality," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 11, pp. 4436 –4444, nov. 2009.
- [162] M. Hojo y T. Ohnishi, "Adjustable harmonic mitigation for grid-connected photovoltaic system utilizing surplus capacity of utility interactive inverter," *PESC '06. 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006.*, pp. 1 –6, june 2006.
- [163] H. Tian, F. Gao, C. Ma, G. He, y G. Li, "A review of low voltage ride-through techniques for photovoltaic generation systems," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*, pp. 1566–1572, Sept 2014.
- [164] Y. Yang, F. Blaabjerg, y H. Wang, "Low-voltage ride-through of single-phase transformerless photovoltaic inverters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 3, pp. 1942–1952, May 2014.
- [165] M. Mirhosseini, J. Pou, y V. Agelidis, "Single- and two-stage inverter-based grid-connected photovoltaic power plants with ride-through capability under grid faults," *Sustainable Energy, IEEE Transactions on*, vol. 6, no. 3, pp. 1150–1159, July 2015.
- [166] F. Neves, M. Carrasco, F. Mancilla-David, G. Azevedo, y V. Santos, "Unbalanced grid fault ride-through control for single-stage photovoltaic inverters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 31, no. 4, pp. 3338–3347, April 2016.
- [167] M. Cavalcanti, G. Azevedo, B. Amaral, y F. Neves, "A photovoltaic generation system with unified power quality conditioner function," *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005.*, p. 6 pp., nov. 2005.
-

- 
- [168] R. Middlebrook y S. Cuk, "A general unified approach to modelling switching-converter power stages," *Power Electronics Specialists Conference, 1976 IEEE*, pp. 18–34, June 1976.
- [169] D. W. Hart, *Power Electronics*. McGraw-Hil, 2011.
- [170] S. Chiang, H.-J. Shieh, y M.-C. Chen, "Modeling and control of pv charger system with sepic converter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 11, pp. 4344–4353, Nov 2009.
- [171] M. Mantilla, G. Quinones, C. Castellanos, J. Petit, y G. Ordonez, "Analysis of maximum power point tracking algorithms in dc-dc boost converters for grid-tied photovoltaic systems," *Industrial Electronics Society, IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE*, pp. 1971–1976, Oct 2014.
- [172] R. Zhang, V. Prasad, D. Boroyevich, y F. Lee, "Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 17, no. 3, pp. 314–326, May 2002.
- [173] N.-Y. Dai, M.-C. Wong, y Y.-D. Han, "Application of a three-level npc inverter as a three-phase four-wire power quality compensator by generalized 3dsvm," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, no. 2, pp. 440–449, March 2006.
- [174] X. ping Yang, Y. xiao Zhang, y Y.-R. Zhong, "Three-phase four-wire dstatcom based on a three-dimensional pwm algorithm," *Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, 2008. DRPT 2008. Third International Conference on*, pp. 2061–2066, April 2008.
- [175] A. Oppenheim, A. Willsky, y S. Nawab, *Señales y sistemas*, segunda ed. Prentice Hall, 1998.
- [176] R. E. Kalman, "A new approach to linear filtering and prediction problems," *Transaction of the ASME Journal of Basic Engineering*, vol. 82 (Series D), pp. 35–45, 1960.
- [177] G. Welch y G. Bishop, "An introduction to the kalman filter," *Course, University of North Carolina at Chapel Hill, Department of Computer Science*, 2001. [Online]. Available: <http://info.acm.org/pubs/toc/CRnotice.html>
- [178] P. S. Maybeck, *Stochastic models, estimation, and control*, ser. Mathematics in Science and Engineering. Academic Press, 1979, vol. 141.
- [179] Chroma, *Programmable AC Source 61511/61512 Users Manual*, 1era ed., Chroma ATE INC., January 2012.
- [180] KYOCERA, "KD240GH-2PB high efficiency multicrystal photovoltaic module." KYOCERA Fineceramics, GmgH, Tech. Rep., 2010.
- [181] Upsolar, "6" polycrystalline pv module 60 cells," Upsolar, Tech. Rep., 2014.
-

- [182] *Wireless Vantage Pro and Vantage Pro Plus Stations Datasheet*, Davis Instruments, December 2015.

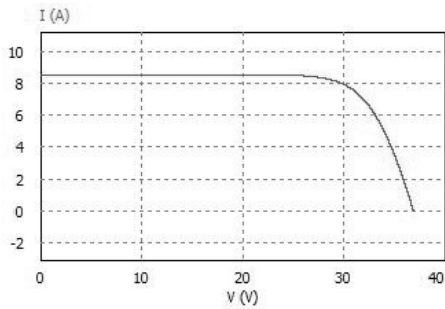
## Generador fotovoltaico

El generador fotovoltaico considerado en este trabajo está compuesto por la conexión en serie de cuatro paneles solares, dos de ellos de referencia KD240GH-2PB de marca KYOCERA y los otros dos UP-M250P de marca Upsolar, obteniendo una capacidad instalada de 980 [Wp]. En la tabla A.1 se presentan las características eléctricas de los dos tipos de paneles solares, bajo condiciones estándar de irradiancia ( $1000 \text{ W/m}^2$ ) y temperatura ( $25^\circ\text{C}$ ). Igualmente, las curvas características de corriente-tensión y potencia-tensión para los dos tipos de paneles, se presentan en la Figura A.1.

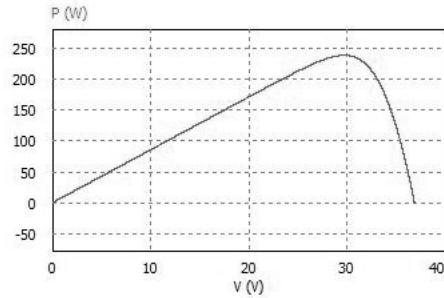
Tabla A.1: Características eléctricas de los paneles solares

PARÁMETRO	PANEL KD240GH-2PB	PANEL UP-M250P
Máxima potencia ( $P_{MPP}$ )	240 [W]	250 [W]
Tensión en el punto de máxima potencia ( $U_{MPP}$ )	29,8 [V]	30,6 [V]
Corriente en el punto de máxima potencia ( $I_{MPP}$ )	8,06 [A]	8,17 [A]
Tensión de circuito abierto ( $U_{oc}$ )	36,9 [V]	38,0 [V]
Corriente de corto circuito ( $I_{sc}$ )	8,59 [A]	8,5 [A]
Número de celdas por módulo	60	60
Tecnología de silicio	Policristalino	Policristalino

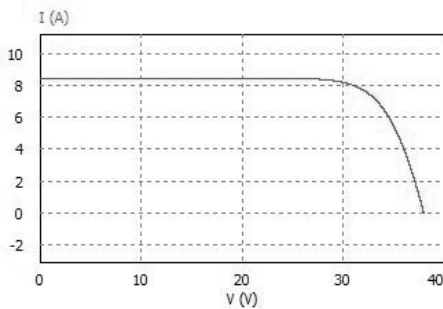
En la Figura A.2 se presentan las curvas características para el generador fotovoltaico. Estas gráficas se obtuvieron mediante el software PSIM y la información suministrada en las hojas de datos de los fabricantes de los paneles solares.



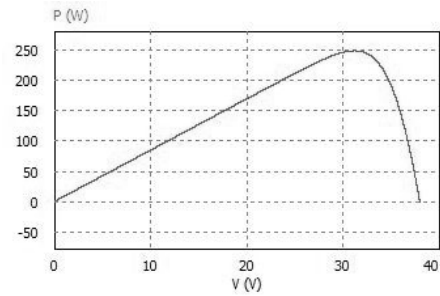
(a) Corriente vs. tensión (KD240GH-2PB)



(b) Potencia vs. tensión (KD240GH-2PB)

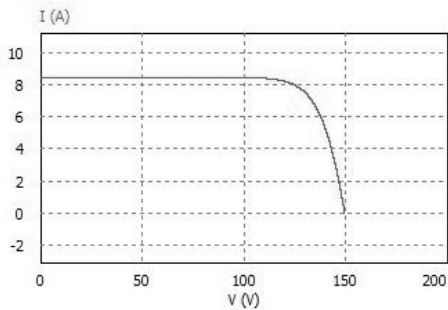


(c) Corriente vs. tensión (UP-M250P)

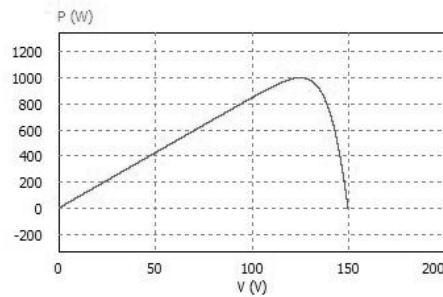


(d) Potencia vs. tensión (UP-M250P)

Figura A.1: Curvas características para condiciones estándar de irradiancia ( $1000 \text{ W/m}^2$ ) y temperatura ( $25^\circ\text{C}$ )



(a) Corriente vs. tensión del generador



(b) Potencia vs. tensión del generador

Figura A.2: Curvas características del generador fotovoltaico para condiciones estándar de irradiancia y temperatura