



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

**“Diagnóstico de Fallas basado en Procesamiento de Señales para el
Convertidor de Electrónica de Potencia de un Sistema de Generación
Fotovoltaico”**

T E S I S

Que para obtener el grado de:

Maestro en Ingeniería Eléctrica

Presenta:

Yuniel León Ruiz

Asesor:

Dr. Mario Arturo González García

Co-asesor:

Dr. Ricardo Álvarez Salas

San Luis Potosí, S. L. P.

Agosto de 2018



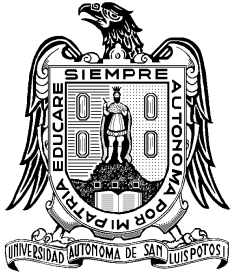
Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ingeniería

Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

Maestría en Ingeniería Eléctrica

Opción: Control Automático



**Diagnóstico de Fallas basado en Procesamiento de Señales para el
Convertidor de Electrónica de Potencia de un Sistema de Generación
Fotovoltaico**

Presenta:

Ing. Yuniel León Ruiz

Sinodales:

Dr. Mario Arturo González García
Asesor

Dr. Ricardo Álvarez Salas
Co-Asesor

Dr. Emilio Jorge González Galván
Revisor

Dra. Elvia Ruth Palacios Hernández
Revisor

Dr. Homero Miranda Vidales
Suplente

San Luis Potosí, S.L.P., agosto de 2018



UASLP

Universidad Autónoma
de San Luis Potosí

17 de mayo de 2018

**ING. YUNIEL LEÓN RUIZ
P R E S E N T E.**

En atención a su solicitud de Temario, presentada por los **Dres. Mario Arturo González García y Ricardo Álvarez Salas**, Asesor y Co-asesor de la Tesis que desarrollará Usted con el objeto de obtener el Grado de **Maestro en Ingeniería Eléctrica**, me es grato comunicarle que en la Sesión del H. Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 17 de mayo del presente, fue aprobado el Temario propuesto:

TEMARIO:

"Diagnóstico de Fallas basado en Procesamiento de Señales para el Convertidor de Electrónica de Potencia de un Sistema de Generación Fotovoltaico"

Introducción.

1. Estado del arte y selección de una topología del convertidor de electrónica de potencia.
 2. Diseño del sistema de control automático.
 3. Algoritmos para el diagnóstico de fallas en el convertidor de electrónica de potencia.
 4. Resultados
- Conclusiones
Bibliografía

"MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO"

A T E N T A M E N T E

**M. I. JORGE ALBERTO PÉREZ GONZÁLEZ
DIRECTOR.**

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE INGENIERÍA
DIRECCION



**FACULTAD DE
INGENIERÍA**

Copia. Archivo.
*etn.

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

"95 Años Como Primera Universidad Autónoma en México"



UASLP
Universidad Autónoma
de San Luis Potosí



FACULTAD DE
INGENIERÍA



CENTRO DE
**INVESTIGACIÓN
Y ESTUDIOS
DE POSGRADO**

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ

FACULTAD DE INGENIERÍA

Área de Investigación y Estudios de Posgrado

Aclaración

El presente trabajo que lleva por título:

“Diagnóstico de Fallas basado en Procesamiento de Señales para el Convertidor de Electrónica de Potencia de un Sistema de Generación Fotovoltaico”

se realizó en el periodo abril de 2017 a agosto de 2018 bajo la dirección del Dr. Mario Arturo González García y el Dr. Ricardo Álvarez Salas.

Originalidad

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

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

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

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

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

Nombre y Firma del autor

Yuniel León Ruiz

Agradecimientos

Quiero agradecer:

A mis padres y a mi hermana por haber formado los valores necesarios para enfrentar todos los obstáculos y por brindarme incondicionalmente su sabiduría y en general por estar a mi lado haciendo lo imposible para que todas mis metas se logren.

A mi querida esposa por haber compartido los momentos más difíciles de esta etapa, por brindarme todo el apoyo emocional y por regalarme la comprensión necesaria cuando habría sido imposible para otras personas hacerlo.

A mi asesor el Dr. Mario Arturo González García por haber confiado en mi y por tener la profesionalidad para entender mis puntos de vista. Su ayuda ha sido fundamental en el resultado de este trabajo de investigación.

A mi co-asesor el Dr. Ricardo Álvarez Salas por sus acertadas opiniones, y por todo el apoyo brindado.

A Yuliet y a Baby porque sin su ayuda no habría sido posible estudiar en esta universidad.

A mis compañeros de clase Carlos, Diana y Adrián por el intercambio de conocimientos y por los buenos momentos que hemos vivido juntos.

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

A todos los que de una forma u otra me han apoyado, GRACIAS.

Resumen

En este proyecto de tesis se proponen algoritmos de diagnóstico de fallas de circuito abierto en los interruptores de potencia de un convertidor para un sistema de generación fotovoltaico. El sistema propuesto permite la conexión a una red eléctrica monofásica, sin embargo, la topología utilizada es factible para su utilización en una estructura multinivel mediante la interconexión en cascada de varios convertidores. Los elementos fundamentales que lo conforman son un convertidor CD-CD, un transformador de media frecuencia y un inversor. Los requerimientos que se le imponen al sistema están fundamentados en la necesidad de extraer la máxima potencia del arreglo de paneles fotovoltaicos, y en que la corriente que circule hacia la red eléctrica presente una distorsión armónica inferior al 5 %. Para tales propósitos se diseñan los controladores, que para este trabajo son tres:

1. Controlador para regular la tensión en las terminales del arreglo de paneles fotovoltaicos. Adicionalmente se implementa un algoritmo para el seguimiento de la máxima potencia del panel y que proporciona la referencia de tensión a este controlador.
2. Controlador de la corriente de salida para que esté en fase con la tensión de la red.
3. Controlador para regular la tensión en las terminales del condensador del bus de corriente directa.

La esencia del esquema de diagnóstico de fallas consiste en comparar el comportamiento de las señales en operación normal en relación con el que se obtiene cuando existen fallas, y a partir de esa información se evalúa una condición de circuito abierto en los interruptores de potencia del convertidor. Las técnicas son efectivas en un amplio rango de irradiancias (100 a 1000 W/m²) y se basan en las señales de tendencia y de detalle de la transformada Wavelet Daubechies de soporte 4 y en descriptores estadísticos. El procesamiento se realiza a partir de la información que se obtiene de los propios sensores que se utilizan para el sistema de control, por lo que el costo del sistema fotovoltaico no se incrementa. Se diseñan 5 algoritmos para el diagnóstico de fallas de circuito abierto en los interruptores de potencia de cada uno de los bloques que conforman la topología del convertidor seleccionado:

1. Convertidor CD-CD: se utiliza la derivada de los coeficientes de tendencia del primer nivel de descomposición de la señal de corriente del arreglo de paneles.
 2. Enlace de media frecuencia: se evalúa el valor promedio de los coeficientes de detalle del tercer nivel de descomposición de la tensión del bus de CD.
 3. Inversor de salida: se considera la información de los coeficientes de tendencia del primer nivel de descomposición de la señal de corriente en el lado de alterna del inversor, para las fallas permanentes de circuito abierto.
 4. Inversor de salida: se diseña un segundo algoritmo basado en la curtosis de los coeficientes de detalle del tercer nivel de descomposición de la misma señal, para diagnosticar fallas de circuito abierto momentáneas, o bien para detectar pérdidas de la señal del sensor de la corriente en el lado de alterna del inversor.
 5. Enlace de media frecuencia e inversor de salida: se evalúa el signo de la derivada de los coeficientes de tendencia del primer nivel de descomposición de la señal de tensión del bus de corriente directa, para detectar fallas de circuito abierto simultáneas tanto en los interruptores de una misma rama del inversor de salida, como en los interruptores de una rama del inversor o el puente de diodos del enlace de media frecuencia.
-

Índice general

Agradecimientos	IX
Resumen	XI
Índice de figuras	XVII
Índice de tablas	XXI
Simbología y acrónimos	XXIII
Introducción	1
1. Estado del arte y selección de una topología del convertidor de electrónica de potencia	5
1.1. Introducción	5
1.2. Convertidores de potencia para sistemas fotovoltaicos	6
1.2.1. Topologías de convertidores y tendencias de soluciones encontradas en la literatura	8
1.2.2. Selección de una topología para el desarrollo de la tesis	11
1.3. Diagnóstico de fallas en sistemas fotovoltaicos	12
1.3.1. Condiciones de falla	12
1.3.2. Fallas típicas en sistemas fotovoltaicos	14
1.3.3. Técnicas de detección y aislamiento de fallas	14
1.3.3.1. Métodos generales de diagnóstico de fallas	14
1.3.3.2. Métodos de diagnóstico de fallas en sistemas fotovoltaicos . .	15
1.3.3.3. Diagnóstico de fallas basado en modelos	15
1.3.3.4. Diagnóstico de fallas basado en procesamiento de señales . .	18
1.4. Diseño de la investigación	22

2. Diseño del sistema de control automático	23
2.1. Diseño del controlador de la tensión del panel fotovoltaico	24
2.1.1. Algoritmo de extracción de la máxima potencia	24
2.1.2. Diseño del controlador	25
2.2. Diseño de los controladores del inversor	30
2.2.1. Sistema de control de la corriente	31
2.2.2. Sistema de control de la tensión del bus de CD	37
2.2.2.1. Diseño del controlador de la tensión	38
2.2.2.2. Estimador de la tensión del bus de CD	41
2.3. Sistema de control general	47
3. Algoritmos para el diagnóstico de fallas en el convertidor de electrónica de potencia	51
3.1. Transformada Wavelet	52
3.2. Fórmulas recursivas basadas en descriptores estadísticos	56
3.2.1. Cálculo recursivo del valor medio	58
3.2.2. Cálculo recursivo del valor RMS	59
3.2.2.1. Cálculo recursivo de la varianza	59
3.2.3. Fórmula inspirada en la ecuación general de la esperanza matemática .	61
3.3. Algoritmos para el diagnóstico de fallas en los componentes del convertidor .	62
3.3.1. Algoritmo de diagnóstico de fallas para el inversor	63
3.3.1.1. Algoritmo de diagnóstico de las fallas de los grupos IG_1 e IG_2	66
3.3.1.2. Algoritmo de diagnóstico de las fallas del grupo IG_3	71
3.3.1.3. Algoritmo de diagnóstico de las fallas del grupo IG_4	73
3.3.2. Algoritmo de diagnóstico de fallas para el enlace de media frecuencia .	74
3.3.2.1. Algoritmo de diagnóstico de las fallas de los grupos MF_1 y MF_2	78
3.3.2.2. Algoritmo de diagnóstico de las fallas del grupo MF_3	81
3.3.3. Algoritmo de diagnóstico de fallas en el convertidor CD-CD	81
3.3.4. Algoritmo de diagnóstico de fallas general para la topología propuesta	84
4. Resultados	87
4.1. Armónicos de corriente en operación normal	87
4.2. Relación entre el ancho de banda del controlador de la tensión del bus de CD y los armónicos de corriente en el inversor	88
4.3. Diagnóstico de fallas en el inversor	90
4.3.1. Fallas de los grupos IG_1 e IG_2	90
4.4. Diagnóstico de fallas en una rama del inversor de salida (grupo IG_3) y de fallas en una rama del inversor o del puente de diodos del enlace de media frecuencia (grupo MF_3)	100
4.5. Fallas del grupo IG_4	105
4.6. Fallas de circuito abierto en los interruptores S_a (grupo MF_1) y S_b (grupo MF_2) del enlace de media frecuencia.	108

4.7. Diagnóstico de fallas en el convertidor CD-CD	110
4.8. Desempeño de los algoritmos de diagnóstico de fallas propuestos	112
4.9. Comparación de los resultados obtenidos con los trabajos reportados en la literatura	113
Conclusiones	115
Bibliografía	119

Índice de figuras

1.1. Familias de Inversores.	7
1.2. Topología seleccionada para el estudio del diagnóstico de fallas.	11
1.3. Tres estudios que evalúan el total de eventos de mantenimientos solicitados en las plantas de generación fotovoltaica debido a fallas en los equipos.	13
1.4. Tres estudios que evalúan la frecuencia relativa de fallas en los componentes del inversor.	13
1.5. Clasificación de las fallas en el lado de CD y CA de un sistema fotovoltaico. .	14
2.1. Topología seleccionada para el estudio del diagnóstico de fallas.	23
2.2. Diagrama de flujo del algoritmo MPPT.	25
2.3. Diagrama de bloques para el diseño del controlador de la tensión $V_{pv}(s)$	27
2.4. Diagrama de Bode de la función $G_{pv1}(s)$	28
2.5. Diagrama de Bode del sistema compensado.	30
2.6. Modelo del inversor.	31
2.7. Diagrama de control de la corriente con compensador de desacoplo.	31
2.8. Diagrama de control simplificado para el diseño del controlador de corriente. .	32
2.9. Diagrama de Bode de la función de transferencia $G_{I1}(s)$	33
2.10. Diagrama de Bode de la función de transferencia $G_{I2}(s)$	35
2.11. Diagrama de Bode de la función de transferencia de lazo abierto $G_{HI}(s)$ y de la función de transferencia del sistema de control en lazo cerrado T_{Ic}	37
2.12. Funcionamiento del controlador de corriente.	37
2.13. Diagrama de bloques de los dos lazos de control.	38
2.14. Diagrama de bloques del lazo de control externo.	38
2.15. Diagrama de Bode de la función $G_V(s)$	39
2.16. Diagrama de Bode de la función de transferencia de lazo abierto.	41
2.17. Forma de onda de la tensión estimada del bus de CD para distintos valores de C_{cd}	42
2.18. Tercer armónico en la referencia de corriente.	43
2.19. Diagrama de bode del controlador de tensión del bus de CD.	43

2.20. Armónicos en la referencia de corriente para distintos anchos de banda de $C_V(s)$.	45
2.21. Respuesta del sistema para diferentes anchos de banda de $C_V(s)$.	45
2.22. Armónicos en la referencia corriente considerando el estimador para distintos anchos de banda de $C_V(s)$.	46
2.23. Respuesta del sistema considerando el estimador para diferentes anchos de banda de $C_V(s)$.	46
2.24. Diagrama de flujo para el estimador del bus de CD.	47
2.25. Comportamiento general del sistema sin estimador para un ancho de banda de 12 Hz del controlador de tensión del bus de CD.	48
2.26. Comportamiento general del sistema con estimador de la tensión del bus de CD para un ancho de banda de 36 Hz del controlador de tensión.	49
3.1. Topología seleccionada para el estudio del diagnóstico de fallas.	51
3.2. Corrimiento de dos posiciones del vector $\mathbf{f}$.	53
3.3. Cuatro niveles de descomposición de la transformada Wavelet.	54
3.4. Algoritmo para el cálculo de la transformada Wavelet de tres niveles.	55
3.5. Corrimiento del vector de datos.	57
3.6. Almacenamiento circular de los datos que se reciben.	58
3.7. Fallas de interruptor abierto en el inversor, manteniéndose el diodo en operación.	64
3.8. Comportamiento de las señales en presencia de fallas. $a_x^1(t)$ representa los coeficientes de tendencia del nivel uno de la señal “ x ” y $\mu_{a_x^1(t)}$ su valor promedio.	65
3.9. Comportamiento del valor promedio cuando ocurre una falla del grupo IG_1 .	66
3.10. Coeficientes de tendencia que se procesan cuando ocurren fallas del grupo IG_1 .	69
3.11. Algoritmo de diagnóstico de fallas de los grupos IG_1 e IG_2 .	70
3.12. Algoritmo para el diagnóstico de las fallas del grupo IG_3 .	72
3.13. Algoritmo para el cálculo de la potencia promedio del arreglo de paneles.	72
3.14. Fallas del grupo IG_4 . a) Irradiancia igual a 100 W/m ² . b) Irradiancia igual a 1000 W/m ² .	73
3.15. Algoritmo de diagnóstico de fallas del grupo IG_4 .	74
3.16. Fallas en el puente de interruptores del enlace de media frecuencia.	76
3.17. Fallas en el puente de diodos del enlace de media frecuencia.	77
3.18. Señales para el diagnóstico del grupo de fallas MF_1 y MF_2 .	78
3.19. Algoritmo para el diagnóstico de los grupos de fallas MF_1 y MF_2 .	79
3.20. Algoritmo de diagnóstico de fallas de los grupos IG_3 y MF_3 .	80
3.21. Falla de circuito abierto en el interruptor del convertidor CD-CD.	82
3.22. Comportamiento de los coeficientes de tendencia cuando ocurre una falla de circuito abierto en el interruptor del convertidor CD-CD. a) Corriente $i_{pv}(t)$ cuando ocurre una falla de circuito abierto. b) Coeficientes de tendencia $a_{i_{pv}}^1(t)$ de la corriente $i_{pv}(t)$.	82
3.23. Algoritmo de diagnóstico de fallas en el convertidor CD-CD.	82
3.24. Algoritmo de diagnóstico de fallas general.	83

4.1. Contenido armónico de $i_s(t)$ considerando dos niveles de irradiancia y un ancho de banda del controlador de tensión de 12 Hz. a) Irradiancia de 500 W/m ² . b) Irradiancia de 1000 W/m ²	88
4.2. Comportamiento de la THD de la corriente i_s para diferentes niveles de irradiancia.	88
4.3. Regulación de la tensión del bus de CD para dos niveles de irradiancia diferentes. a) Ancho de banda igual a 24 Hz. b) Ancho de banda igual a 12 Hz. . . .	89
4.4. Armónicos de la corriente $i_s(t)$ para un ancho de banda igual a 24 Hz. a) Irradiancia igual a 500 W/m ² . b) Irradiancia igual a 1000 W/m ²	90
4.5. Diagnóstico de fallas de circuito abierto en el interruptor S_1 (grupo IG_1) para 100 W/m ² . a) Al inicio del semiciclo positivo. b) Al finalizar el semiciclo positivo.	92
4.6. Diagnóstico de fallas de circuito abierto en el interruptor S_1 (grupo IG_1) para 100 W/m ² . a) Al inicio del semiciclo negativo. b) Al finalizar el semiciclo negativo. . . .	93
4.7. Diagnóstico de fallas de circuito abierto en el interruptor S_3 (grupo IG_2) para 100 W/m ² . a) Al inicio del semiciclo positivo. b) Al finalizar el semiciclo positivo. . . .	94
4.8. Diagnóstico de fallas de circuito abierto en el interruptor S_3 (grupo IG_2) para 100 W/m ² . a) Al inicio del semiciclo negativo. b) Al finalizar el semiciclo negativo. . . .	95
4.9. Diagnóstico de fallas de circuito abierto en el interruptor S_1 (grupo IG_1) para 1000 W/m ² . a) Al inicio del semiciclo positivo. b) Al finalizar el semiciclo positivo. . . .	96
4.10. Diagnóstico de fallas de circuito abierto en el interruptor S_1 (grupo IG_1) para 1000 W/m ² . a) Al inicio del semiciclo negativo. b) Al finalizar el semiciclo negativo.	97
4.11. Diagnóstico de fallas de circuito abierto en el interruptor S_3 (grupo IG_2) para 1000 W/m ² . a) Al inicio del semiciclo positivo. b) Al finalizar el semiciclo positivo. . . .	98
4.12. Diagnóstico de fallas de circuito abierto en el interruptor S_3 (grupo IG_2) para 1000 W/m ² . a) Al inicio del semiciclo negativo. b) Al finalizar el semiciclo negativo.	99
4.13. Diagnóstico de fallas de circuito abierto en una rama del inversor de salida (grupo IG_3). a) Comportamiento de las señales cuando ocurre un cambio de irradiancia de 100 a 200 W/m ² . b) Diagnóstico de las fallas del grupo IG_3 para 100 W/m ²	101
4.14. Diagnóstico de fallas de circuito abierto en una rama del inversor del enlace de media frecuencia (grupo MF_3). a) Comportamiento de las señales cuando ocurre un cambio de irradiancia de 100 a 40 W/m ² . b) Diagnóstico de las fallas del grupo MF_3 para 100 W/m ²	102
4.15. Diagnóstico de fallas de circuito abierto en una rama del inversor de salida (grupo IG_3). a) Comportamiento de las señales cuando ocurre un cambio de irradiancia de 500 a 1000 W/m ² . b) Diagnóstico de las fallas del grupo IG_3 para 1000 W/m ²	103

4.16. Diagnóstico de fallas de circuito abierto en una rama del inversor del enlace de media frecuencia (grupo MF_3). a) Comportamiento de las señales cuando ocurre un cambio de irradiancia de 1000 a 500 W/m ² . b) Diagnóstico de las fallas del grupo MF_3 para 1000 W/m ²	104
4.17. Fallas del grupo IG_4 cuando se pierde la señal de los interruptores S_1 y S_3 . a) Irradiancia igual a 100 W/m ² . b) Irradiancia igual a 1000 W/m ²	106
4.18. Fallas del grupo IG_4 cuando se pierde la señal de retroalimentación. a) Irradiancia igual a 100 W/m ² . b) Irradiancia igual a 200 W/m ²	107
4.19. Fallas del grupo IG_4 cuando se pierde la señal de retroalimentación. a) Irradiancia igual a 500 W/m ² . b) Irradiancia igual a 1000 W/m ²	108
4.20. Diagnóstico de fallas del grupo MF_1 . a) Irradiancia igual a 100 W/m ² . b) Irradiancia igual a 1000 W/m ²	109
4.21. Diagnóstico de fallas del grupo MF_2 . a) Irradiancia igual a 100 W/m ² . b) Irradiancia igual a 1000 W/m ²	110
4.22. Diagnóstico de falla de circuito abierto en el interruptor del convertidor CD-CD a) Irradiancia igual a 50 W/m ² . b) Irradiancia igual a 1000 W/m ²	111
4.23. Tiempos de diagnóstico en función de la irradiancia. a) Algoritmo de diagnóstico de fallas de circuito abierto en el interruptor S_1 del inversor de salida (grupo IG_1). b) Algoritmo de diagnóstico de fallas de circuito abierto en los interruptores S_1 y S_3 del inversor de salida (grupo IG_3). c) Algoritmo de diagnóstico de fallas en el interruptor S_a del enlace de media frecuencia (grupo MF_1). d) Algoritmo de diagnóstico de fallas en los interruptores S_a y S_b del enlace de media frecuencia (grupo MF_3). e) Algoritmo de diagnóstico de fallas en el interruptor del convertidor CD-CD.	113

Índice de tablas

2.1. Características del arreglo equivalente de paneles fotovoltaicos.	24
2.2. Valores nominales del punto de operación.	26
2.3. Parámetros del convertidor utilizados para la simulación.	49
3.1. Tiempos de muestreo para cada nivel de descomposición.	55
3.2. Descriptores estadísticos y simbología.	58
3.3. Clasificación de las fallas en el inversor.	63
3.4. Clasificación de las fallas en el enlace de media frecuencia.	75
3.5. Valores promedio para distintos niveles de irradiancia de los coeficientes de fluctuación de la transformada Wavelet de tercer nivel de la señal $v_{cd}(t)$	78
3.6. Fallas que se pueden diagnosticar con el algoritmo propuesto.	85
4.1. Tiempos mínimo y máximo estimados para el diagnóstico de falla.	112
4.2. Tiempos para el diagnóstico de fallas reportados en la literatura.	114

Simbología y acrónimos

Símbolo	Descripción
a^1	Señal de tendencia del primer nivel de descomposición de la transformada Wavelet
a^2	Señal de tendencia del segundo nivel de descomposición de la transformada Wavelet
a_{i_m}	Coefficiente de tendencia i
$a_{r(t)}^k$	Señal de tendencia de la transformada Wavelet del nivel de descomposición k de la señal $r(t)$
$a_{v_{cd}}^1$	Señal de tendencia del primer nivel de descomposición de la transformada Wavelet de la tensión v_{cd}
$a_{i_{pv}}^1$	Señal de tendencia del primer nivel de descomposición de la transformada Wavelet de la corriente que entrega el arreglo de paneles fotovoltaicos
$a_{i_s}^1$	Señal de tendencia del primer nivel de descomposición de la transformada Wavelet de la corriente i_s
CHB	Inversor de puentes completos conectados en cascada
C_F	Controlador para regular la tensión v_{pv}
C_I	Controlador de la corriente del lado de alterna del inversor
C_V	Controlador para regular la tensión del bus de CD
C_{pv}	Capacitor en las terminales del arreglo de paneles fotovoltaicos
C_o	Capacitor de salida del convertidor CD-CD
C_{cd}	Bus de CD
d^1	Señal de detalle del primer nivel de descomposición de la transformada Wavelet
d^2	Señal de detalle del segundo nivel de descomposición de la transformada Wavelet
d_{i_m}	Coefficiente de fluctuación o de detalle i
$d_{v_{cd}}^3$	Señal de detalle del tercer nivel de descomposición de la transformada Wavelet de la tensión v_{cd}

$d_{r(t)}^k$	Señal de detalle de la transformada Wavelet del nivel de descomposición k de la señal $r(t)$
$d_{i_s}^3$	Señal de detalle del tercer nivel de descomposición de la transformada Wavelet de la corriente i_s
d_N	Ciclo útil nominal del interruptor de potencia del convertidor CD-CD
$\hat{d}$	Variación alrededor del punto de operación del ciclo útil del interruptor de potencia
D_1	Diodo en antiparalelo del interruptor S_1
D_2	Diodo en antiparalelo del interruptor S_2
D_3	Diodo en antiparalelo del interruptor S_3
D_4	Diodo en antiparalelo del interruptor S_4
D_{bs}	Diodo en antiparalelo del interruptor del convertidor CD-CD
D_{bst}	Diodo del convertidor CD-CD
D_a	Diodo en antiparalelo del interruptor S_a
D_b	Diodo en antiparalelo del interruptor S_b
D_c	Diodo en antiparalelo del interruptor S_c
D_d	Diodo en antiparalelo del interruptor S_d
D_f	Diodo en el lado superior izquierdo del puente de diodos del enlace de media frecuencia
D_g	Diodo en el lado superior derecho del puente de diodos del enlace de media frecuencia
D_h	Diodo en el lado inferior izquierdo del puente de diodos del enlace de media frecuencia
D_i	Diodo en el lado inferior derecho del puente de diodos del enlace de media frecuencia
$E_{pv}(s)$	Señal de error del sistema de control de la tensión v_{pv}
$E_i(s)$	Señal de error del sistema de control de la corriente i_s
$E_v(s)$	Señal de error del sistema de control de la tensión v_{cd}
FC	Inversor con capacitores flotantes
FCA	Fallas de circuito abierto
FCC	Fallas de cortocircuito
f_s	Frecuencia de la señal portadora para la estrategia de conmutación de los interruptores del inversor de salida
f_{mpp}	Frecuencia de muestreo para el algoritmo del MPPT
f_{msw}	Frecuencia de conmutación de los interruptores del enlace de media frecuencia
f_{red}	Frecuencia de la red

f_p	Frecuencia con la que se muestrean las señales de los sensores
f_{sw}	Frecuencia de conmutación del interruptor del convertidor CD-CD
F_{D_f}	Diodo D_f abierto
F_{D_g}	Diodo D_g abierto
F_{D_h}	Diodo D_h abierto
F_{D_i}	Diodo D_i abierto
$F_{D_{fg}}$	Diodos D_f y D_g abiertos
$F_{D_{fh}}$	Diodos D_f y D_h abiertos
$F_{D_{fi}}$	Diodos D_f y D_i abiertos
$F_{D_{gh}}$	Diodos D_g y D_h abiertos
$F_{D_{gi}}$	Diodos D_g y D_i abiertos
$F_{D_{hi}}$	Diodos D_h y D_i abiertos
F_{S_a}	Interruptor S_a abierto
F_{S_b}	Interruptor S_b abierto
F_{S_c}	Interruptor S_c abierto
F_{S_d}	Interruptor S_d abierto
$F_{S_{ab}}$	Interruptores S_a y S_b abiertos
$F_{S_{ac}}$	Interruptores S_a y S_c abiertos
$F_{S_{ad}}$	Interruptores S_a y S_d abiertos
$F_{S_{bc}}$	Interruptores S_b y S_c abiertos
$F_{S_{bd}}$	Interruptores S_b y S_d abiertos
$F_{S_{cd}}$	Interruptores S_c y S_d abiertos
F_{S_1}	Interruptor S_1 abierto
F_{S_2}	Interruptor S_2 abierto
F_{S_3}	Interruptor S_3 abierto
F_{S_4}	Interruptor S_4 abierto
$F_{S_{12}}$	Interruptores S_1 y S_2 abiertos
$F_{S_{13}}$	Interruptores S_1 y S_3 abiertos
$F_{S_{14}}$	Interruptores S_1 y S_4 abiertos
$F_{S_{34}}$	Interruptores S_3 y S_4 abiertos
$F_{S_{32}}$	Interruptores S_3 y S_2 abiertos
$F_{S_{42}}$	Interruptores S_4 y S_2 abiertos
F_{ctrl}	Interruptores S_1 y S_3 abiertos momentáneamente
$G_{ff}(s)$	Compensador para desacoplar las dinámicas entre el inversor y la red eléctrica

$G_{pv}(s)$	Función de transferencia de la planta del diagrama de bloques del sistema de control de la tensión v_{pv}
$G_{H_{pv}}(s)$	Función de transferencia de lazo abierto del sistema de control de la tensión v_{pv}
$G_{H_I}(s)$	Función de transferencia de lazo abierto del sistema de control de la corriente i_s
$G_I(s)$	Función de transferencia de la planta del diagrama de bloques del sistema de control de la corriente i_s
$G_V(s)$	Función de transferencia de la planta del diagrama de bloques del sistema de control de la tensión v_{cd}
h_1^k	Vector para almacenar y rotar las muestras que se reciben
IG_1	Grupo de falla al que pertenece la falla de circuito abierto del interruptor S_1
IG_2	Grupo de falla al que pertenece la falla de circuito abierto del interruptor S_3
IG_3	Grupo de falla al que pertenecen las fallas simultáneas de circuito abierto de los interruptores S_1 y S_3
IG_4	Grupo de falla al que pertenecen las fallas momentáneas de circuito abierto de los interruptores S_1 y S_3
i_{pv}	Corriente del arreglo de paneles fotovoltaicos
i_{pvN}	Corriente nominal en el arreglo de paneles fotovoltaicos
i_{LB}	Corriente que pasa por el inductor L_B del convertidor CD-CD
$\hat{i}_{LB}$	Variación alrededor del punto de operación de la corriente que circula por el inductor L_B ,
i_{cd}	Corriente del bus de CD, antes del condensador C_{cd}
i_d	Corriente del bus de CD, después del condensador C_{cd}
i_s	Corriente en lado de alterna del inversor
i_c	Corriente que circula por el condensador C_{cd}
$i_{C_{pv}}$	Corriente que circula por el condensador C_{pv}
I_p	Corriente pico de i_s
I_{SC}	Corriente de corto circuito del arreglo de paneles fotovoltaicos
I_m	Corriente de máxima potencia del arreglo de paneles fotovoltaicos
i_{ref}	Señal de referencia del sistema de control de la corriente i_s
$\hat{k}_i$	Ganancia del controlador de la corriente i_s
$\hat{k}_c$ y $\hat{k}_v$	Ganancias del controlador de la tensión del bus de CD
$ku[i]$	Curtosis de la iteración i
k_p	Constante de error de posición estática
$\hat{k}_{pv}$	Ganancia del controlador de la tensión v_{pv}

L_B	Inductor del convertidor CD-CD
L_s	Inductor del lado de alterna del inversor
$m(t)$	Señal moduladora
MPP	Punto de máxima potencia
MPPT	Seguimiento del punto de máxima potencia
MF_1	Grupo de falla al que pertenece la falla de circuito abierto del interruptor S_a
MF_2	Grupo de falla al que pertenece la falla de circuito abierto del interruptor S_b
MF_3	Grupo de falla al que pertenecen las fallas simultáneas de circuito abierto de los interruptores S_a y S_b
NPC	Inversor con diodos de enclavamiento
N_t	Relación de transformación del transformador de media frecuencia
P_m	Potencia máxima del arreglo de paneles fotovoltaicos
PV	Panel fotovoltaico
PLL	Lazo de amarre de fase
PWM	Modulación del ancho del pulso
P_{pv}	Potencia promedio del arreglo de paneles fotovoltaicos
p_{pv}	Potencia instantánea del arreglo de paneles fotovoltaicos
P_c	Potencia del condensador del bus de CD
qZS-CHB	Topología de convertidor
R_s	Resistencia serie del lado de alterna del inversor
r_{pv}	Resistencia dinámica que define la razón entre la tensión y corriente del arreglo de paneles fotovoltaicos
$RMS[i]$	Raíz cuadrada de la media aritmética de los cuadrados de los valores de la iteración i
SPWM	Modulación sinusoidal del ancho del pulso
S_1	Interruptor de potencia en el lado superior izquierdo del inversor de salida
S_2	Interruptor de potencia en el lado inferior derecho del inversor de salida
S_3	Interruptor de potencia en el lado superior derecho del inversor de salida
S_4	Interruptor de potencia en el lado inferior izquierdo del inversor de salida
S_{bst}	Interruptor del convertidor CD-CD
S_a	Interruptor de potencia en el lado superior izquierdo del enlace de media frecuencia
S_b	Interruptor de potencia en el lado superior derecho del enlace de media frecuencia

S_c	Interruptor de potencia en el lado inferior izquierdo del enlace de media frecuencia
S_d	Interruptor de potencia en el lado inferior derecho del enlace de media frecuencia
T_m	Período con el que se muestrean las señales de los sensores
T_I	Constante de tiempo del controlador de la corriente i_s
$T_{I_c}(s)$	Función de transferencia en lazo cerrado del sistema de control de la corriente i_s
T_{pv}	Constante de tiempo del controlador de la tensión v_{pv}
T_s	Período de la señal portadora para la estrategia de conmutación de los interruptores del inversor
T_v	Constante de tiempo del controlador de la tensión v_{cd}
THD	Distorsión armónica total
$U_i(s)$	Señal a la salida del controlador de la corriente i_s
$U_{pv}(s)$	Señal a la salida del controlador de la tensión v_{pv}
$U_v(s)$	Señal a la salida del controlador de la tensión v_{cd}
$V_{pN} = V_p$	Valor pico de la tensión de la red
$V_{cdN} = V_o$	Tensión promedio del bus de CD
$V_{cd_{est}}$	Tensión estimada del bus de CD
v_{pv}	Tensión en las terminales del arreglo de paneles fotovoltaicos
v_{pvN}	Tensión nominal en las terminales del arreglo de paneles fotovoltaicos
$\hat{v}_{pv}$	Variación alrededor del punto de operación de la tensión en las terminales del arreglo de paneles fotovoltaicos
v_o	Tensión a la salida del convertidor CD-CD
v_{oN}	Tensión nominal a la salida del convertidor CD-CD
$\hat{v}_o$	Variación alrededor del punto de operación de la tensión a la salida del convertidor CD-CD
v_{cd}	Tensión del bus de CD
v_s	Tensión de la red
V_m	Tensión de máxima potencia del arreglo de paneles fotovoltaicos
V_{pv}^*	Tensión de referencia para el sistema de control de la tensión v_{pv}
V_{cd}^*	Tensión de referencia para el sistema de control de la tensión del bus de CD
V_{OC}	Tensión de circuito abierto del arreglo de paneles fotovoltaicos
w_{b_v}	Ancho de banda del sistema de control de la tensión del bus de CD en lazo cerrado
w_{b_i}	Ancho de banda del sistema de control de la corriente en lazo cerrado

w_{c_i}	Frecuencia de cruce de ganancia de la función de transferencia de lazo abierto del sistema de control de la corriente i_s
w_{c_v}	Frecuencia de cruce de ganancia de la función de transferencia de lazo abierto del sistema de control de la tensión v_{cd}
$w_{c_{pv}}$	Frecuencia de cruce de ganancia de la función de transferencia de lazo abierto del sistema de control de tensión v_{pv}
w_0	Frecuencia en rad/s de la red eléctrica
$\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$	Constantes para el cálculo de los coeficientes de tendencia
$\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4$	Constantes para el cálculo de los coeficientes de detalle
α_v	Factor de atenuación del controlador de la tensión v_{cd}
α_I	Factor de atenuación del controlador de la corriente i_s
α_{pv}	Constante del controlador de la tensión v_{pv}
$\mu[i]$	Valor promedio de la iteración i
$\mu_{d_{v_{cd}}}^3$	Valor promedio de la señal $d_{v_{cd}}^3$
$\mu_{a_{i_s}}^1$	Valor promedio de la señal de tendencia del primer nivel de descomposición de la transformada Wavelet de la corriente i_s
$\mu_{a_{v_{cd}}}^1$	Valor promedio de la señal de tendencia del primer nivel de descomposición de la transformada Wavelet de la tensión v_{cd}
$\xi[i]$	Esperanza matemática de la iteración i
$\sigma[i]$	Desviación típica de la iteración i
Υ_{pos}	Derivada de Ψ_{pos}
Υ_{neg}	Derivada de Ψ_{neg}
$\Upsilon_{v_{cd}}$	Derivada de $a_{v_{cd}}^1$
$\Upsilon_{p_{pv}}$	Derivada del promedio de la potencia instantánea que entrega el arreglo de paneles
$\Upsilon_{i_{pv}}$	Derivada de $a_{i_{pv}}^1$
Ψ	Cantidad de coeficientes de tendencia o detalle que se pueden calcular en un ciclo de red
Ψ_{actual}	Contador que se inicia en el valor cero al comienzo de cada semiciclo de red
Σ_1	Es positivo o negativo en dependencia de si se procesan coeficientes de tendencia a_{i_m} positivos o negativos
Ψ_{pos}	Contador de coeficientes positivos de la señal de tendencia correspondiente a la transformada Wavelet de la corriente i_s
Ψ_{neg}	Contador de coeficientes negativos de la señal de tendencia correspondiente a la transformada Wavelet de la corriente i_s
Ψ_{d_4}	Contador que se incrementa cuando se cumplen las siguientes condiciones: $0 < \Psi_{pos} < 50$ y $\Upsilon_{pos} = 0$

Ψ_{d_5}

Contador que se incrementa cuando se cumplen las siguientes condiciones: $0 < \Psi_{neg} < 50$ y $\Upsilon_{neg} = 0$

 $\Psi_{v_{cd_1}}$

Contador de coeficientes de tendencia positivos de la transformada Wavelet de la señal v_{cd}

Introducción

El crecimiento de la economía global a una tasa media de 3.4 % al año, la estimación de que la población aumentará desde 7400 millones en el año 2017 hasta 9000 millones en 2040, y un proceso de urbanización que añade una ciudad del tamaño de Shanghái a la población urbana mundial cada cuatro meses, son factores que sustentan las previsiones realizadas por la Agencia de Energía Internacional (IEA), entre las cuales se señala que las necesidades energéticas mundiales ascenderán más lentamente que en el pasado, pero todavía en un 30 % de aquí al año 2040.

El mundo satisface sus crecientes necesidades energéticas a partir del gas natural, el rápido aumento de las fuentes renovables y la eficiencia energética. Las mejoras en eficiencia desempeñan un papel notable a la hora de aliviar la presión por el lado de la oferta: sin ellas, el aumento previsto del uso de energía final sería de más del doble. Las fuentes renovables de energía satisfacen el 40 % del aumento de la demanda primaria y su crecimiento en el sector eléctrico marca el final de los años de auge para el carbón.

La capacidad instalada por concepto de energías renovables se ha incrementado a nivel mundial en los últimos años. La adición de nuevas capacidades de potencia (140 GW) a partir de energías renovables en el año 2016 fue equivalente a un 55 % del total añadido a nivel global, y las inversiones en este sentido superaron a las realizadas para los combustibles fósiles, y esta ha sido la tendencia en los últimos cinco años. La caída de los precios de las turbinas eólicas, los sistemas fotovoltaicos y las baterías ha sido un factor determinante en las inversiones realizadas. Entre los años 2009 y 2016, los costos de los sistemas fotovoltaicos se redujeron en un 80 % aproximadamente, y en relación con las turbinas eólicas entre un 30-40 %. La tendencia ha demostrado que las tecnologías fotovoltaicas y eólicas han sido preferidas para la generación de electricidad, debido en lo fundamental a la caída de los precios de estas tecnologías [1].

Todo lo anterior es una muestra de la importancia que representan los sistemas fotovoltaicos en la sociedad moderna. Sin embargo, la disponibilidad de la energía que brindan estos sistemas de generación, no solamente se ve afectada por los distintos niveles de irradiancias que se experimentan durante el día, sino también por las interrupciones que se originan cuando ocurre una falla en alguno de sus componentes. De acuerdo a [2], el inversor provoca entre un 43 % y un 70 % del total de interrupciones del servicio, y debido a ello los costos de operación y

mantenimiento se incrementan. A pesar de que es imposible desde el punto de vista económico fabricar inversores que no fallen, o que nunca necesiten mantenimiento, es deseable reducir el tiempo en el que el inversor no está en operación debido a fallas en sus componentes.

En [2] se incluyen datos estadísticos obtenidos a partir de tres estudios realizados en los componentes que conforman al inversor, en donde se evalúan aproximadamente 400 fallas. Como resultado de este estudio se considera que del total de las fallas, las presentadas en los interruptores de potencia varían entre un 6 % y 18 %, y las correspondientes a fallas en el software del sistema de control oscilan entre un 18 % y 33 %, siendo estas últimas las que mayores índices presentan. Por lo tanto, es importante contar con un sistema de generación fotovoltaico que sea capaz de diagnosticar las fallas en los interruptores de potencia y en el sistema de control, sobre todo para aplicaciones a gran escala.

En la literatura se reportan varias técnicas para el diagnóstico de fallas en sistemas de generación fotovoltaicos. Las distintas variantes se pueden clasificar de acuerdo al lugar donde ocurre la falla, y en general se pueden agrupar en técnicas basadas en modelos del sistema, y técnicas que tienen su fundamentación en el procesamiento de datos. La transformada Wavelet se destaca como una alternativa en varios trabajos científicos, entre los cuales se pueden citar los siguientes:

1. En [3] y [4] se propone una variante para el diagnóstico de fallas de circuito abierto en los interruptores de potencia de un inversor, y en el algoritmo se utiliza la información que brinda el promedio de los coeficientes de tendencia que se obtienen a partir de la transformada Wavelet. En esta propuesta se valida mediante resultados experimentales, la utilización de la varianza de los coeficientes de detalle del tercer nivel de descomposición para el diagnóstico de fallas momentáneas de circuito abierto en el sistema de control o en el sensor de corriente. Aunque los cálculos que se deben realizar son relativamente simples, en el trabajo sólo se diagnostican fallas de circuito abierto en un tiempo mínimo correspondiente a un ciclo de red.
 2. En [5] se evalúan fallas de cortocircuito entre fases y a tierra de un sistema eléctrico de potencia en presencia de generación fotovoltaica, para lo cual con el primer nivel de descomposición de la transformada Wavelet de las tensiones y corrientes de línea se puede distinguir entre cada uno de los tipos de fallas de cortocircuito. A pesar de que el algoritmo es válido en presencia de generación fotovoltaica y para fallas de cortocircuito, no se evalúa su efectividad para el diagnóstico de fallas en los componentes del sistema fotovoltaico.
 3. Un análisis basado en la norma 2 de los coeficientes de detalle para varios niveles de descomposición de la señal de tensión en distintas partes de un sistema de generación fotovoltaico aislado se propone en [6], con lo cual se pueden localizar fallas a tierra tanto en los módulos fotovoltaicos como en distintas partes de la etapa de conversión de potencia.
 4. Una variante para detectar una condición de operación aislada basada en la energía de los coeficientes de la transformada Wavelet de un sistema de generación fotovoltaico se
-

describe en [7]. En esta propuesta el algoritmo se ejecuta al inicio de cada ciclo de red a partir de las mediciones de la señal de corriente en el lado de alterna del inversor. La desventaja de esta propuesta es que se necesita esperar un ciclo de red para indicar el resultado, lo cual para algunas topologías es un retraso importante pues la tensión del enlace de corriente directa podría sobrepasar los límites de seguridad establecidos.

Existen varios trabajos de investigación que basan sus estudios en modelos del sistema contruidos a partir de técnicas de inteligencia artificial, con el objetivo de adecuar los umbrales en función de los cambios de irradiancia o de las variaciones que puedan experimentar los parámetros del circuito, algunos de estos trabajos son:

1. En [8] se utiliza un algoritmo de diagnóstico de fallas de circuito abierto en los interruptores de potencia de un inversor trifásico en tres escenarios diferentes para un sistema fotovoltaico. El algoritmo propuesto es capaz de distinguir las fallas de los cambios de irradiancia y utiliza un selector de umbrales basado en una red neuronal. Sin embargo, presenta un tiempo total para el diagnóstico superior a 50 ms.
2. En [9] se propone un clasificador de fallas basado en lógica difusa. En esta variante el algoritmo propuesto solamente es capaz de detectar fallas en los módulos fotovoltaicos y no en la etapa de conversión de potencia. Sin embargo, se pueden detectar los módulos bajo falla o la presencia de sombras parciales para diferentes condiciones de operación.
3. Para evaluar las fallas de circuito abierto en los interruptores del inversor, en [10] se diseña un algoritmo de diagnóstico basado en un sistema de inferencia de lógica difusa y un modelo obtenido a partir de las curvas de potencia del sistema fotovoltaico. Aunque en esta variante se pueden diagnosticar fallas de circuito abierto para distintos niveles de irradiancia, es necesario conocer el comportamiento del sistema para un elevado número de puntos de operación; y el análisis se realiza después de recopilar la información correspondiente a 24 horas de operación del sistema fotovoltaico.

Otras variantes se basan en modelos del sistema en el espacio de estados, tal es el caso de [11], en donde se propone un observador para un convertidor CD-CD tanto para la operación en lazo cerrado como en lazo abierto. Aunque se plantea que el esquema de diagnóstico opera correctamente para cualquier nivel de irradiancia, se considera solamente un punto de operación. Sin embargo, este algoritmo es fácilmente adaptable a otras topologías y se puede extender su análisis para diagnosticar fallas en otros componentes del convertidor.

Los trabajos citados anteriormente son una muestra de lo que se ha estado investigando en los últimos años, y se debe señalar que existen algunas publicaciones en las cuales se aborda el diagnóstico de fallas tanto en los módulos fotovoltaicos como en la etapa de conversión de potencia. En ellas se destaca como uno de los principales desafíos la habilidad del algoritmo de diagnóstico para operar en todo el rango de irradiancias.

Organización del trabajo

En el Capítulo 1 se presentan los antecedentes de las topologías de convertidores para sistemas fotovoltaicos y también el estado del arte de las técnicas de diagnóstico de fallas. Luego de realizar la revisión bibliográfica de las distintas variantes de topologías se selecciona una estructura modular, la cual se puede extender a una configuración multinivel, y con la que se garantiza la transferencia de potencia hacia la red con la calidad requerida.

En el Capítulo 2 se explican los aspectos considerados en el diseño del sistema de control. Se propone un esquema basado en tres controladores y se valida el funcionamiento general del sistema mediante simulación.

En el Capítulo 3 se proponen las técnicas para el diagnóstico de fallas en los componentes del convertidor que se estudia en este trabajo de investigación, y se definen los algoritmos necesarios para su implementación.

En el Capítulo 4 se realiza la validación mediante simulación de los algoritmos de diagnóstico propuestos y se comprueba la capacidad del sistema de diagnóstico para operar en un amplio rango de irradiancias solares.

Finalmente se presentan las conclusiones del trabajo de tesis y algunas propuestas de trabajos futuros.

Capítulo 1

Estado del arte y selección de una topología del convertidor de electrónica de potencia

1.1. Introducción

Los sistemas fotovoltaicos están compuestos fundamentalmente por celdas que convierten la energía proveniente del sol en energía eléctrica. Las celdas fotovoltaicas están fabricadas de un material semiconductor capaz de crear un campo eléctrico bajo la incidencia de la energía luminosa, y este campo eléctrico a su vez es capaz de provocar el flujo de electrones y por lo tanto el establecimiento de la corriente eléctrica a través de una carga. La intensidad luminosa determina la potencia generada por las celdas [12].

Los combustibles fósiles han jugado un papel importante en las últimas cuatro décadas. Sin embargo, el impacto negativo que estas fuentes de energía ejercen sobre el medio ambiente ha motivado el estudio de otras fuentes de energía más amigables, tal como la fotovoltaica, la cual ha ganado interés para la generación de energía eléctrica centralizada y distribuida [13]. La demanda de energía solar para la generación de electricidad ha crecido entre un 20 % - 25 % en los últimos 20 años y el crecimiento es mayor para los sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica [14].

El impacto negativo que ejerce la explotación de los paneles fotovoltaicos sobre el medio ambiente es despreciable. Estos sistemas pueden operar de forma aislada o conectados a la red eléctrica mediante un inversor. Se espera que en los próximos años exista una mayor disminución en los precios de los sistemas PV. En la medida que estos sistemas evolucionan, la influencia que ejerce el precio del inversor está siendo mucho más importante en el valor total del sistema fotovoltaico [12].

Las fuentes de energía solar y eólica experimentan los mayores crecimientos [15]. El aumento y desarrollo acelerado de las instalaciones fotovoltaicas ha estado motivado por varios factores entre los que se incluyen la disminución de los costos y mejores políticas de incentivos para la producción de energía [16]. En los próximos años más de 250 plantas fotovoltaicas de alta potencia serán instaladas a nivel mundial, siendo algunas de ellas de 250 MW [17].

Los aspectos que se deben considerar en el proceso de integración de los sistemas fotovoltaicos de gran escala con la red eléctrica son: 1) aprovechamiento de la mayor cantidad de energía entregada por los paneles, 2) calidad con la que dicha energía se proporciona a la red, 3) eficiencia de los convertidores de potencia, 4) gestión de energía en redes inteligentes, y 5) posibilidad de que el sistema opere con la menor cantidad de interrupciones en su servicio eléctrico. Este último aspecto está asociado con la habilidad que tenga el sistema de detectar y localizar las fallas que puedan ocurrir en el menor tiempo posible, así como la capacidad de mantener en servicio la instalación después de ocurrida la falla, garantizando a la vez las normas de interconexión que exigen las compañías de electricidad. Se han realizado varios estudios en cuanto al diagnóstico de fallas en sistemas fotovoltaicos, pero la mayoría de ellos dirigen sus esfuerzos hacia fallas que ocurren en el arreglo de paneles fotovoltaicos [18], [19], [20], [21], [22], a pesar de que los índices de ocurrencia de fallas son mayores en los componentes del convertidor, dígame por ejemplo, en los dispositivos semiconductores de conmutación. De lo anteriormente planteado, se desprende la idea de que para lograr con éxito la integración de sistemas fotovoltaicos de gran escala en el futuro, es muy importante que el sistema disponga de los elementos necesarios para el diagnóstico de fallas.

1.2. Convertidores de potencia para sistemas fotovoltaicos

Requerimientos. Los aspectos que se deben garantizar están asociados con la calidad de la potencia entregada a la red, la capacidad para detectar el momento en el que los inversores por alguna causa operen desconectados del sistema, desconexión ante desviaciones de tensión y frecuencia, entre otras [23]. Los inversores deben garantizar su operación en el punto de máxima potencia (MPP) que pueden entregar los arreglos fotovoltaicos, para diferentes condiciones de temperatura e irradiancia. Esto se puede lograr con un control de seguimiento de máxima potencia (MPPT). Además, es importante garantizar que el rizo de tensión en los terminales del módulo fotovoltaico se mantenga dentro de los rangos permisibles para alcanzar la mayor utilización posible de la potencia entregada. Por otro lado, los usuarios de estas tecnologías exigen de los inversores que estos sean económicos, eficientes, confiables y de una larga vida útil [24].

Familias de Convertidores. En sistemas de generación eléctrica fotovoltaica, los convertidores juegan un rol fundamental en la transferencia de potencia con una alta eficiencia [11]. Varias topologías de convertidores de electrónica de potencia para conectar plantas fotovoltaicas con la red eléctrica han sido estudiadas en la literatura. En la Figura 1.1 se presentan cuatro familias de inversores: 1) Inversores centrales, 2) Inversores tipo *String*, 3) Inversores tipo *Multistring*, 4) Inversores de *Módulos CA* [24], [25], [26], [27]. En la topología de inversor central, a pesar de que esta estructura se caracteriza por ser simple y poco costosa, la utilización de un único circuito para el seguimiento del MPP implica el desaprovechamiento de la potencia entregada por cada uno de los arreglos de módulos fotovoltaicos. En los de tipo *String* los módulos fotovoltaicos se conectan en serie, y cada estructura serie alimenta a un único inversor. De esta manera se reducen las pérdidas debido a las sombras y los desajustes en los módulos fotovoltaicos; sin embargo, el mejoramiento en la eficiencia no compensa el alto

costo de la inversión inicial y del mantenimiento [28]. En los del tipo *Multistring* cada arreglo de paneles solares se conecta a su propio convertidor CD-CD y varios de estos convertidores establecen una conexión paralelo que alimenta a un único inversor CD-CA. Esto es beneficioso comparado con los inversores del tipo centralizado, atendiendo al hecho de que pueden controlarse individualmente [24]. Los *Módulos CA* integran el módulo fotovoltaico y el inversor en un solo dispositivo, eliminando las pérdidas por desajustes en los módulos fotovoltaicos. Esto es posible dado que existe un módulo solamente, lo cual implica que se pueda extraer la máxima potencia del panel de forma más eficiente [24].

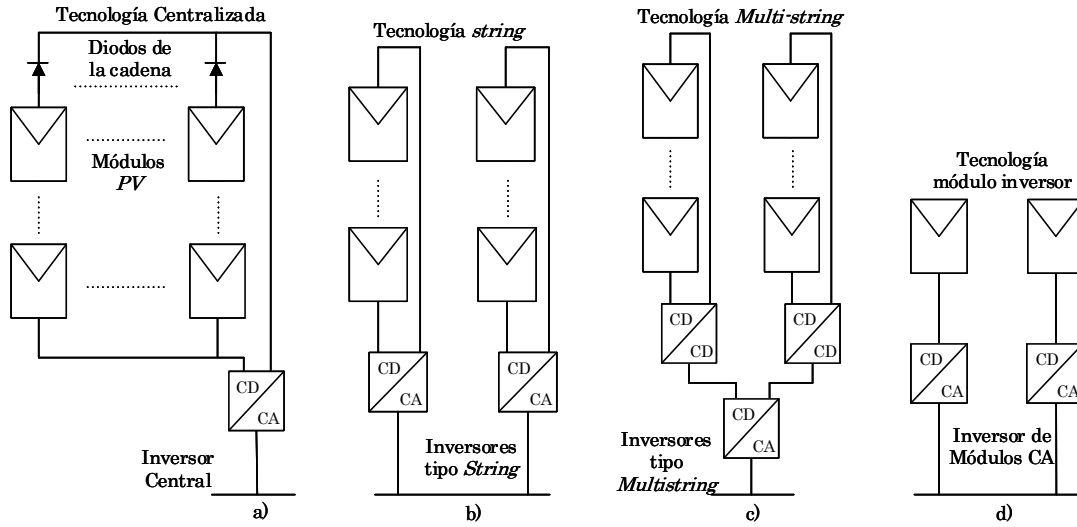


Figura 1.1: Familias de Inversores.

Tipos de inversores. Los inversores multinivel son apropiados para aplicaciones de media tensión y alta potencia, dadas las posibilidades que presentan para sintetizar formas de onda con bajos niveles de distorsión armónica (THD) [29], [30]. El nivel de distorsión armónica depende del número de niveles en el inversor y de la frecuencia de conmutación seleccionada. Sin embargo, el incremento del número de niveles implica una mayor cantidad de dispositivos semiconductores y una mayor complejidad del sistema de control. Existen varias topologías de inversores multinivel: 1) Inversor con diodos de enclavamiento (NPC), 2) Inversor de capacitores flotantes (FC), 3) Inversor de puentes completos conectados en cascada (CHB) 4) Inversor de un solo puente completo y varios enlaces de corriente directa [30], 5) Inversor multinivel tipo “Marx” [31]. Todas estas topologías tienen la particularidad de que son capaces de producir una forma de onda de salida casi sinusoidal, y por lo tanto el tamaño de los filtros de potencia para la interconexión a la red disminuye considerablemente [29].

Problemas asociados a los sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica.

Se ha convertido en un gran desafío asegurar la operación de los sistemas fotovoltaicos con alta disponibilidad, confiabilidad y eficiencia. Es importante mencionar que para estos sistemas es deseable que se pueda extraer la mayor cantidad de potencia de los módulos fotovoltaicos, que sea transferida minimizando las pérdidas en la etapa de conversión, con la calidad requerida y al menor costo posible. Entre las principales problemáticas que se deben afrontar se citan las siguientes: 1) El desbalance de potencia, 2) la eficiencia, 3) la calidad de la potencia entregada a la red eléctrica, 4) el aislamiento galvánico, y 5) la disminución del costo total de la instalación [16], [32].

1.2.1. Topologías de convertidores y tendencias de soluciones encontradas en la literatura

En la presente sección se analizan los trabajos de investigación más relevantes reportados en los que se exponen distintas formas de dar solución a los problemas anteriormente planteados.

En la referencia [16] se propone una topología modular que logra la desconexión de los módulos independientes de una forma fácil, se logra un costo reducido de la instalación dado que existen niveles de corriente menores gracias a la posibilidad de un nivel de tensión mayor en el enlace de CD, y la estrategia de control empleada provee una mejor utilización de los dispositivos semiconductores y un buen desempeño en presencia de sombreados parciales. La operación de los cuatro devanados en cada una de las zonas asegura la inexistencia de armónicos del doble de la frecuencia de la red en el bus de CD, lo cual a su vez permite que el tamaño del condensador en esa parte del circuito sea reducido. Una operación eficiente puede alcanzarse a través de técnicas de conmutación suave y la adopción de dispositivos con la tecnología de carburo de silicio. La utilización de técnicas de modulación con desfaseamiento de las señales portadoras en el inversor de salida hacen posible filtros de salida más pequeños. Este trabajo propone la modulación de la magnitud y del ángulo de fase de la tensión de salida de los inversores conectados en cascada, lo cual disminuye el efecto del sobredimensionamiento de los dispositivos de conmutación y la circulación de flujos de potencia reactiva, que provoca en otras propuestas la modulación de la magnitud de la tensión. La desventaja de esta propuesta radica en la complejidad del sistema de control, así como en la necesidad de utilizar una mayor cantidad de componentes.

Para conseguir los indicadores de THD establecidos, unido a bajos niveles de pérdidas por conmutación, se propone en [28] una topología del tipo inversor central multinivel alimentado en corriente. Para esta configuración se utiliza una técnica de control basada en la modulación de espacio vectorial para producir corrientes de salida de varios niveles. Sin embargo, los desajustes en los niveles de potencia entregados por distintos módulos fotovoltaicos, producen distorsión en las corrientes de salida. Para evitar este fenómeno, se propone la selección de los vectores de conmutación a partir de dos técnicas diferentes, asegurando una distribución apropiada de tiempo entre estos vectores en la medida que se realiza la modulación de espacio vectorial.

En [30], cada arreglo de módulos fotovoltaicos se conecta a un enlace de corriente directa; el número de enlaces de CD se define de acuerdo a la cantidad de niveles que se pretendan alcanzar. Las tensiones de CD se conectan en serie utilizando una configuración específica y la tensión resultante se alimenta a una topología de puente completo. En esta variante se logran niveles de distorsión armónica comparables con otras topologías pero con una menor cantidad de componentes. El aporte principal de este trabajo se fundamenta en la propia topología del inversor, en la cual se logra una alta calidad de la energía entregada a la red eléctrica con un costo de la instalación mucho menor. Sin embargo, la propuesta realizada se basa en la suposición de que la potencia entregada por los paneles fotovoltaicos es constante.

En [14] y [33] se propone un inversor CHB para el cual se implementa una técnica de compensación en la etapa de modulación del inversor. El objetivo de estas investigaciones es corregir el desbalance de potencia que se origina por los distintos niveles de irradiancia a las que están sometidos los paneles fotovoltaicos. En esta variante se utiliza un control independiente para cada arreglo de paneles y por lo tanto un seguidor del punto de máxima potencia individual, que unido a la compensación en la etapa de modulación del inversor, evita el desbalance en las corrientes provocado por diferentes potencias suministradas por los paneles, y con esto se mejora la eficiencia y se reduce la THD.

Un enlace común de CD es la solución que se discute en [34] para minimizar el problema de desbalance potencia. Sin embargo, la generación de una tensión común a partir de arreglos de módulos fotovoltaicos hace más compleja la operación del inversor y limita el rango de funcionamiento del seguidor de máxima potencia.

Con el inversor propuesto en [31] se pueden lograr bajos niveles de THD. Las características fundamentales que lo distinguen son: 1) presenta la posibilidad de elevar la tensión (para este propósito se utiliza un banco de condensadores) y 2) el reducido número de componentes. Esta variante logra aumentar el factor de potencia a casi la unidad.

Para disminuir los efectos adversos del desbalance de potencia, en [17] se propone un enlace magnético común mediante un transformador de media frecuencia. Con esta configuración se logra eliminar el transformador que opera a la frecuencia de línea en la topología tradicional, lo cual disminuye notablemente el tamaño y el peso total de la instalación. Además, se logra una mejor operación del seguidor del punto de máxima potencia. En el trabajo se hace referencia a que no se mejora la eficiencia total del sistema con respecto al esquema convencional.

Otra topología de inversor modular multinivel se propone en [35] con el objetivo de reducir la THD. Sin embargo, el número de dispositivos semiconductores que se necesitan para generar la misma cantidad de niveles que en otras topologías es mayor, además de que es poco flexible para una posible reconfiguración del circuito ante la presencia de fallas.

En [36] se estudia una variante en la que se pueden alcanzar altos valores de tensión, gracias a la estructura de puentes completos conectados en cascada. El enlace de alta frecuencia propuesto reduce el tamaño y el peso del sistema, se disminuye la THD, se aumenta la eficiencia general del sistema y se evita la necesidad de un algoritmo para lograr el balance de tensión.

La técnica de control propuesta en [37] permite un desempeño adecuado del sistema aún en condiciones de desbalance. Se presentan cuatro configuraciones en las que se utiliza un transformador de alta frecuencia, siendo posible la disminución del tamaño y el peso total de

la instalación y por tanto una reducción en los costos. En la topología seleccionada por los autores, no existe flexibilidad ante la posibilidad de ocurrencia de una falla, siendo necesaria la desconexión total del sistema.

El sistema de control del inversor NPC de [38] se implementa con modulación sinusoidal del ancho del pulso. El diseño del controlador no lineal para corregir el desbalance de potencia tiene en cuenta la utilización de un transformador de media frecuencia, que le brinda a esta topología una estructura modular. Sin embargo, se destaca el hecho del elevado número de componentes que son necesarios para la implementación del inversor multinivel.

Una topología del tipo qZS-CHB se propone en [39] y [40]. Con esta variante se logra reducir los niveles de THD así como alcanzar un factor de potencia unitario. Además, la cantidad de potencia que se entrega a la red se controla a través de un sistema de control de la tensión pico del enlace de CD. Esta estructura, aunque es modular, no presenta aislamiento galvánico en media frecuencia.

En [41] se comparan dos convertidores CD-CD con aislamiento galvánico (el medio puente elevador y el tipo *flyback*), empleados como parte de una topología multinivel de puentes completos conectados en cascada. Un mejor desempeño del sistema se logra con el convertidor CD-CD del tipo medio puente elevador, se obtienen menores oscilaciones en el enlace de CD, la detección del punto de máxima potencia se alcanza de una manera más eficiente y las pérdidas por conmutación se reducen. El aislamiento en media frecuencia hace posible que se pueda establecer una conexión a tierra de los paneles fotovoltaicos, se mejora la eficiencia total del sistema y con esto se cumplen las normas de seguridad establecidas en algunos países.

En [42] se utiliza un convertidor *boost* sin aislamiento galvánico con un inversor multinivel de puente completo. Se propone una nueva variante de la técnica de control de modulación de espacio vectorial; sin embargo, la potencia que se entrega a la red es oscilante y la calidad de la corriente entregada puede ser mejorada.

Una estructura de un convertidor CD-CD con aislamiento galvánico de dos etapas junto con un inversor multinivel de puente completo conectado en cascada se analiza en [43]. En esta propuesta la necesidad de utilizar varias fases en la etapa del convertidor CD-CD se fundamenta en el hecho de que se pueden incrementar los niveles de potencia y tensión a los que puedan estar sometidos los convertidores. La eficiencia total del sistema se incrementa utilizando técnicas de conmutación suave (con tensión cero) y mejorando la operación del seguidor del punto de máxima potencia.

En [44] se utiliza la tecnología de carburo de silicio para los interruptores de potencia, que unido a la topología modular que se propone, la eficiencia total del sistema se incrementa notablemente. En esta variante se propone un convertidor *boost* para elevar la tensión y extraer la máxima potencia así como para regular la tensión del enlace de CD. Un inversor CD-CA y un enlace magnético común son necesarios para transmitir la potencia hacia la red a través de un inversor puente completo. En esta estructura se logra extraer de manera eficiente la máxima potencia que puede ser entregada por los paneles fotovoltaicos, y los niveles de tensión se pueden incrementar conectando varios módulos en cascada para alcanzar los valores de la tensión de la red eléctrica, pudiendo disminuir los niveles de distorsión armónica. El aislamiento galvánico permite cumplir con normas internacionales de seguridad y además

permite reducir el tamaño total de la instalación. La modularidad que exhibe esta topología le brinda flexibilidad al sistema, permitiendo una posible reconfiguración ante la presencia de fallas. Como desventaja se puede argumentar el incremento de la complejidad del sistema de control dada la necesidad de compensar el desbalance de potencia ante sombreados parciales.

1.2.2. Selección de una topología para el desarrollo de la tesis

Tomando como punto de partida la revisión bibliográfica realizada, se propone una topología con la que se puedan mejorar los problemas de eficiencia, con calidad de la potencia entregada, aislamiento, modularidad y extracción de la máxima potencia. En la Figura 1.2 se puede observar la estructura propuesta, que se basa en la topología multinivel sugerida en [44], pero utilizando un módulo en este caso.

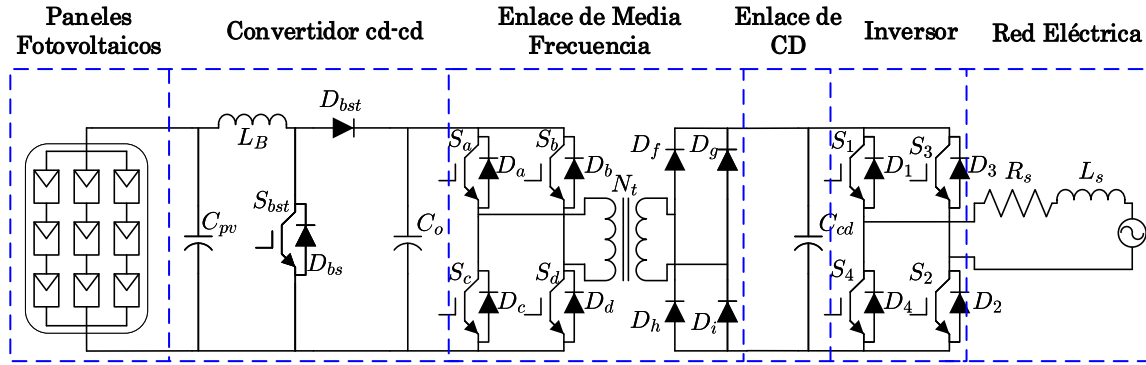


Figura 1.2: Topología seleccionada para el estudio del diagnóstico de fallas.

Justificación de la propuesta

1. Convertidor tipo *boost*: es una de las topologías de convertidor CD-CD que más se reporta por su operación sencilla y las posibilidades que brinda para elevar la tensión.
2. Aislamiento galvánico en media frecuencia.
3. Posibilidad de integrarlo en una configuración multinivel de puentes completos conectados en cascada: facilita la integración de sistemas fotovoltaicos de gran escala cumpliendo con las exigencias de calidad de la energía y eficiencia, además de permitir el incremento de los niveles de tensión.
4. Modularidad: brinda flexibilidad para la reconfiguración del circuito ante la presencia de fallas, además de que la desconexión individual de los módulos no implica poner fuera de servicio al sistema completo.
5. Se elimina el voluminoso transformador de baja frecuencia.
6. Se logra el MPPT de forma independiente por módulos.
7. El estrés en tensión de los componentes es menor.

1.3. Diagnóstico de fallas en sistemas fotovoltaicos

La teoría de detección, aislamiento y el control tolerante a fallas ha sido aplicada en muchos campos de la ingeniería como son la aeronáutica, los sistemas automotrices, las turbinas de vapor, los procesos químicos y las máquinas eléctricas. En general este concepto es importante en sistemas donde se deben preservar los bienes económicos y/o las vidas de las personas [45].

La utilización de componentes robustos y de calidad es una alternativa para lograr un sistema fotovoltaico confiable y seguro; sin embargo, la posibilidad de ocurrencia de una falla no puede ser eliminada [11], por lo que es necesario contar con un esquema para poder realizar un mantenimiento preventivo y/o correctivo ante algún evento o falla y de esta manera lograr un sistema con menos interrupciones en el servicio, lo que optimizaría la producción de energía y evitaría pérdidas económicas. Aunque en la literatura se reportan investigaciones relacionadas con el diagnóstico de fallas en sistemas fotovoltaicos, varias de estas están enfocadas solamente hacia el arreglo de paneles fotovoltaicos [18]-[22]. No obstante, diversos estudios realizados en los últimos años destacan a los dispositivos semiconductores de potencia como los elementos más vulnerables ante la incidencia de fallas [46], [47].

1.3.1. Condiciones de falla

Las diferentes condiciones de falla en un sistema PV se pueden establecer partiendo de los elementos que lo conforman. Algunos ejemplos pueden ser los siguientes: los módulos fotovoltaicos (celdas solares), dispositivos para el almacenamiento de energía (baterías), los componentes pasivos (inductores y condensadores), convertidores de potencia (CD-CD y CD-CA), seguidores solares, controladores de carga, controladores para el MPPT, fusibles de protección, conectores, sensores, entre otros [48]. La Figura 1.3 muestra un desglose de los eventos de mantenimiento solicitados, debido a fallas en la operación de tres plantas fotovoltaicas según la referencia [2]. Se observa que la mayor cantidad de interrupciones del servicio se deben al inversor (entre un 43 % y 73 %), lo cual provoca un aumento en los costos de mantenimiento y una reducción en los niveles de producción de energía. Dentro de los componentes del inversor que presentan mayor frecuencia de fallas se encuentran el software del sistema de control y los interruptores de potencia, tal y como se representa en la Figura 1.4, donde se muestra el porcentaje de fallas en los elementos que conforman al inversor para tres estudios diferentes [2]. En los interruptores de potencia se pueden presentar fallas de circuito abierto (FCA) y fallas de cortocircuito (FCC). La FCC puede interrumpir la operación del sistema, y en algunos casos conducir a la destrucción del convertidor, mientras que una FCA tiende a afectar la calidad de la potencia entregada [49].

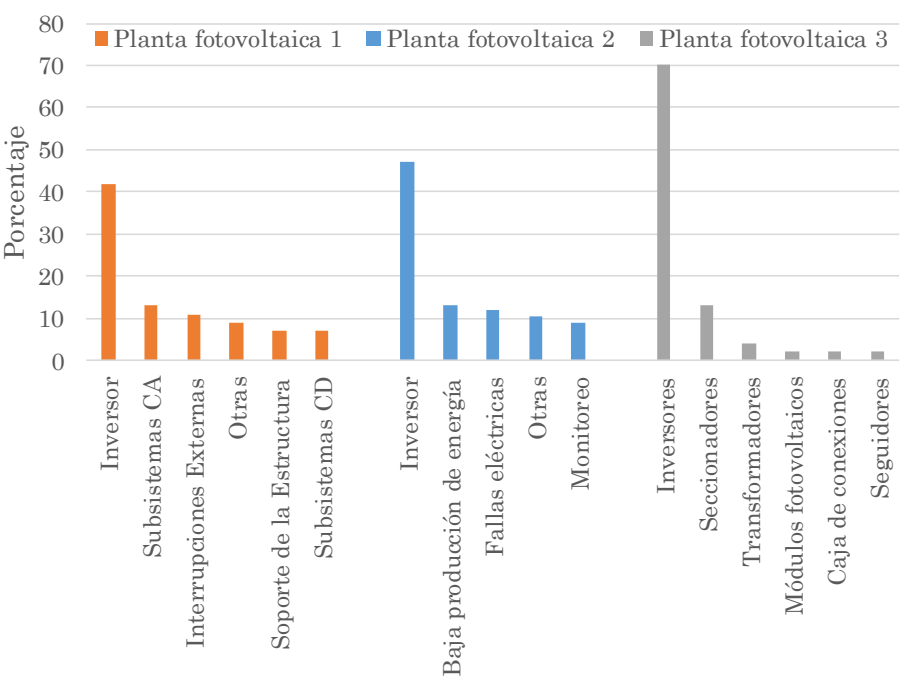


Figura 1.3: Tres estudios que evalúan el total de eventos de mantenimientos solicitados en las plantas de generación fotovoltaica debido a fallas en los equipos.

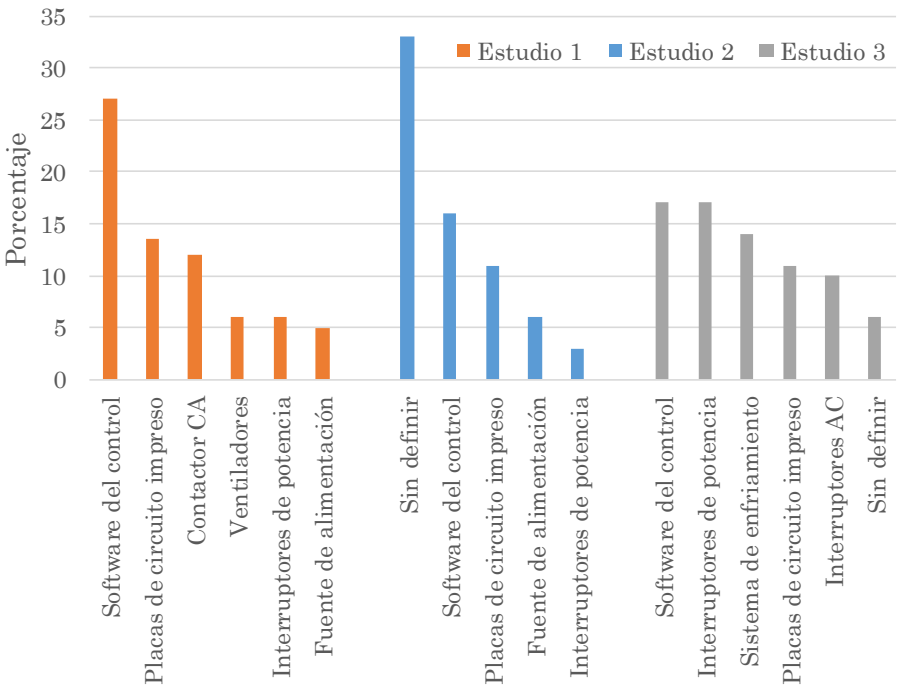


Figura 1.4: Tres estudios que evalúan la frecuencia relativa de fallas en los componentes del inversor.

1.3.2. Fallas típicas en sistemas fotovoltaicos

Las fallas que ocurren en los sistemas fotovoltaicos ocasionan diferentes efectos en el desempeño del sistema en general y además afectan su vida útil. En la Figura 1.5 se presenta una clasificación de las fallas en sistemas fotovoltaicos según [50], en donde se observa que existen dos secciones principales en las cuales ocurren las fallas, la primera de ellas corresponde al lado de corriente directa y la segunda a la parte de corriente alterna.

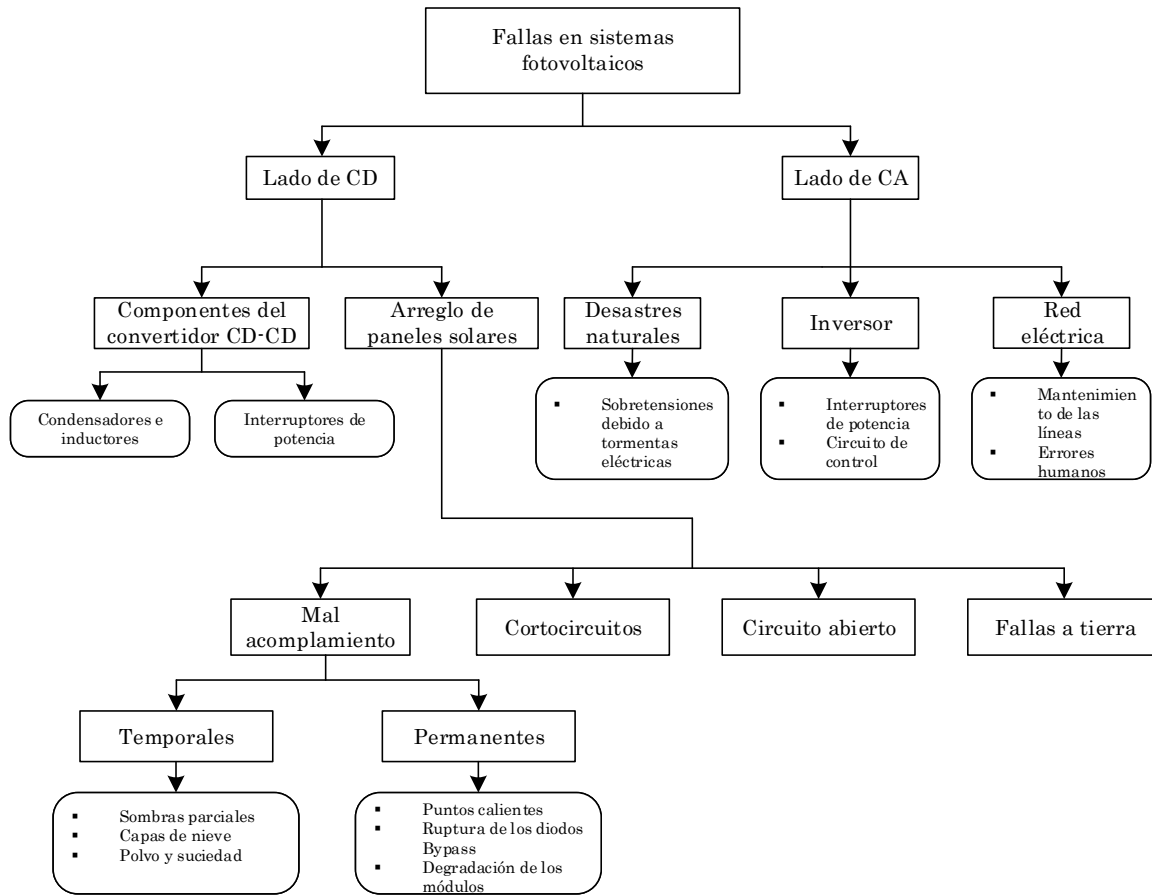


Figura 1.5: Clasificación de las fallas en el lado de CD y CA de un sistema fotovoltaico.

1.3.3. Técnicas de detección y aislamiento de fallas

1.3.3.1. Métodos generales de diagnóstico de fallas

El estado de un sistema físico en general puede conocerse a partir de modelos matemáticos que describen el comportamiento de las variables que lo caracterizan, o bien teniendo como referencia datos históricos o experimentos (modelos de señales) que reflejen las características de comportamiento de las señales que representan a dichas variables [51].

Las categorías fundamentales en las que se pueden dividir los métodos de diagnóstico de

fallas son:

1. Métodos basados en el comportamiento de las señales. Estos son útiles cuando no se tiene el modelo del sistema y se dividen en dos grupos:
 - a) Aquellos que describen la información de las señales en matrices de datos de acuerdo con los modos de funcionamiento del sistema.
 - b) Los que manejan los datos a través del conocimiento de la energía de las señales en el dominio de la frecuencia.
2. Métodos basados en modelos matemáticos. Consiste en usar el modelo del funcionamiento normal y alimentarlo con observaciones del sistema físico real, y a partir de una incoherencia entre el modelo y los datos observados se deduce el funcionamiento anormal del sistema.
3. Métodos basados en modelos de fallas. Consiste en generar una base de conocimiento de las condiciones de falla del proceso, es decir, se modela el comportamiento dinámico del proceso en cada una de las condiciones de falla que se desean diagnosticar.

1.3.3.2. Métodos de diagnóstico de fallas en sistemas fotovoltaicos

En los últimos años se han realizado importantes esfuerzos por entender las causas que originan las fallas en sistemas fotovoltaicos, y esto ha conducido al desarrollo de distintas técnicas para la detección y localización de las fallas, que han permitido mejorar la confiabilidad y extender la vida útil de estos sistemas de generación de energía. Las distintas técnicas de diagnóstico se pueden agrupar en dependencia de si ocurren en el lado de CD o en el lado de CA. Si las fallas ocurren en el inversor, el flujo de potencia hacia la red pudiera hacerse cero en dependencia del elemento en el cual ocurra la falla. A pesar de que existe un gran número de trabajos reportados, no se encuentra una técnica general que pueda ser aplicable a las distintas topologías de convertidores, y son pocas las referencias que proponen un algoritmo para todo el rango de irradiancias.

1.3.3.3. Diagnóstico de fallas basado en modelos

Las técnicas basadas en modelos utilizan la generación de un residuo a partir de la estimación de parámetros u observadores de estado, o también se fundamentan en el análisis de modelos de comportamiento. Estos métodos se sustentan en el conocimiento analítico del sistema.

Por ejemplo, se propone en [11] un esquema de diagnóstico basado en un observador para detectar fallas de cortocircuito y de circuito abierto. La señal de residuo que se obtiene de la diferencia entre las variables medidas y estimadas mediante el observador, se utiliza para detectar y aislar las fallas que se producen en el interruptor de potencia. Este sistema tiene como variables de entrada la corriente generada por el panel fotovoltaico y la tensión regulada del enlace de CD siendo el proceso de detección y aislamiento de la falla independiente de los niveles de irradiancia y de las variaciones de la tensión de salida. Sin embargo, la necesidad de medir esta última variable para la implementación del algoritmo de diagnóstico, incrementa

el costo del sistema fotovoltaico pues se requieren más sensores que los necesarios para el sistema de control. Aunque la tarea de diagnóstico se realiza en alrededor de 5 períodos de conmutación, en los resultados del trabajo solamente se realizan pruebas para un solo nivel de irradiancia. En esta propuesta se requiere de un procesador digital adecuado para realizar las operaciones relativamente complejas, que conllevan la utilización del observador más el controlador no lineal.

Dos tipos de filtros se proponen en [52] para el esquema de diagnóstico de fallas en un convertidor CD-CD de un sistema fotovoltaico. El primero de ellos se utiliza para la detección de la falla, y tiene como variable de entrada una señal de residuo que se obtiene a partir de la comparación de las señales medidas con las que proporciona un observador. El segundo tipo de filtro se diseña para el diagnóstico. Con esta propuesta se pueden diagnosticar fallas en los interruptores de potencia y en los elementos pasivos. La pérdida de capacitancia del condensador de salida del convertidor CD-CD se logra diagnosticar en 54.7 ms, la reducción en el valor de inductancia en 55.1 ms y la falla de circuito abierto en el interruptor de potencia en 71.6 ms. A pesar de que el algoritmo es capaz de diagnosticar más de un tipo de falla, la complejidad es relativamente alta y el análisis planteado no se realiza para distintos niveles de irradiancia.

En [53] se propone un convertidor reductor para un sistema de generación fotovoltaico, en donde se utilizan dos observadores para el diagnóstico de fallas en el inductor y en el capacitor del convertidor. Cada observador se utiliza para estimar uno de los parámetros (inductancia o capacitancia), y el resultado se compara con el valor nominal según los datos que proporciona el fabricante. En este trabajo se realizan pruebas tanto a nivel de simulación como experimental, y en el primer caso se valida que el diagnóstico se realiza en alrededor de 10 ms para las variaciones de la inductancia. Es importante mencionar como desventaja, la necesidad de medir más variables que las requeridas para el sistema de control, lo cual aumenta el costo de la instalación. Otro aspecto a considerar es la complejidad del algoritmo de diagnóstico, en donde se requiere un procesador digital adecuado para realizar los cálculos correspondientes a los dos observadores.

En [54] se diseña un algoritmo basado en modelos del sistema en el espacio de estados, para detectar fallas en cada uno de los elementos del convertidor CD-CD así como en los arreglos de paneles de un sistema fotovoltaico. Las fallas que se evalúan son: 1) pérdida de capacitancia, 2) pérdida de inductancia, 3) circuito abierto en los interruptores de potencia, 4) pérdida de la señal de los sensores de tensión y corriente, y 5) fallas en los componentes del arreglo de paneles fotovoltaicos. La estructura principal del algoritmo se basa en el comportamiento del residuo que se genera a partir de la comparación entre las salidas medidas del sistema y las obtenidas con un estimador, en cada escenario de falla. Las ventajas de esta técnica residen en el número de fallas que se pueden detectar, y además se señala que se puede adaptar fácilmente en otros convertidores. Los tiempos requeridos oscilan alrededor de los 33 ms.

Existen otros algoritmos que se basan en modelos del comportamiento de algunas de las variables presentes en el sistema. Por ejemplo, en [55] el signo de la derivada de la corriente del enlace de CD se utiliza para diagnosticar FCA. Esta señal se emplea en el esquema de control, y por lo tanto no se necesitan sensores adicionales para el desarrollo del método.

La variante propuesta en [56] utiliza la información del signo de la derivada de la corriente del inductor del convertidor CD-CD para diagnosticar tanto fallas de circuito abierto como de cortocircuito en el interruptor de potencia. La técnica se basa en comparar la pendiente de la señal de corriente en operación normal y bajo falla, para lo cual se diseña una máquina de estado y se requiere que la frecuencia de muestreo sea mayor a la de conmutación del interruptor de potencia. Después de realizar la tarea de diagnóstico, se propone la reconfiguración del circuito a partir de un algoritmo que tiene en cuenta el tipo de falla. A pesar de lograr el diagnóstico en menos de un período de conmutación, no se exponen los resultados para diferentes niveles de irradiancia, además esta variante se basa en el conocimiento de la respuesta de la señal de corriente para la topología propuesta del convertidor CD-CD.

Los trabajos descritos anteriormente dedican sus esfuerzos al diagnóstico de fallas en los convertidores CD-CD que se utilizan para el seguimiento del punto de la máxima potencia. No obstante, existen trabajos que se especializan en el diagnóstico de fallas en los interruptores de potencia del inversor, aunque algunos de ellos no se consideran para una aplicación fotovoltaica:

- En [48] se desarrolla una metodología basada en modelos y procesamiento de datos para detectar y aislar fallas de circuito abierto, tanto individuales como simultáneas, en inversores del tipo NPC. Para la etapa de detección se utiliza la magnitud del vector de Clarke construido a partir de los valores medios de las corrientes de línea. En el proceso de aislamiento se utilizan dos enfoques. La primera estrategia se basa en la trayectoria del vector instantáneo de la corriente en el plano α - β , pudiendo obtener firmas de fallas en los distintos escenarios propuestos. En la segunda metodología se fusiona la información obtenida del vector de Clarke y de la componente de secuencia negativa.
- Un esquema de detección y aislamiento de fallas de circuito abierto basado en el modelo de un observador de modos deslizantes se analiza en [57] para un inversor multinivel de puentes completos conectados en cascada. A partir del modelo promedio del sistema se sintetiza el observador propuesto, el cual describe la dinámica de la falla en el convertidor y es capaz de estimar las componentes de CD de los perfiles de falla que posteriormente se utilizan para generar un residuo, y tomando como criterio el módulo de dicho residuo se logra la tarea de detección de la falla; mientras que el signo brinda la información necesaria para la localización. El algoritmo no se aplica a un sistema fotovoltaico.
- En [58] se obtiene un observador que tiene como variables de entrada la señal de error de las corrientes de línea en el marco de referencia d - q . El algoritmo que se implementa permite diagnosticar fallas de circuito abierto en los interruptores de potencia de un inversor trifásico. La información que proporciona la salida de este observador se compara con un umbral cuidadosamente seleccionado para las condiciones específicas en las que se realiza el análisis, y a partir de esta comparación se define la existencia de una falla. Aunque el tiempo de diagnóstico es de aproximadamente 0.91 ms, el estudio no se evalúa para diferentes condiciones de operación. Además se necesita un conocimiento exacto de los parámetros del sistema para el diseño del observador.

- La propuesta de [59] no requiere la utilización de sensores adicionales para el diagnóstico de fallas de circuito abierto en los interruptores de potencia del inversor. Esta variante se fundamenta para aquel caso en el que se incorpore en el esquema un motor de imanes permanentes, debido a que la realización del observador se sustenta en la existencia de un estimador de flujo. La señal necesaria para el diagnóstico se obtiene de la diferencia entre la tensión de referencia que proporciona el sistema de control y la tensión a la salida del observador. El diagnóstico de las fallas de circuito abierto se alcanza de forma independiente para cada uno de los interruptores de potencia y el tiempo que requiere el algoritmo depende de la velocidad del motor. Esta técnica no se aplica para sistemas fotovoltaicos.
- Un esquema de diagnóstico para fallas de circuito abierto en los interruptores de potencia de un inversor, basado en modelos de comportamiento del sistema se propone en [60]. En esta variante se consideran n convertidores CD-CD conectados en cascada, siendo la suma total de las tensiones de salida de cada convertidor la tensión del bus de CD del inversor. El algoritmo de diagnóstico se basa en la comparación de la pendiente de la tensión de salida de los convertidores CD-CD, con un umbral elegido en función de la cantidad de módulos que se consideren en la topología. Aunque el tiempo necesario para el diagnóstico es de 20 ms, solamente se evalúa un nivel de irradiancia.

Todos los trabajos citados anteriormente son alternativas para el diagnóstico de fallas, donde en algunos casos se señala el grado de complejidad de estos algoritmos y su dependencia de un conocimiento analítico del sistema. Es importante observar que resultan ser efectivos para el diagnóstico de fallas de los componentes del convertidor CD-CD, como pueden ser los condensadores, inductores e interruptores de potencia.

1.3.3.4. Diagnóstico de fallas basado en procesamiento de señales

El procesamiento de señales es otro campo que encuentra varias oportunidades en el ámbito del diagnóstico de fallas en sistemas fotovoltaicos. Algunas de las técnicas utilizan modelos adaptables basados en inteligencia artificial, y otras consideran descriptores estadísticos o bien herramientas matemáticas que permiten extraer determinadas características de las señales que facilitan la tarea del diagnóstico.

En [45] se emplea un esquema de diagnóstico de fallas basado en la respuesta en frecuencia de las propias señales medidas para el esquema de control, lo cual disminuye el impacto económico del sistema fotovoltaico. Se logra la detección de varios tipos de fallas en diferentes escenarios de esquemas de control y de niveles de irradiancia. Sin embargo, el aislamiento de la falla se logra por grupos o de forma individual dependiendo del tipo de falla que se considere, además de que es un sistema simple, no es de gran escala y no presenta aislamiento galvánico.

Un análisis basado en la norma 2 de los coeficientes de detalle para varios niveles de descomposición de la transformada Wavelet de la señal de tensión, en distintos puntos de un sistema de generación fotovoltaico aislado se propone en [6], con lo cual se pueden localizar fallas a tierra tanto en los módulos fotovoltaicos como en distintos elementos de la etapa de

conversión de potencia. En el algoritmo se incorpora una red neuronal para que actúe como un clasificador de fallas a partir de la información generada por la norma 2 de los coeficientes de detalle. Aunque el método propuesto demuestra un alto nivel de precisión, la información no se procesa en tiempo real.

En [8] se evalúa el desempeño de un esquema de diagnóstico de fallas para un sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica, en donde se diagnostican fallas en los interruptores de potencia de un inversor trifásico en tres escenarios diferentes: falla de circuito abierto en uno de los interruptores, falla de circuito abierto en dos de los interruptores de una misma rama y cambios en los niveles de irradiancia. El algoritmo almacena las muestras de las corrientes de línea durante un ciclo de red, y luego esta información es procesada por varios bloques con los cuales se pueden distinguir los patrones de fallas de los cambios de irradiancia. Finalmente se utiliza un selector de umbrales basado en un red neuronal que permite reducir el volumen de información que se almacena en memoria. En los resultados se demuestra a nivel experimental la efectividad del método para distintos niveles de irradiancia, y aunque se señala que el algoritmo es menos complejo en relación con otros ya reportados, los cálculos realizados se ejecutan después de un ciclo de red, y se genera un retraso de aproximadamente 50 ms.

Para evaluar las fallas de circuito abierto en los interruptores del inversor, en [10] se diseña un algoritmo de diagnóstico basado en un sistema de inferencia de lógica difusa y en un modelo obtenido a partir de las curvas de potencia del sistema fotovoltaico. Se dispone de una plataforma de adquisición de datos para monitorear y almacenar la información de las condiciones meteorológicas y de las variables eléctricas del sistema. Una estación central de procesamiento de datos habilita la adquisición de las muestras cada un segundo, y el almacenamiento se realiza en intervalos de uno y quince minutos, tal y como se recomienda en el estándar IEC 61724. Cada 24 horas se realiza un análisis para detectar algunos de los siguientes eventos: 1) falla en el diodo *Bypass* de los módulos fotovoltaicos, 2) sombras parciales y 3) falla en el inversor de salida. El proceso de diagnóstico se basa en la comparación diaria entre las mediciones reales de las variables eléctricas (tensión y corriente) del arreglo de paneles fotovoltaicos, y las obtenidas mediante simulación. La etapa de clasificación de las fallas se realiza a partir de un modelo basado en lógica difusa. Aunque en esta variante se pueden diagnosticar fallas de circuito abierto para distintos niveles de irradiancia, se considera como desventaja la necesidad de conocer el comportamiento del sistema para un elevado número de puntos de operación.

Un algoritmo de diagnóstico para fallas de cortocircuito entre fases y a tierra de un sistema eléctrico de potencia en presencia de generación fotovoltaica se propone en [5], en donde con el primer nivel de descomposición de la transformada Wavelet se puede distinguir entre cada uno de los tipos de fallas de cortocircuito que pueden ocurrir en las líneas de un sistema trifásico. Para el análisis se realiza una comparación del comportamiento del sistema cuando existe generación fotovoltaica en relación con el que se obtiene mediante el método convencional. Los resultados muestran que el coeficiente de detalle del primer nivel de descomposición de la transformada Wavelet experimenta un cambio abrupto en el momento en el que ocurren fallas de cortocircuito en presencia de generación fotovoltaica. Aunque el estudio demuestra

la efectividad del algoritmo para evaluar fallas de cortocircuito, no se consideran distintos niveles de irradiancia y además no se realiza un cálculo en línea de los coeficientes.

En [61] se detectan las fallas de circuito abierto de los interruptores de potencia de un inversor trifásico para un sistema fotovoltaico, a partir de reconocer distintos patrones en los histogramas de las tensiones de línea en presencia de fallas. A cada escenario le corresponde un histograma, y estas gráficas se obtienen evaluando el número de muestras correspondientes a un mismo valor de tensión que se presentan en un ciclo de red. Para los distintos escenarios de fallas de circuito abierto, se determina el centro de masa en cada histograma, luego esta información se procesa para obtener las variables de diagnóstico normalizadas, y con un clasificador del tipo *Schmitt-trigger* de cinco niveles se localiza la falla. Aunque no se reflejan explícitamente los tiempos de diagnóstico, de los resultados mostrados se puede inferir que se requieren aproximadamente unos 12 ms y que los análisis se realizan para un único nivel de irradiancia.

El diagnóstico de fallas basado en la transformada Wavelet se puede extender a los inversores multinivel de módulos conectados en cascada. Por ejemplo, en [62] se propone un algoritmo en el cual se determina la energía para cada uno de los rangos de frecuencias, que se obtienen a partir del tercer nivel de descomposición de la transformada Wavelet en cada uno de los escenarios de fallas de circuito abierto. La localización de los interruptores que quedan abiertos, se realiza mediante un modelo basado en una red neuronal. Aunque las fallas se pueden diagnosticar de forma individual, no se presentan resultados en los que se consideren fallas en dos interruptores simultáneamente, y además los coeficientes no se procesan en la misma medida que se van adquiriendo las muestras. El análisis no se aplica a un sistema fotovoltaico.

En [9] se propone un algoritmo basado en el análisis de las curvas teóricas que describen el comportamiento de un sistema fotovoltaico para detectar módulos que estén en cortocircuito. Con el propósito de obtener el modelo, se evalúan dos factores denominados VR y PR para distintos niveles de irradiancias, con los cuales se obtienen dos polinomios de tercer orden que describen los límites entre los cuales se considera la falla. Aquellos puntos de operación que no estén dentro de esos límites se procesan por un sistema de clasificación basado en lógica difusa, con el cual se define la cantidad de módulos que están bajo fallas. En esta variante el análisis se realiza cada 24 horas y no se consideran fallas en la etapa de conversión de potencia.

Un algoritmo basado en la transformada Wavelet Packet para detectar una condición de operación aislada de la red eléctrica en un sistema fotovoltaico se analiza en [63]. Se proponen tres niveles de descomposición a partir de la transformada Wavelet Packet de la tensión en el punto de conexión común entre el sistema fotovoltaico y la red eléctrica. Se seleccionan 4 bandas de frecuencias en el tercer nivel de descomposición, y para las señales correspondientes a estas bandas se determina un índice asociado a la energía, que finalmente se introduce en una red neuronal. Este último bloque se diseña para construir un modelo basado en inteligencia artificial que permita seleccionar los umbrales correspondientes a los distintos niveles de irradiancia, y además su salida contiene información de la condición de operación aislada. Todo el algoritmo se ejecuta después de un ciclo de red (incluyendo el cálculo de los

coeficientes de la transformada Wavelet), y es por esta razón que el tiempo mínimo para la detección que se presenta en los resultados es de 20 ms.

En [3] y [4] se propone un método de diagnóstico de fallas de circuito abierto en los interruptores de potencia de un inversor para un sistema de generación fotovoltaico basado en los coeficientes de tendencia y de detalle de la transformada Wavelet de la señal de corriente en el lado de alterna del inversor. Con el valor promedio de los coeficientes de tendencia del primer nivel de descomposición se diagnostican fallas permanentes de circuito abierto en el inversor, y con la desviación típica de los coeficientes de detalle del tercer nivel de descomposición se diagnostican fallas momentáneas de circuito abierto en una rama del inversor o en el sensor de corriente. En esta investigación se incluye un algoritmo para detectar una condición de operación aislada del sistema fotovoltaico basado en la energía de los coeficientes de detalle del tercer nivel de descomposición. Una de las desventajas de este algoritmo es que necesita almacenar las muestras recibidas durante un ciclo correspondiente a la frecuencia de la red eléctrica, y luego de tener disponible toda la información, se realizan los cálculos correspondientes para obtener los coeficientes de la transformada y los descriptores estadísticos, generándose retrasos en la tarea de diagnóstico. En el documento no se define un tiempo estimado para el diagnóstico de las fallas, pero atendiendo a que los cálculos se realizan después de un ciclo de red, el tiempo mínimo necesario para tener un resultado válido es de aproximadamente 16.6 ms si la frecuencia del sistema eléctrico de potencia es de 60 Hz.

De la revisión bibliográfica se observan los siguientes aspectos:

1. En los trabajos reportados se presenta el estudio de una sola etapa del convertidor del sistema fotovoltaico, es decir, no existen referencias en las que se proponga un único algoritmo tanto para el convertidor CD-CD como para el inversor de salida.
 2. En general las técnicas basadas en modelos en el espacio de estados se utilizan en el convertidor CD-CD y en el arreglo de paneles fotovoltaicos. Sin embargo, no se pueden aplicar directamente a la etapa del inversor.
 3. Existe una tendencia hacia el estudio de técnicas basadas en procesamiento de datos y en métodos de inteligencia artificial para el diagnóstico de fallas en el inversor, siendo la transformada Wavelet una de las opciones más empleadas. Como desventaja se señala que los coeficientes de dicha transformada no se calculan en tiempo real, y esto genera retrasos en la tarea de diagnóstico. En la mayoría de los casos se estudia solamente un punto de operación y no todo el rango de irradiancias.
 4. Los estudios de diagnóstico de fallas en los interruptores de potencia del inversor consideran únicamente fallas de circuito abierto.
 5. Aunque el software del sistema de control es uno de los elementos con los mayores índices de fallas, no hay trabajos reportados que consideren el análisis en un amplio rango de irradiancias para el circuito del inversor.
-

1.4. Diseño de la investigación

Problema Científico. A partir de la necesidad de concebir un sistema fotovoltaico con la capacidad de detectar y aislar fallas se formula el siguiente problema de investigación:
- *¿Cómo se puede desarrollar un algoritmo de detección y aislamiento de fallas para los componentes del convertidor que sea capaz de localizar los elementos bajo falla en sistemas fotovoltaicos para distintos niveles de irradiancia?*

Hipótesis. Si se utiliza un esquema de diagnóstico de fallas basado en los modelos del comportamiento de las señales de los sensores en operación normal y bajo falla, es posible mediante un proceso de comparación, la detección y el aislamiento de fallas en la topología seleccionada.

Objetivo general de la tesis. Desarrollar técnicas de monitoreo y diagnóstico de fallas en un convertidor de electrónica de potencia que interconecta generación fotovoltaica hacia la red eléctrica.

Objetivos específicos

1. Diseñar un esquema de control para la topología modular seleccionada que sea válido y estable para diferentes niveles de irradiancia.
 2. Elaborar un algoritmo de diagnóstico de fallas de circuito abierto en los interruptores de potencia en cada una de las etapas del convertidor basado en procesamiento de señales, con la premisa de que sea simple, no incremente el costo del sistema fotovoltaico y que opere en un amplio rango de irradiancias.
 3. Diseñar un algoritmo adicional para diagnosticar fallas en al menos uno de los sensores del sistema de control.
 4. Validar mediante análisis y simulación los algoritmos propuestos.
-

Capítulo 2

Diseño del sistema de control automático

En este capítulo se presenta el procedimiento de diseño del sistema de control del convertidor representado en la Figura 2.1.

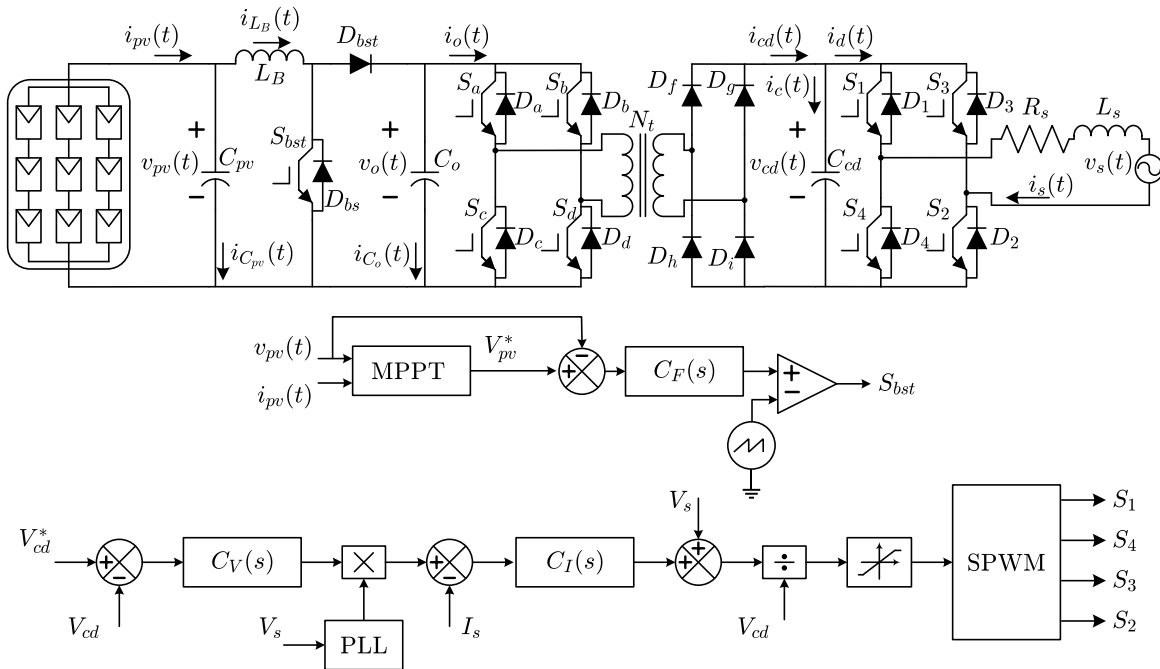


Figura 2.1: Topología seleccionada para el estudio del diagnóstico de fallas.

El esquema de control se puede dividir en tres subsistemas:

1. Controlador para regular la tensión en las terminales del arreglo de paneles ($v_{pv}(t)$). Adicionalmente se implementa un algoritmo para el seguimiento de la máxima potencia (MPPT) del arreglo el cual proporciona la referencia de tensión para el controlador propuesto.

2. Controlador para regular la corriente de salida del inversor ($i_s(t)$). Con este controlador se garantiza que la distorsión armónica de la corriente sea inferior al 5 %, que solamente se transfiera potencia activa hacia la red eléctrica y que la corriente esté en fase con la tensión de la red.
3. Controlador para regular la tensión en las terminales del condensador del bus de corriente directa ($v_{cd}(t)$). Este sistema de control proporciona la referencia al controlador de corriente.

Se utiliza el software de simulación de circuitos eléctricos y electrónicos *PSIM* para la validación de los controladores. En esta plataforma de simulación, se ajustan los parámetros del bloque *Solar Module* (ver Tabla 2.1) para conseguir que este elemento sea capaz de entregar 1 kW de potencia en su punto de máxima generación (1000 W/m² de irradiancia solar), representando un arreglo de paneles equivalente.

Tabla 2.1: Características del arreglo equivalente de paneles fotovoltaicos.

Irradiancia máxima W/m ²	$S = 1000$
Tensión de circuito abierto (V)	$V_{OC} = 156.9$
Corriente de corto circuito (A)	$I_{SC} = 8.53$
Tensión de máxima potencia (V)	$V_m = 125.3$
Corriente de máxima potencia (A)	$I_m = 7.98$
Potencia máxima (W)	$P_m = 999.761$

2.1. Diseño del controlador de la tensión del panel fotovoltaico

2.1.1. Algoritmo de extracción de la máxima potencia

Durante la operación del sistema fotovoltaico, las condiciones ambientales son variables debido a que la irradiancia es diferente a cada instante, y que además depende de la nubosidad. Lo anterior ha motivado el estudio de distintas técnicas que permitan extraer la máxima potencia de los paneles fotovoltaicos dependiendo de las condiciones existentes [64], [65], [66], [67], [68], [69]. El algoritmo implementado en este trabajo es el denominado “Perturba y Observa”. Este método, representado en el diagrama de flujo de la Figura 2.2, se basa en perturbar la tensión de referencia periódicamente y observar la variación en el valor de potencia de los paneles. Se mide tanto la tensión como la corriente del arreglo fotovoltaico y si el valor del incremento de la potencia es positivo, la tensión en el siguiente intervalo se incrementa, de lo contrario, se disminuye. Este proceso se repite hasta conseguir que la tensión se mantenga operando alrededor del punto de máxima potencia de la curva tensión-corriente de los paneles ante las condiciones de irradiancia que estén presentes en ese momento. Se propone un umbral th_1 para distinguir un cambio brusco de la irradiancia, y de esta manera ajustar la cantidad en la que se perturba la tensión del arreglo fotovoltaico. Esto permite un algoritmo MPPT

adaptable que es capaz de funcionar con un velocidad de respuesta diferente frente a cambios abruptos y lentos en los niveles de irradiancia.

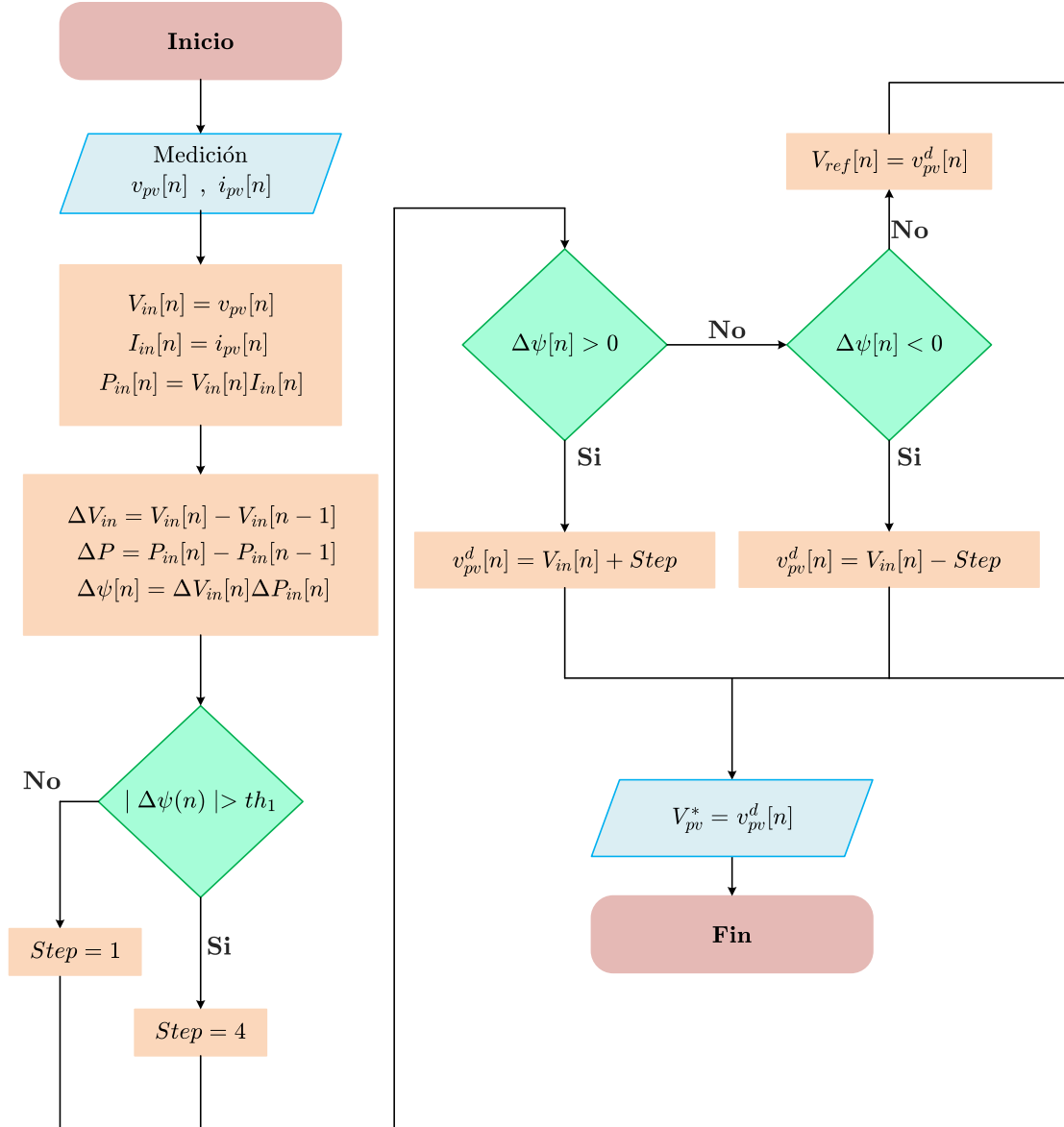


Figura 2.2: Diagrama de flujo del algoritmo MPPT.

2.1.2. Diseño del controlador

A partir de considerar las configuraciones que se obtienen en el circuito para los dos estados posibles del interruptor, y partiendo de los modelos reportados en la literatura [70], [71], [72] para el convertidor CD-CD, y considerando el arreglo de paneles fotovoltaicos (ver Figura 2.1), se sintetiza el modelo linealizado expresado en las siguientes ecuaciones:

$$\begin{pmatrix} \frac{d\hat{v}_{pv}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{L_B}}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{r_{pv}C_{pv}} & -\frac{1}{C_{pv}} \\ \frac{1}{L_B} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{v}_{pv} \\ \hat{i}_{L_B} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{v_{oN}}{L_B} \end{pmatrix} \hat{d} + \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{1-d_N}{C_{pv}} \end{pmatrix} \hat{v}_o, \quad (2.1)$$

$$\hat{v}_{pv} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{v}_{pv} \\ \hat{i}_{L_B} \end{pmatrix}, \quad (2.2)$$

donde:

$\hat{v}_{pv}$: tensión en las terminales del arreglo de paneles fotovoltaicos,

$\hat{i}_{L_B}$: corriente que circula por el inductor L_B ,

$\hat{v}_o$: tensión a la salida del convertidor CD-CD,

$\hat{d}$: ciclo útil del interruptor de potencia,

v_{oN} : tensión nominal a la salida del convertidor CD-CD,

d_N : ciclo útil nominal,

L_B : inductor del convertidor CD-CD,

C_{pv} : condensador en las terminales del arreglo de paneles fotovoltaicos,

r_{pv} : resistencia dinámica que define la razón entre la tensión y corriente del arreglo de paneles fotovoltaicos [71].

Como se necesita la función de transferencia de la planta, se transforman las ecuaciones en el espacio de estados (2.1) y (2.2) a la representación en función de transferencia. Los valores nominales del punto de operación y los parámetros específicos de (2.1) y (2.2) se resumen en la Tabla 2.2, donde i_{pvN} y v_{pvN} corresponden a los valores nominales de la corriente y la tensión del arreglo de paneles.

Tabla 2.2: Valores nominales del punto de operación.

v_{pvN} (V)	i_{pvN} (A)	d_N	$v_{oN} = \frac{v_{pvN}}{1-d_N}$ (V)	$r_{pv} = \frac{v_{pvN}}{i_{pvN}}$ (Ω)	L_B (mH)
126.06	7.93	0.5	252.12	15.9	1.5

Para obtener la función de transferencia de la planta se emplea:

$$G_{pv}(s) = \hat{C} \left(SI - \hat{A} \right)^{-1} \hat{B} + \hat{D}, \quad (2.3)$$

donde $G_{pv}(s)$ es la función de transferencia de la planta, y

$$\hat{A} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{r_{pv}C_{pv}} & -\frac{1}{C_{pv}} \\ \frac{1}{L_B} & 0 \end{pmatrix}, \quad (2.4)$$

$$\hat{B} = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{v_{oN}}{L_B} \end{pmatrix}, \quad (2.5)$$

$$\hat{C} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix}, \quad (2.6)$$

$$\hat{D} = 0. \quad (2.7)$$

Una vez que se sustituyen los valores correspondientes al punto de operación nominal se obtiene la siguiente función de transferencia:

$$G_{pv}(s) = \frac{-5.603 \times 10^8}{s^2 + 209.6s + 2.222 \times 10^6} \quad (2.8)$$

El diseño del controlador se basa en el método de respuesta en frecuencia. El diagrama de bloques que se utiliza se muestra en la Figura 2.3. La señal de referencia V_{pv}^* se compara con la tensión del arreglo fotovoltaico para producir la señal de error $E_{pv}(s)$, que posteriormente es procesada por el controlador $C_F(s)$. Los criterios de diseño para este controlador son: un margen de fase de 50° y la constante de error de posición estática $k_p = 50$. Se seleccionan estos parámetros para lograr que el sistema sea relativamente rápido, poco oscilatorio y para reducir el error en estado estacionario.

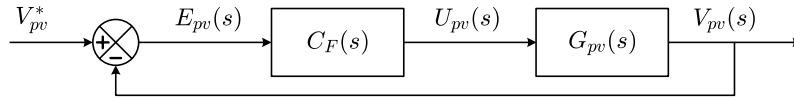


Figura 2.3: Diagrama de bloques para el diseño del controlador de la tensión $V_{pv}(s)$.

Considerando la función de transferencia de la planta $G_{pv}(s)$, se propone un compensador de adelanto $C_F(s)$ de la forma:

$$C_F(s) = \hat{k}_{pv} \frac{T_{pv}s + 1}{\alpha_{pv}T_{pv}s + 1}, \quad (2.9)$$

donde $\hat{k}_{pv}$, T_{pv} y α_{pv} son coeficientes a determinar.

Para la función de transferencia de lazo abierto se tiene que

$$G_{H_{pv}}(s) = C_F(s)G_{pv}(s), \quad (2.10)$$

la constante de error de posición estática k_p se define como

$$k_p = \lim_{s \rightarrow 0} G_{H_{pv}}(s) = \hat{k}_{pv} \frac{-5.603 \times 10^8}{2.222 \times 10^6}, \quad (2.11)$$

con $k_p = 50$ y la ecuación (2.11) entonces se calcula que

$$\hat{k}_{pv} = -0.198. \quad (2.12)$$

El error en estado estacionario en términos de la constante de error de posición estática k_p se obtiene mediante

$$e_{ss} = \frac{1}{1 + k_p} = \frac{1}{1 + 50} = 0.019. \quad (2.13)$$

En la Figura 2.4 se presenta el diagrama de bode de la función de transferencia:

$$G_{pv_1}(s) = \hat{k}_{pv} G_{pv}(s) = \hat{k}_{pv} \frac{-5.603 \times 10^8}{s^2 + 209.6s + 2.222 \times 10^6}, \quad (2.14)$$

en el cual se observa que para el valor de $\hat{k}_{pv}$ calculado el sistema es estable. Sin embargo, el margen de fase obtenido no es el deseado de acuerdo a los requerimientos de diseño.

Para lograr que la fase de la función de transferencia de lazo abierto esté por encima de la recta de -180° en una cantidad igual al margen de fase deseado, se requiere que el compensador con $\hat{k}_{pv}$ igual a uno, representado en (2.15), aporte tal margen de fase.

$$C_{F_1}(s) = \frac{T_{pv}s + 1}{\alpha_{pv}T_{pv}s + 1}. \quad (2.15)$$

El factor de atenuación (α_{pv}) se calcula considerando que $\Delta\phi_{pv} = 48.849^\circ$,

$$\alpha_{pv} = \frac{1 - \text{sen}(\Delta\phi_{pv})}{1 + \text{sen}(\Delta\phi_{pv})} = \frac{1 - \text{sen}(48.849^\circ)}{1 + \text{sen}(48.849^\circ)} = 0.141. \quad (2.16)$$

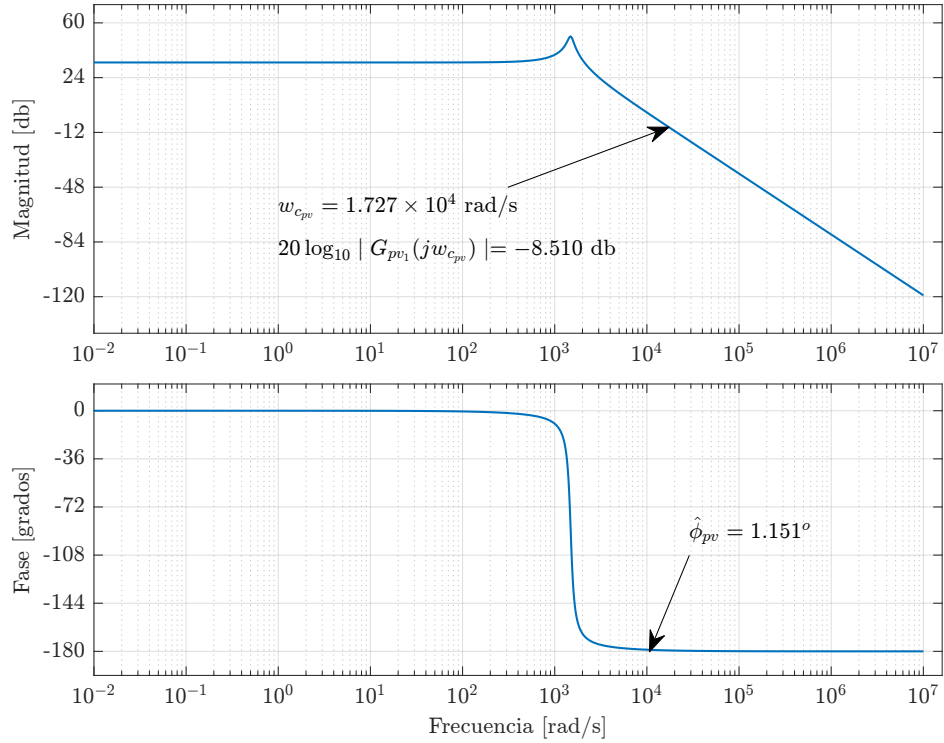


Figura 2.4: Diagrama de Bode de la función $G_{pv_1}(s)$.

En (2.16), el término $\Delta\phi_{pv}$ corresponde a la diferencia entre el margen de fase requerido (ϕ_{pv}) y el margen de fase actual ($\hat{\phi}_{pv}$). Este último se puede obtener de la Figura 2.4

$$\Delta\phi_{pv} = \phi_{pv} - \hat{\phi}_{pv} = 50^\circ - 1.151^\circ = 48.849^\circ. \quad (2.17)$$

En la frecuencia

$$w_{c_{pv}} = \frac{1}{\sqrt{\alpha_{pv}} T_{pv}}, \quad (2.18)$$

la curva de magnitud de la función de transferencia de lazo abierto $G_{H_{pv}}(s)$ tiene que ser igual a cero dB. El valor absoluto de la función de transferencia $C_F(s)$ evaluada en $w_{c_{pv}}$ resulta en

$$|C_{F_1}(j\frac{1}{\sqrt{\alpha_{pv}}T_{pv}})| = \frac{\sqrt{(T_{pv}\frac{1}{\sqrt{\alpha_{pv}}T_{pv}})^2 + 1}}{\sqrt{(\alpha_{pv}T_{pv}\frac{1}{\sqrt{\alpha_{pv}}T_{pv}})^2 + 1}} = \frac{1}{\sqrt{\alpha_{pv}}} = 2.664. \quad (2.19)$$

Luego, para que se cumpla la igualdad

$$20 \log_{10} (|G_{H_{pv}}(jw_{c_{pv}})|) = 20 \log_{10} (|C_{F_1}(jw_{c_{pv}})||G_{pv_1}(jw_{c_{pv}})|) = 0, \quad (2.20)$$

es necesario que

$$20 \log_{10} (|G_{pv_1}(jw_{c_{pv}})|) = -20 \log_{10} (|C_{F_1}(jw_{c_{pv}})|) = -20 \log_{10} \frac{1}{\sqrt{\alpha_{pv}}} = -8.510. \quad (2.21)$$

Del diagrama de bode de la Figura 2.4 se tiene que $20 \log_{10} |G_{pv_1}(jw_{c_{pv}})| = -8.510$ para $w_{c_{pv}} = 1.727 \times 10^4$ rad/s. A partir de (2.18) y del valor encontrado de $w_{c_{pv}}$, se calculan los valores de T_{pv} y $\alpha_{pv}T_{pv}$:

$$T_{pv} = \frac{1}{w_{c_{pv}} \sqrt{\alpha_{pv}}} = 1.543 \times 10^{-4}, \quad (2.22)$$

$$\alpha_{pv}T_{pv} = 2.174 \times 10^{-5}. \quad (2.23)$$

Por lo tanto, la función de transferencia del compensador propuesto es

$$C_F(s) = -0.198 \frac{1.543 \times 10^{-4}s + 1}{2.174 \times 10^{-5}s + 1}. \quad (2.24)$$

En la Figura 2.5 se muestra el diagrama de bode del sistema con el controlador resultante. Se observa que el margen de fase es de 49.5° y que el sistema compensado es estable.

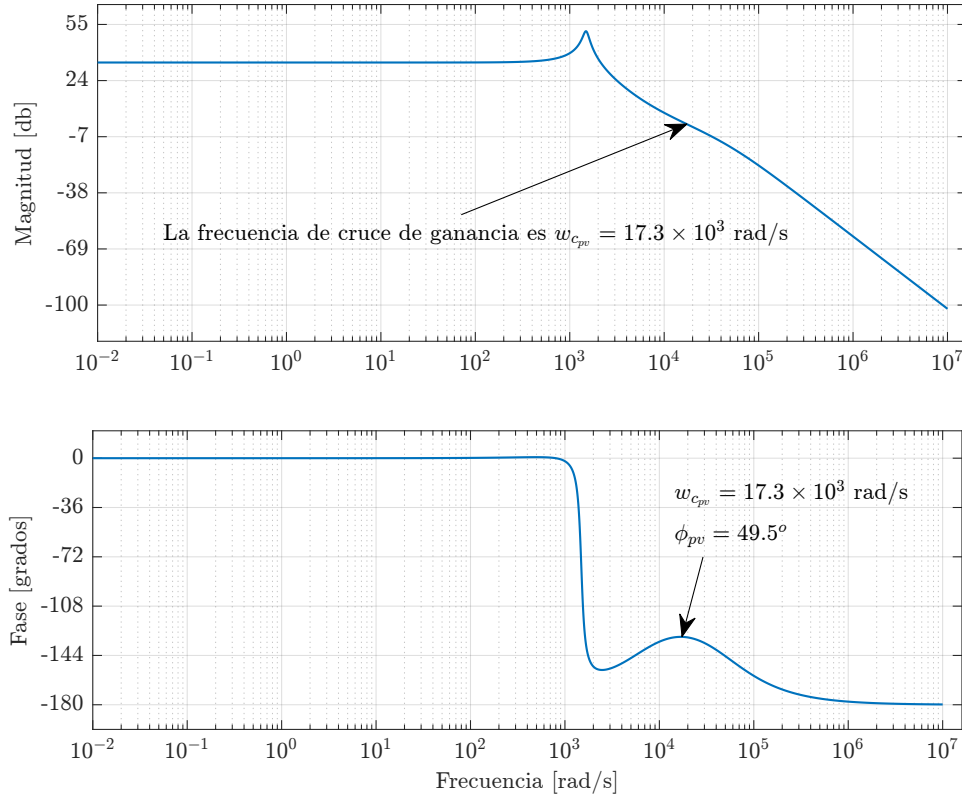


Figura 2.5: Diagrama de Bode del sistema compensado.

2.2. Diseño de los controladores del inversor

Los objetivos del sistema de control para el inversor de salida del convertidor se dividen en dos etapas:

1. Sistema de control de la corriente. En esta etapa se tiene el propósito de mantener una forma de onda senoidal de la corriente de salida, que esté en fase con la tensión de la red de manera que se transfiera solamente potencia activa. Se debe mencionar que se emplea modulación por ancho de pulso senoidal.
2. Mantener la tensión del bus de cd constante.

A partir de la referencia [73] se puede construir el modelo del inversor representado en la Figura 2.6, donde $m(t)$, $v_{cd}(t)$, $v_s(t)$ y $i_s(t)$ corresponden a la señal moduladora, la tensión del bus de CD, la tensión de la red y la corriente en el lado de alterna del inversor de salida, respectivamente. Los componentes pasivos L_s y R_s son el inductor y la resistencia en el lado de alterna del inversor y que sirven como elementos de enlace con la red eléctrica.

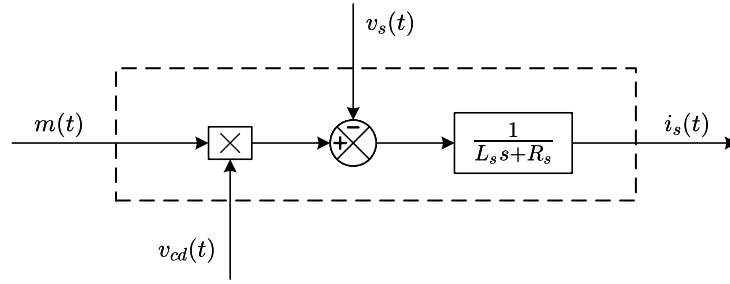


Figura 2.6: Modelo del inversor.

2.2.1. Sistema de control de la corriente

En el esquema de la Figura 2.6, la corriente $i_s(t)$ es la variable de salida y el objetivo de control es que la corriente $i_s(t)$ siga a una referencia sinusoidal en fase con la tensión de la red. Para cumplir este objetivo, se propone el sistema de control en lazo cerrado de la Figura 2.7, en el cual la señal de referencia $i_{ref}(t)$ se compara con $i_s(t)$ y se genera una señal de error $e_i(t)$. El compensador $C_I(s)$ procesa la señal de error y suministra la señal de control $u_i(t)$. La señal $u_i(t)$ se divide por una cantidad igual a $v_{cd}(t)$ para compensar el escalamiento provocado por la ganancia del inversor. El valor de $v_{cd}(t)$ no es constante, y por ello, se debe medir e incorporar en esta parte del esquema. El saturador es necesario para adecuar los valores de las señales que se le envían a los comparadores y evitar la sobremodulación. Con el fin de desacoplar las dinámicas entre el inversor y la red eléctrica a la que el sistema está conectado, así como de reducir el impacto de los transitorios que pudieran ocurrir en esta última, se utiliza el compensador $G_{ff}(s)$.

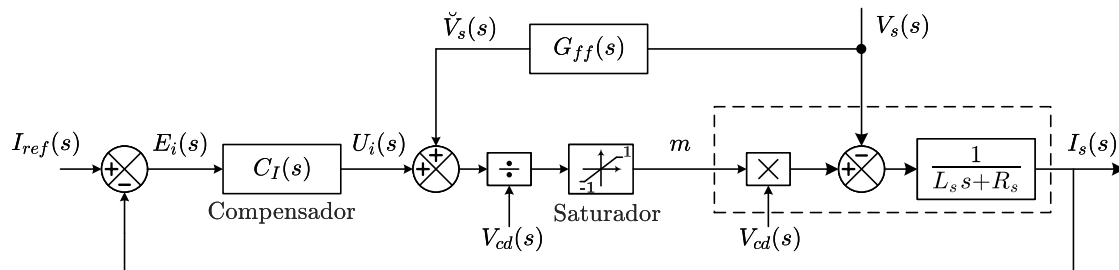


Figura 2.7: Diagrama de control de la corriente con compensador de desacoplo.

En [73] se recomienda que la función de transferencia de $G_{ff}(s)$ sea aproximadamente igual a uno ($G_{ff}(s) \approx 1$), para lograr que la tensión $\check{v}_s \approx v_s$, y así, que la diferencia de tensión aplicada al arreglo serie $R_s L_s$ esté determinada por el controlador de corriente, o dicho de otra manera: para que se cancele la dinámica de la tensión de la red. Por lo tanto, se considera el diagrama de bloques simplificado de la Figura 2.8.

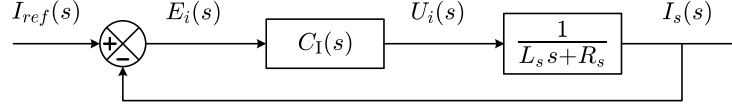


Figura 2.8: Diagrama de control simplificado para el diseño del controlador de corriente.

Al determinar la función de transferencia en lazo cerrado se tiene que

$$T_{I_{lc}}(s) = \frac{I_s(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{G_{H_I}(s)}{1 + G_{H_I}(s)}, \quad (2.25)$$

donde la ganancia de lazo se define como

$$G_{H_I}(s) = C_I(s)G_I(s). \quad (2.26)$$

Entonces la función de transferencia utilizada para estudiar la respuesta en frecuencia del sistema en lazo cerrado es

$$T_{I_{lc}}(jw) = \frac{G_{H_I}(jw)}{1 + G_{H_I}(jw)}, \quad (2.27)$$

que en coordenadas polares se puede escribir de la forma

$$T_{I_{lc}}(jw) = |T_{I_{lc}}(jw)|e^{j\alpha}, \quad (2.28)$$

donde $|T_{I_{lc}}(jw)|$ y α denotan el módulo y el ángulo de $T_{I_{lc}}(jw)$, respectivamente. La respuesta en estado estacionario del sistema en lazo cerrado ante una entrada sinusoidal con frecuencia w , se escala en un factor igual a $|T_{I_{lc}}(jw)|$ y se desfaza en una cantidad α respecto a la señal de entrada. Para que la señal de salida siga a la referencia con error cero, es necesario que $|T_{I_{lc}}(jw)|$ sea igual a la unidad y α sea cero. Este requerimiento se logra si la ganancia de lazo $G_{H_I}(jw)$ es infinita en la frecuencia de la señal de referencia, es decir, si dos polos de $G_{H_I}(jw)$ se localizan en $\pm jw_0$, donde w_0 es la frecuencia de la señal de referencia; entonces $|G_{H_I}(jw_0)| = +\infty$ y $T_{I_{lc}}(jw) \approx 1$. Del análisis anterior, se puede concluir que los polos de la transformada de Laplace de la señal de referencia deben estar incluidos en el compensador.

Si se considera que

$$C_I(s) = \hat{k}_i C_{I_1}(s) C_{I_4}(s), \quad (2.29)$$

$$G_I(s) = \frac{1}{L_s s + R_s}, \quad (2.30)$$

$$C_{I_1}(s) = \frac{1}{s^2 + w_0^2}, \quad (2.31)$$

donde $w_0 = 2\pi 60$ rad/s, entonces la función de transferencia de la ganancia de lazo abierto se expresa como

$$G_{H_I}(s) = C_I(s)G_I(s) = \hat{k}_i \frac{1}{s^2 + w_0^2} C_{I_4}(s) \frac{1}{L_s s + R_s} = \hat{k}_i C_{I_4}(s) G_{I_1}(s), \quad (2.32)$$

donde

$$G_{I_1}(s) = \frac{1}{s^2 + w_0^2} \frac{1}{L_s s + R_s}. \quad (2.33)$$

El incorporar la ecuación (2.31) dentro de la función de transferencia del compensador garantiza el requerimiento de error cero en estado estacionario para la frecuencia w_0 . Los demás ceros y polos del compensador (si son necesarios) deben colocarse de tal manera que la función de transferencia del sistema en lazo cerrado tenga un margen de fase adecuado. En este trabajo de investigación se propone la utilización de la técnica de respuesta en frecuencia para el diseño del controlador. Los requerimientos que se definen son: (1) un margen de fase $\Delta\phi_I = 50^\circ$ para lograr un compromiso adecuado entre la rapidez de respuesta y el nivel del sobretiro y, (2) que el ancho de banda del sistema de control en lazo cerrado sea igual a 6000 rad/s, para lograr que sea al menos 10 veces menor que la frecuencia de conmutación y con esto atenuar los armónicos de alta frecuencia que se producen por la propia conmutación de los interruptores del inversor.

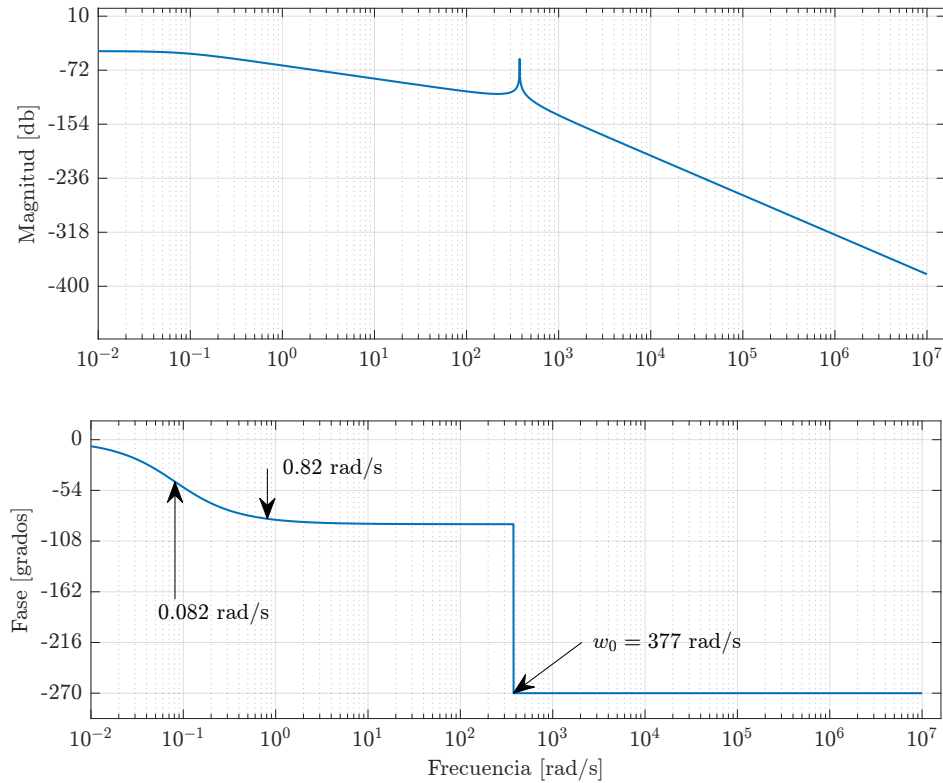


Figura 2.9: Diagrama de Bode de la función de transferencia $G_{I_1}(s)$.

En la Figura 2.9 se muestra el diagrama de bode de la función de transferencia $G_{I_1}(s)$. Debido al polo simple $s = -\frac{R_s}{L_s} = -0.082$, el diagrama de fase decrece a razón de $-45^\circ/\text{dec}$ y se mantiene en -90° para frecuencias mayores a 0.82 rad/s . Además, se observa un atraso abrupto de la fase en la frecuencia de la señal de referencia w_0 .

Es importante lograr que la curva de fase esté por encima de -180° para frecuencias mayores a la frecuencia de cruce de ganancia (frecuencia en la cual la curva de magnitud se cruza con la recta de 0 db). Para ello, se propone introducir un cero en el compensador con el objetivo de cancelar el polo simple de la función $G_{I_1}(s)$. Sea:

$$C_{I_4}(s) = C_{I_2}(s)C_{I_3}(s), \quad (2.34)$$

entonces de la ecuación (2.29) se obtiene

$$C_I(s) = \hat{k}_i C_{I_1}(s)C_{I_4}(s) = \hat{k}_i C_{I_1}(s)C_{I_2}(s)C_{I_3}(s), \quad (2.35)$$

o bien

$$C_I(s) = \hat{k}_i \frac{1}{s^2 + w_0^2} \left(s + \frac{R_s}{L_s} \right) C_{I_3}(s), \quad (2.36)$$

donde

$$C_{I_2}(s) = s + \frac{R_s}{L_s}. \quad (2.37)$$

Luego, la función de transferencia de lazo abierto se puede escribir como

$$G_{H_I}(s) = \hat{k}_i C_{I_2}(s)C_{I_3}(s)G_{I_1}(s) = \hat{k}_i C_{I_3}(s) \left(s + \frac{R_s}{L_s} \right) \frac{\frac{1}{L_s}}{s + \frac{R_s}{L_s}} \frac{1}{s^2 + w_0^2}, \quad (2.38)$$

$$G_{H_I}(s) = \hat{k}_i C_{I_3}(s) \frac{\frac{1}{L_s}}{s^2 + w_0^2} = \hat{k}_i C_{I_3}(s) G_{I_2}(s), \quad (2.39)$$

donde

$$G_{I_2}(s) = \frac{\frac{1}{L_s}}{s^2 + w_0^2}. \quad (2.40)$$

En la Figura 2.10 se evidencia el efecto de introducir el cero en la función de transferencia del compensador. Para bajas frecuencias, la curva de fase de la función de transferencia de lazo abierto es cero suponiendo $\hat{k}_i C_{I_3}(s) = 1$. En la frecuencia w_0 , la curva de fase disminuye hasta -180° y se mantiene constante para frecuencias superiores a este valor. En esta parte del análisis se sugiere un compensador de adelanto en la función de transferencia de $C_{I_3}(s)$ para lograr un margen de fase de al menos 50° .

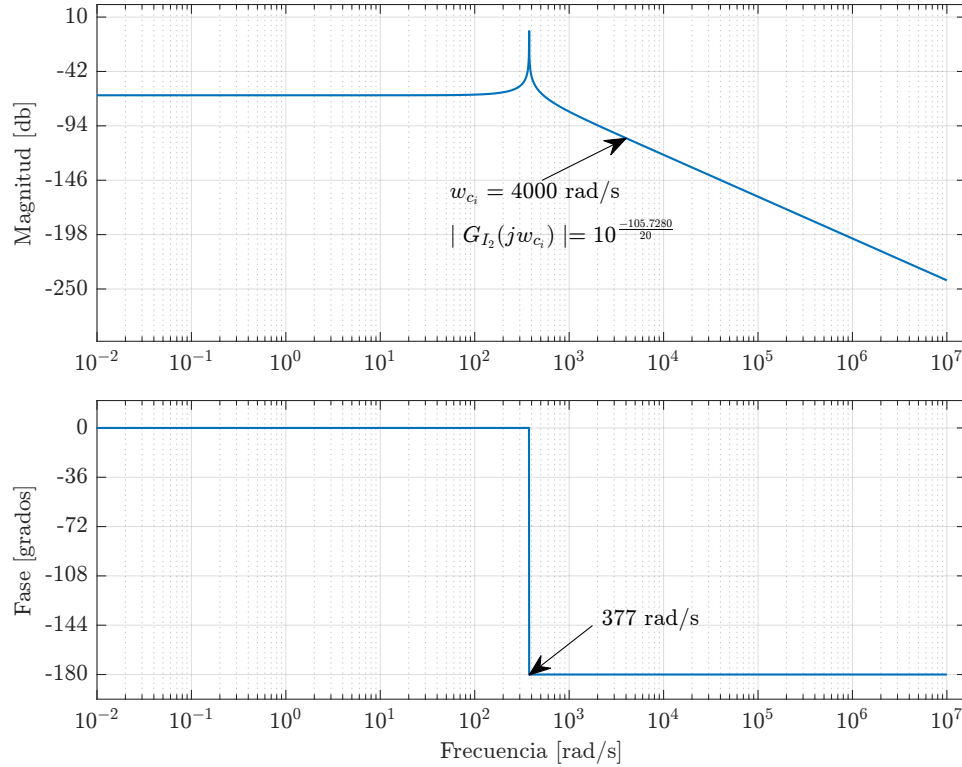


Figura 2.10: Diagrama de Bode de la función de transferencia $G_{I_2}(s)$.

El ancho de banda del sistema de control en lazo cerrado para -3 db y la frecuencia de cruce de ganancia están correlacionados [73], y en general se satisface que $w_{c_i} < w_{b_i} < 2w_{c_i}$. Además,

$$w_{b_i} \approx 1.5w_{c_i}, \quad (2.41)$$

donde w_{b_i} es el ancho de banda del sistema de control a lazo cerrado para -3 db y w_{c_i} es la frecuencia de cruce de ganancia.

En una primera aproximación, el ancho de banda del sistema de control a lazo cerrado se fija en 6000 rad/s, por lo que la frecuencia de cruce de ganancia considerada para el compensador de adelanto, se puede obtener de la ecuación (2.41). Así se tiene que $w_{c_i} = 4000$ rad/s.

La función de transferencia del compensador de adelanto es de la forma:

$$C_{I_3}(s) = \frac{T_I s + 1}{\alpha_I T_I s + 1}, \quad (2.42)$$

donde α_I es el factor de atenuación, determinado a partir de la ecuación (2.16). A continuación, se necesita el margen de fase del diagrama de bode de la función $G_{I_2}(s)$, y de la Figura 2.10 se puede determinar que es igual a cero (esto se verifica una vez que la curva de fase se encuentra

en la recta de -180°). Para $\alpha_I = \frac{1-\sin(\Delta\phi_I)}{1+\sin(\Delta\phi_I)} = \frac{1-\sin(50)}{1+\sin(50)} = 0.133$, la curva de amplitud de la función de transferencia de lazo abierto en la frecuencia de cruce de ganancia tiene que ser cero; lo que se expresa de la siguiente manera

$$20 \log_{10} |\hat{k}_i C_{I_3}(jw_{c_i}) G_{I_2}(jw_{c_i})| = 0, \quad (2.43)$$

$$\hat{k}_i |C_{I_3}\left(j \frac{1}{\sqrt{\alpha_I T_I}}\right)| |G_{I_2}\left(j \frac{1}{\sqrt{\alpha_I T_I}}\right)| = 1, \quad (2.44)$$

$$\hat{k}_i = \frac{1}{|C_{I_3}\left(j \frac{1}{\sqrt{\alpha_I T_I}}\right)| |G_{I_2}\left(j \frac{1}{\sqrt{\alpha_I T_I}}\right)|}, \quad (2.45)$$

$$\hat{k}_i = \frac{1}{\frac{1}{\sqrt{\alpha_I}} 10^{\left(\frac{-105.7280}{20}\right)}} = 70.382 \times 10^3, \quad (2.46)$$

donde $w_{c_i} = \frac{1}{\sqrt{\alpha_I T_I}}$, $|C_{I_3}\left(j \frac{1}{\sqrt{\alpha_I T_I}}\right)| = \frac{1}{\sqrt{\alpha_I}}$ y el valor absoluto de $G_{I_2}\left(j \frac{1}{\sqrt{\alpha_I T_I}}\right)$ se puede obtener del diagrama de bode de $G_{I_2}(s)$ (Figura 2.10). Con el valor de w_{c_i} y de α_I , se calcula el valor de T_I :

$$T_I = \frac{1}{w_{c_i} \sqrt{\alpha_I}} = 6.869 \times 10^{-4}, \quad (2.47)$$

y de esta forma se obtiene la función de transferencia $C_{I_3}(s) = \frac{T_I s + 1}{\alpha_I T_I s + 1} = \frac{6.869 \times 10^{-4} s + 1}{9.099 \times 10^{-5} s + 1}$.

Sustituyendo (2.31), (2.37) y (2.42) en (2.35), se obtiene la función de transferencia del compensador propuesto:

$$C_I(s) = \hat{k}_i \frac{1}{s^2 + w_0^2} \left(s + \frac{R_s}{L_s}\right) \frac{T_I s + 1}{\alpha_I T_I s + 1} = 70.382 \times 10^3 \left(\frac{s + 0.082}{s^2 + w_0^2}\right) \left(\frac{6.869 \times 10^{-4} s + 1}{9.099 \times 10^{-5} s + 1}\right) \quad (2.48)$$

El diagrama de bode de la función de transferencia de lazo abierto ($G_{H_I}(s)$) y en lazo cerrado ($T_{I_{lc}}(s) = \frac{I_s(s)}{I_{ref}(s)}$) del sistema compensado se representa en la Figura 2.11. Se observa, que para el sistema en lazo abierto el margen de fase es de 50° , siendo la frecuencia de cruce de ganancia $w_{c_i} = 4000$ rad/s. Además, se verifica que el ancho de banda del sistema en lazo cerrado cumple la restricción $w_{c_i} < w_{b_i} < 2w_{c_i}$.

En la Figura 2.12 se presenta una simulación de la corriente en el lado de alterna del inversor considerando el controlador propuesto. Se muestra un cambio en el ángulo de fase de la corriente de referencia en el instante de tiempo t_o . En ella se aprecia que la corriente $i_s(t)$ sigue a la referencia y que el tiempo de respuesta es de aproximadamente 1.9 ms.

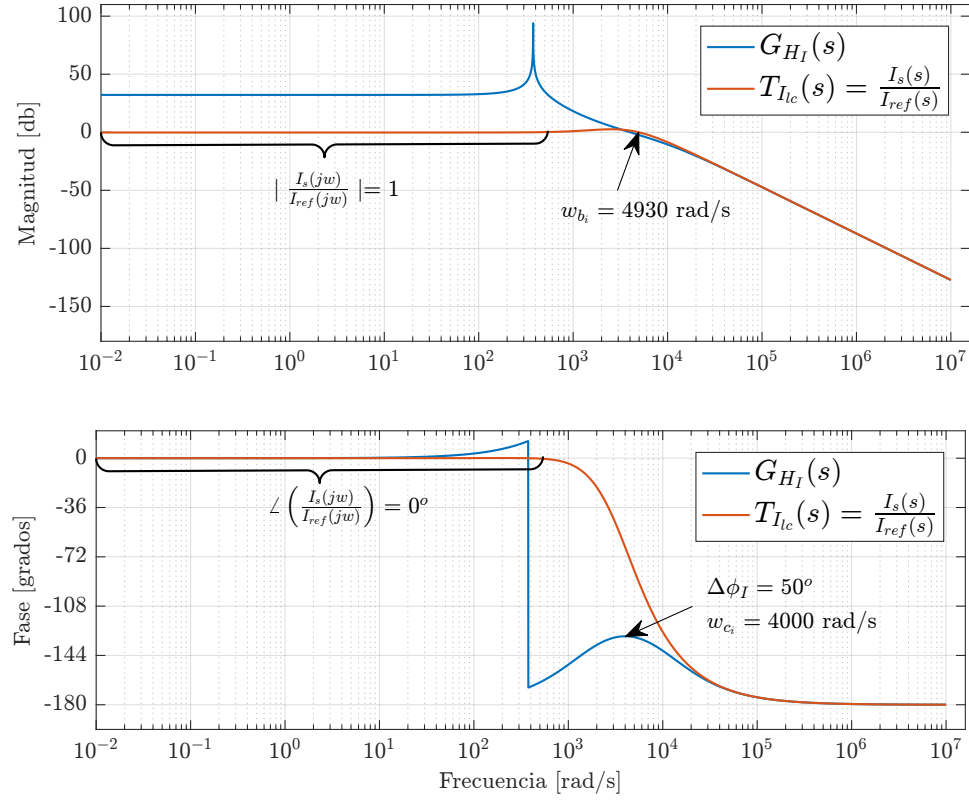


Figura 2.11: Diagrama de Bode de la función de transferencia de lazo abierto $G_{H_I}(s)$ y de la función de transferencia del sistema de control en lazo cerrado $T_{I_{lc}}$.

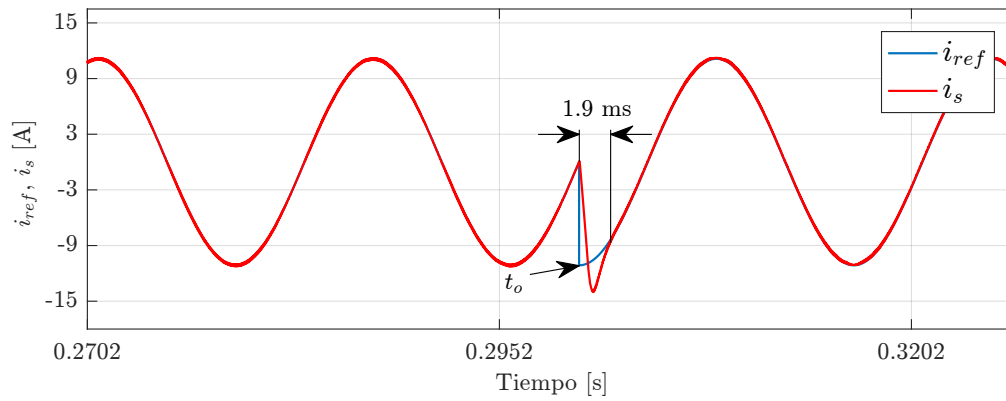


Figura 2.12: Funcionamiento del controlador de corriente.

2.2.2. Sistema de control de la tensión del bus de CD

El inversor es la etapa del convertidor que se utiliza para transferir la energía hacia la red eléctrica, y para ello, en el sistema se necesitan dos lazos de control: uno externo de tensión y uno interno de corriente. El lazo externo se encarga de regular la tensión del bus de CD y

proporciona la referencia al lazo interno [74].

En la Figura 2.13 se representan de forma simplificada los dos lazos de control. El valor pico de la corriente de referencia es la señal de salida del controlador del lazo externo de tensión, que se multiplica por la componente sinusoidal proveniente del *PLL*, para conformar la entrada del lazo interno.

En la topología de la Figura 2.1, la potencia de corriente directa del lado generador se transfiere al lado de alterna, y el condensador C_{cd} se encarga de suministrar la diferencia de potencia entre la entrada y la salida; como consecuencia, una componente oscilatoria del doble de la frecuencia de línea aparece en el bus de CD [75].

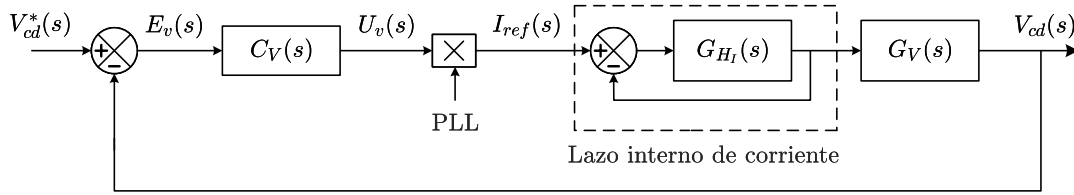


Figura 2.13: Diagrama de bloques de los dos lazos de control.

2.2.2.1. Diseño del controlador de la tensión

Para el diseño del sistema de control de la tensión del bus de CD se utiliza el diagrama de bloques propuesto en la referencia [74], representado en la Figura 2.14.

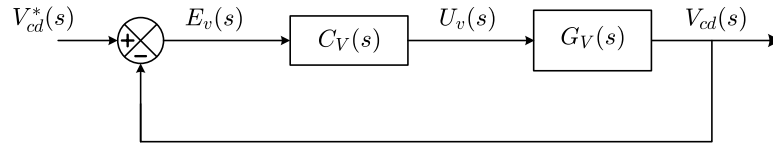


Figura 2.14: Diagrama de bloques del lazo de control externo.

En este diagrama de bloques se considera que:

$$G_V(s) = -\frac{V_{pN}}{2C_{cd}V_{cdN}} \frac{1}{s} = \frac{-359.210}{s}, \quad (2.49)$$

donde $V_{pN} = 127\sqrt{2}$ V, $C_{cd} = 1000$ μ F, $V_{cdN} = 250$ V. Para el diseño de este sistema de control se propone que el margen de fase sea de 50° para lograr un compromiso adecuado entre las oscilaciones y la rapidez de respuesta, y que el ancho de banda del sistema a lazo cerrado sea de $w_{b_v} = 113.097$ rad/s. Con este ancho de banda se consigue una rapidez de respuesta de 100 ms, manteniéndose el desacoplo entre el lazo de control interno y el lazo de control externo.

En el diagrama de bode de la función $G_V(s)$ que se muestra en la Figura 2.15, se observa que la curva de fase está sobre la recta de 90° . Por lo tanto, se propone incorporar a la función de transferencia del controlador un polo en el origen, para lograr cancelar el efecto del ángulo

de 90° de la función $G_V(s)$. En este sentido, la constante $\hat{k}_v$ debe ser negativa para situar la curva de fase de la función de transferencia de lazo en la recta de -180° . Por lo tanto, se propone el controlador de la forma:

$$C_V(s) = \frac{\hat{k}_v}{s} C_{V_1}(s), \quad (2.50)$$

Para el ancho de banda deseado, la frecuencia de cruce de ganancia del sistema en lazo abierto está dada por (2.51). En este valor de frecuencia, la curva de magnitud de la función $G_{V_1}(s)$ debe ser igual a cero, ecuación (2.52).

$$w_{cv} = \frac{w_{bv}}{1.5} = 75.4 \text{ rad/s}, \quad (2.51)$$

$$20 \log_{10} |G_{V_1}(s)| = 20 \log_{10} \left| \frac{\hat{k}_v}{s} G_V(s) \right|, \quad (2.52)$$

$$|\hat{k}_v| = w_{cv}^2 \frac{2C_{cd}V_{cdN}}{V_{pN}} = 15.830. \quad (2.53)$$

Por lo tanto $\hat{k}_v = -15.830$.

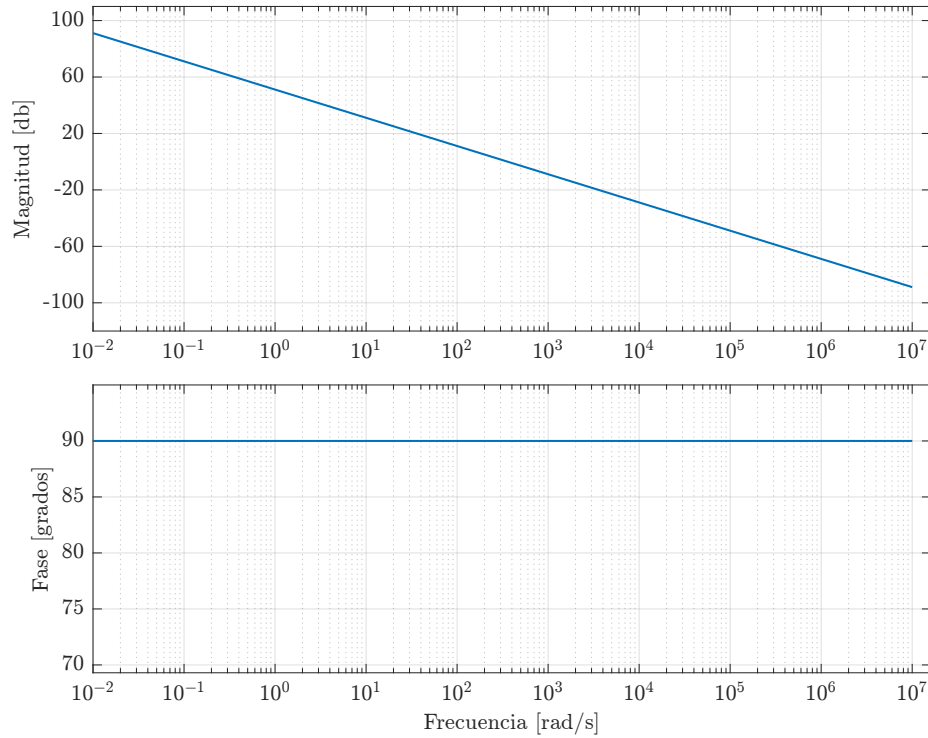


Figura 2.15: Diagrama de Bode de la función $G_V(s)$.

Para lograr el margen de fase deseado, se propone un compensador de adelanto $C_{V_1}(s)$:

$$C_{V_1}(s) = \frac{T_v s + 1}{\alpha_v T_v s + 1}. \quad (2.54)$$

El factor de atenuación α_v se calcula para $\Delta\phi_v = 50^\circ$. Se realiza esta consideración puesto que la curva de fase de $G_{V_1}(s)$ está ubicada en la recta de -180° . Entonces

$$\alpha_v = \frac{1 - \sin(\Delta\phi_v)}{1 + \sin(\Delta\phi_v)} = 0.136. \quad (2.55)$$

La función de transferencia de lazo abierto en la frecuencia de cruce de ganancia tiene que ser cero. Para ello, se propone otra constante ($\hat{k}_c$) que permita obtener dicho resultado, tal que

$$20 \log_{10} |\hat{k}_c C_{V_1}(s) G_{V_1}(s)| = 0, \quad (2.56)$$

y considerando que $|C_{V_1}(s)| = 1/\sqrt{\alpha_v}$ y que $|G_{V_1}(s)| = 1$, entonces

$$\hat{k}_c = \sqrt{\alpha_v} = 0.364. \quad (2.57)$$

Con $w_{c_v} = \frac{1}{T_v \sqrt{\alpha_v}}$, se puede determinar la constante T_v , y de ahí la función de transferencia del controlador, con lo cual $T_v = 0.036$.

Por lo tanto, la función de transferencia del controlador para la tensión del bus de CD es:

$$C_V(s) = \frac{\hat{k}_c \hat{k}_v}{s} \frac{T_v s + 1}{\alpha_v T_v s + 1} = \frac{-0.210s - 5.76}{0.005s^2 + s}. \quad (2.58)$$

En la Figura 2.16 se observa que el margen de fase de la función de lazo abierto es de 50° y que la frecuencia de corte $w_{c_v} = 75.400$ rad/s.

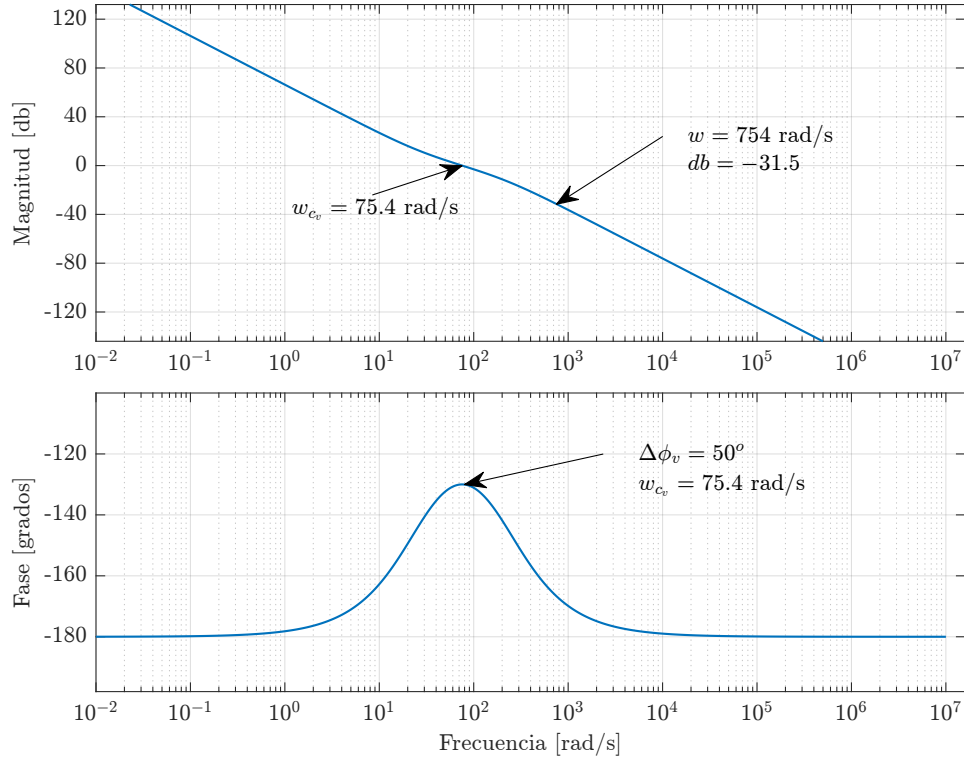


Figura 2.16: Diagrama de Bode de la función de transferencia de lazo abierto.

2.2.2.2. Estimador de la tensión del bus de CD

En el bus de CD se pueden plantear las siguientes relaciones para la potencia

$$P_{pv} = v_{cd}(t)i_{cd}(t) = v_{cd}(t)(i_c(t) + i_d(t)) = v_{cd}(t)i_c(t) + v_{cd}(t)i_d(t), \quad (2.59)$$

$$P_{pv} = C_{cd}v_{cd}(t)\frac{dv_{cd}(t)}{dt} + L_s i_s(t)\frac{di_s(t)}{dt} + i_s^2(t)R_s + i_s(t)v_s(t), \quad (2.60)$$

Sustituyendo $i_s(t) = I_p \sin(wt)$ y $v_s(t) = V_p \sin(wt)$ en (2.60), resulta en

$$P_{pv} = C_{cd}v_{cd}\frac{dv_{cd}}{dt} + \frac{I_p^2 R_s}{2} + \frac{I_p V_p}{2} - A \cos(2wt + \phi), \quad (2.61)$$

donde

$$A = \sqrt{\left(\frac{wL_s I_p^2}{2}\right)^2 + \left(\frac{I_p^2 R_s}{2} + \frac{I_p V_p}{2}\right)^2}, \quad (2.62)$$

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{\frac{wL_s I_p^2}{2}}{\frac{I_p^2 R_s}{2} + \frac{I_p V_p}{2}} \right), \quad (2.63)$$

Si $k_1 = P_{pv} - \left(\frac{I_p^2 R_s}{2} + \frac{I_p V_p}{2} \right)$ entonces

$$\int_{t_0}^t \frac{k_1}{C_{cd}} dt + \int_{t_0}^t \frac{A}{C_{cd}} \cos(2\omega t + \phi) dt = \int_{t_0}^t v_{cd} dv_{cd}. \quad (2.64)$$

Considerando $R_s \approx 0 \Rightarrow k_1 \approx 0$ y que $t_0 = 0$, se puede encontrar la tensión del bus de CD como:

$$v_{cd}(t) = \sqrt{\frac{A}{\omega C_{cd}} \sin(2\omega t + \phi) + V_o^2 - \frac{A}{\omega C_{cd}} \sin(\phi)}. \quad (2.65)$$

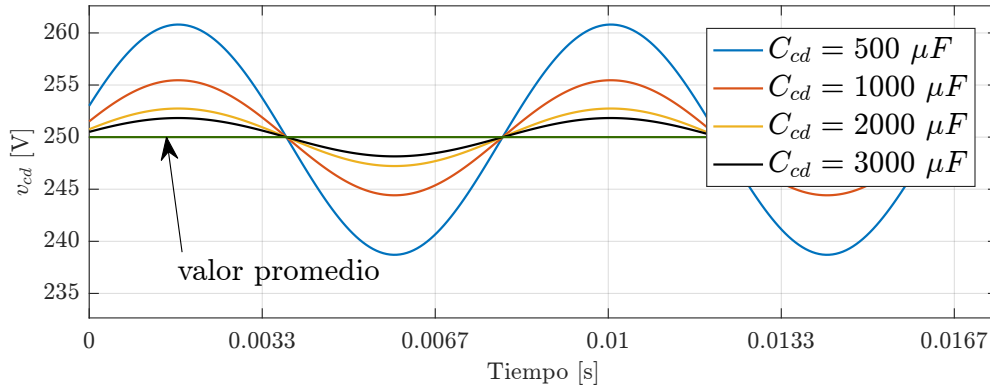


Figura 2.17: Forma de onda de la tensión estimada del bus de CD para distintos valores de C_{cd} .

De acuerdo a la ecuación (2.65) y a la Figura 2.17, la tensión en el bus de CD tiene una componente armónica del doble de la frecuencia de la red. Este comportamiento provoca que se inyecte una componente de tercer armónico en la corriente de referencia. No obstante, esto puede ser mitigado si el controlador de tensión logra filtrar esta componente de segundo armónico. Otra variante que se propone en este trabajo es utilizar una estimación de la tensión del bus de CD con el objetivo de atenuar el rizo de segundo orden antes de ser retroalimentado al sistema de control.

En la Figura 2.18 se observa que si el controlador de la tensión del bus de CD ($C_V(s)$) no atenúa lo suficiente la magnitud de la señal en la frecuencia de 120 Hz, entonces, cuando se multiplica la señal de control $u_v(t)$ por la componente de 60 Hz proveniente del PLL, se produce una componente de tercer armónico en la corriente de referencia. Este fenómeno se puede interpretar como un acoplamiento existente entre el controlador de tensión y el controlador de corriente, y es por esto que es conveniente proponer el ancho de banda del controlador de tensión al menos 10 veces menor que la frecuencia correspondiente al armónico de 120 Hz.

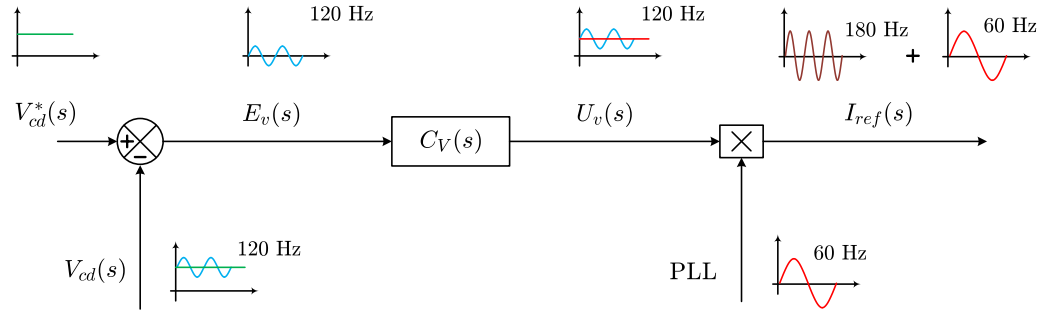


Figura 2.18: Tercer armónico en la referencia de corriente.

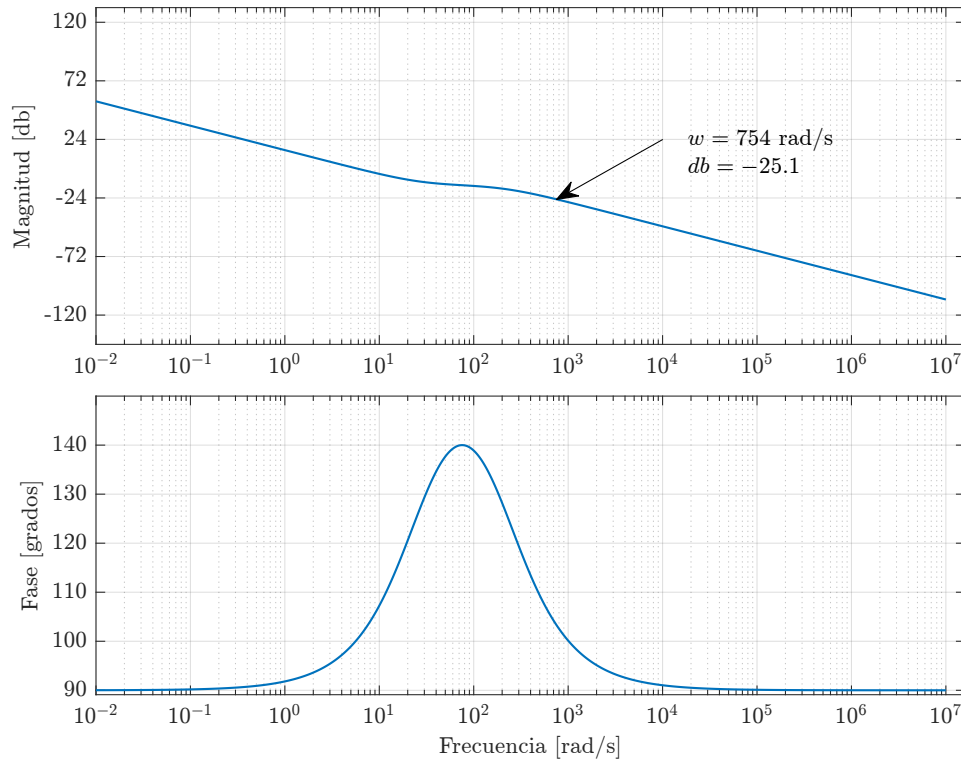


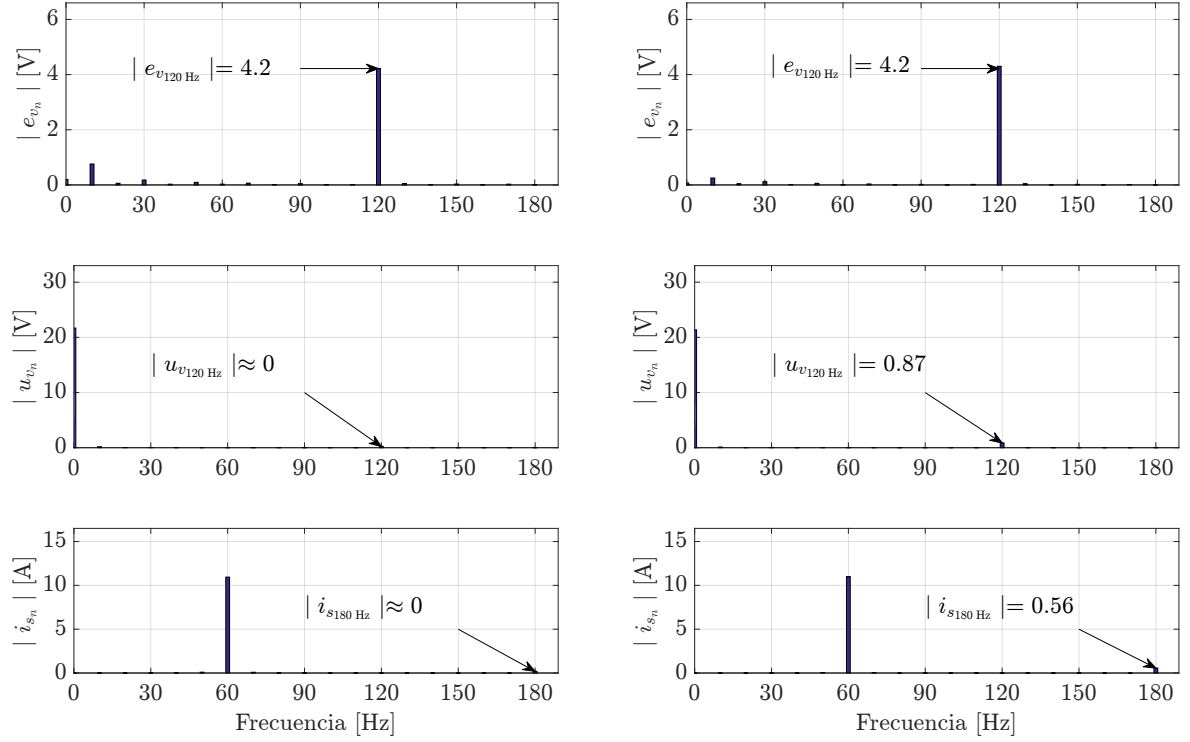
Figura 2.19: Diagrama de bode del controlador de tensión del bus de CD.

A modo de ejemplo, (ver Figura 2.20a) se puede hacer referencia al caso en el que la función de transferencia del controlador tiene en su curva de magnitud un valor de -25.1 db (ver Figura 2.19) en la frecuencia correspondiente al segundo armónico. En este ejemplo, la señal de realimentación del lazo de control le inyecta una componente de 120 Hz a la señal de error $e_v(t)$. Luego esta señal se filtra cuando es procesada por el controlador de tensión, y como resultado, la acción de control $u_v(t)$ no contiene información de la componente del segundo armónico; por lo tanto, la señal de corriente no reproduce dicho armónico de baja

frecuencia. Este caso corresponde al controlador propuesto en (2.58), y en la Figura 2.21a se muestra que es capaz de responder en aproximadamente 100 ms.

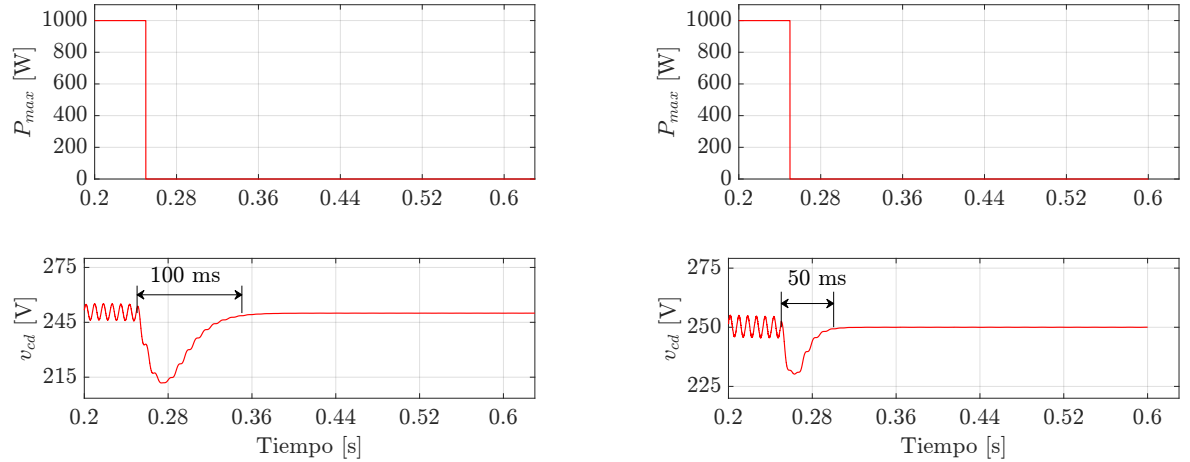
Si se desea que el controlador tenga una rapidez de respuesta mayor, es necesario aumentar la frecuencia de cruce de ganancia del sistema en lazo abierto. En la Figura 2.21b el controlador propuesto actúa de forma más rápida ya que la frecuencia de cruce de ganancia del sistema en lazo abierto es de 24 Hz. Sin embargo, la componente de frecuencia de 120 Hz no se atenúa lo suficiente como para evitar que aparezca un tercer armónico en el espectro de frecuencia de la corriente $i_s(t)$, como puede observarse en la Figura 2.20b.

Se propone una solución a este problema mediante la utilización de un estimador de la tensión del bus de CD, el cual permite reducir el rizo de 120 Hz antes de ser introducido a la señal de retroalimentación. En la Figura 2.22a se observa que la amplitud de la componente de 120 Hz de la señal de error, para un ancho de banda del controlador $C_V(s)$ de 24 Hz se reduce significativamente cuando se utiliza el estimador, y por lo tanto la componente de 180 Hz en la señal $i_{ref}(t)$ es aproximadamente igual a cero. En la Figura 2.22b se observa que para un aumento del ancho de banda del controlador de tensión a 36 Hz la componente de 180 Hz en la referencia de corriente también se puede considerar aproximadamente igual a cero. En la Figura 2.23 se observa que cuando se utiliza el estimador, para cualquiera de los anchos de banda (24 Hz y 36 Hz) del controlador $C_V(s)$ el tiempo de respuesta es menor en relación con el tiempo de respuesta que se obtiene cuando se emplea un ancho de banda del controlador de 12 Hz y no se emplea el estimador. La Figura 2.24 muestra un diagrama de flujo del procedimiento para eliminar el rizo del segundo armónico. Primeramente, se debe estimar la tensión a partir de la expresión (2.65) y luego, al valor estimado se le resta la señal de referencia para obtener el rizo estimado, y éste se le sustrae a la lectura de la tensión del bus de CD.



(a) Ancho de banda igual a 12 Hz

(b) Ancho de banda igual a 24 Hz

Figura 2.20: Armónicos en la referencia de corriente para distintos anchos de banda de $C_V(s)$.

(a) Ancho de banda igual a 12 Hz

(b) Ancho de banda igual a 24 Hz

Figura 2.21: Respuesta del sistema para diferentes anchos de banda de $C_V(s)$.

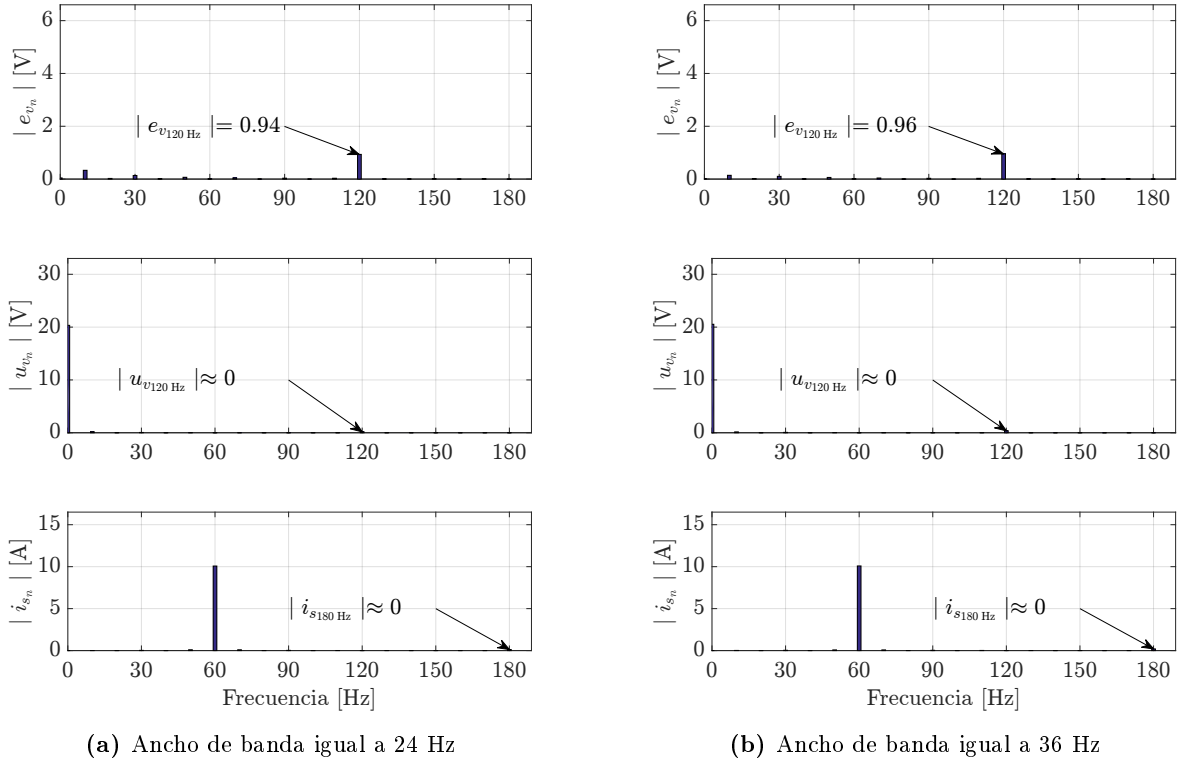


Figura 2.22: Armónicos en la referencia corriente considerando el estimador para distintos anchos de banda de $C_V(s)$.

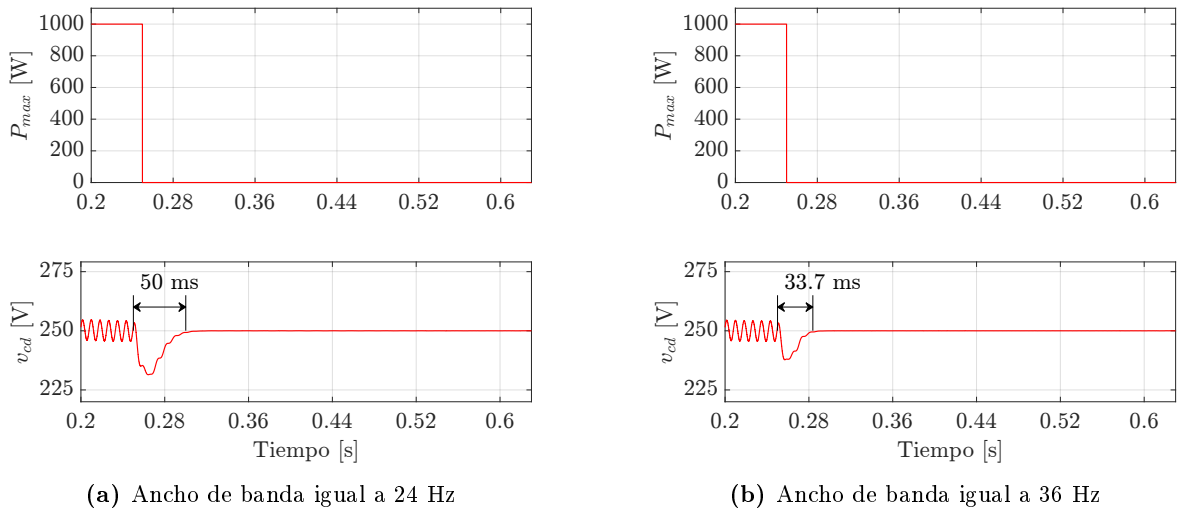


Figura 2.23: Respuesta del sistema considerando el estimador para diferentes anchos de banda de $C_V(s)$.

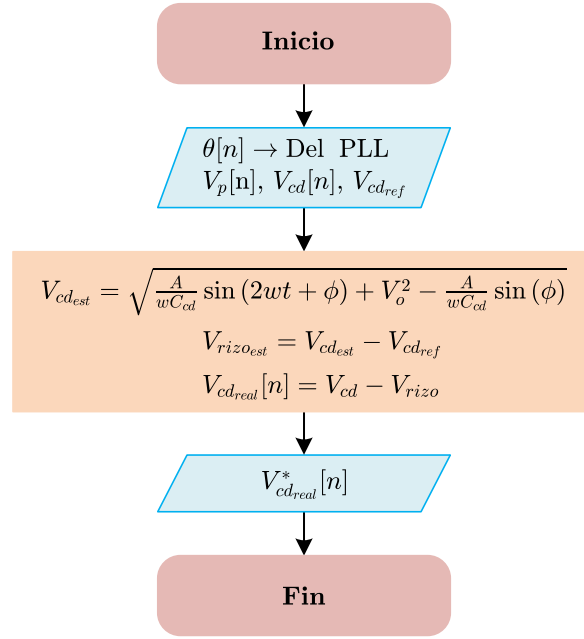


Figura 2.24: Diagrama de flujo para el estimador del bus de CD.

2.3. Sistema de control general

En esta sección se presentan dos simulaciones para validar el funcionamiento del sistema de control general desarrollado en las secciones anteriores. En la Tabla 2.3 se tienen los parámetros del convertidor utilizados para la simulación. En la Figura 2.25 se presenta el comportamiento del sistema sin estimador cuando se utiliza un ancho de banda para el controlador de tensión de 12 Hz. La irradiancia cambia de forma abrupta entre varios niveles, tal y como se representa en la Figura 2.25a. El sistema logra operar en el punto de máxima potencia en cada condición, y la tensión $v_{pv}(t)$ del arreglo de paneles sigue a la referencia. Se observa en la Figura 2.25c que el incremento de la tensión es mayor cuando ocurren los cambios bruscos en los niveles de irradiancia y esto es el resultado de utilizar el algoritmo de extracción de la máxima potencia adaptable de acuerdo a la magnitud de los cambios en los niveles de irradiancia. En la Figura 2.25e se presenta el comportamiento de la corriente del arreglo de paneles solares cuando se producen cambios en los niveles de irradiancia. En la Figura 2.25g se observa que la tensión $v_o(t)$ es una réplica de la tensión $v_{cd}(t)$, la cual se regula en 250 V. En la Figura 2.25b se observa que el tiempo de respuesta del controlador del bus de CD es de aproximadamente 100 ms cuando el ancho de banda del controlador es de 12 Hz, y además que el rizo es menor cuando se transfiere menos potencia hacia la red eléctrica. La Figura 2.25d muestra el comportamiento de la tensión $v_t(t)$ en las terminales de alterna del inversor de salida, y se observa que oscila entre tres niveles debido a la modulación en los interruptores del inversor. En la Figura 2.25h se muestra una ampliación de la Figura 2.25f en una ventana alrededor de $t = 0.8$ s, donde se observa que v_s e i_s están en fase, en todo momento, incluso en presencia

del cambio de irradiancia. En la Figura 2.26 se repite el análisis, pero esta vez utilizando el estimador de la tensión del bus de CD y considerando un ancho de banda del controlador de tensión de 36 Hz. En este segundo caso se muestra que la respuesta del sistema de control de la tensión del bus de CD es mucho más rápida y que el THD de la corriente $i_s(t)$ es menor que en el caso anterior.

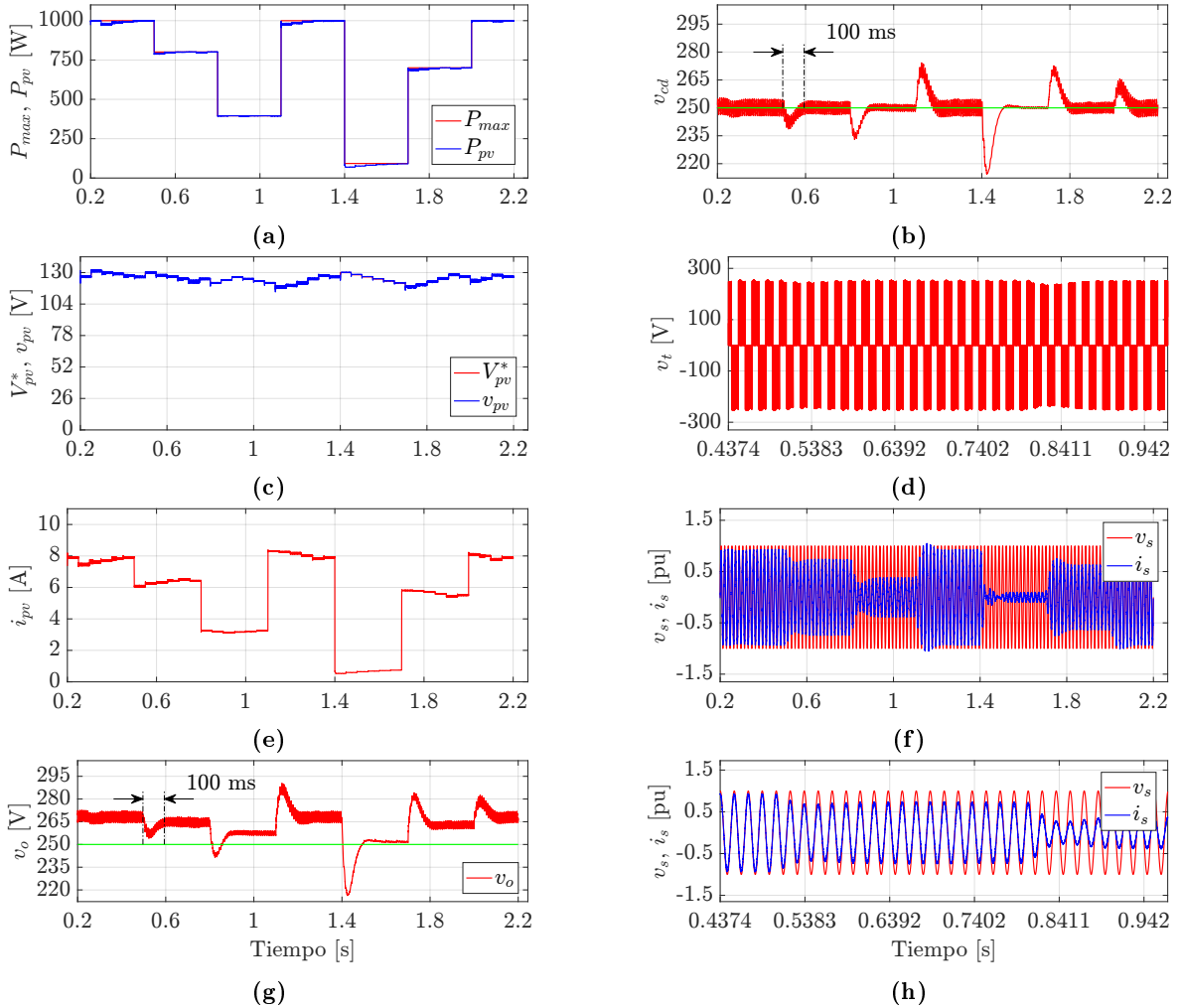


Figura 2.25: Comportamiento general del sistema sin estimador para un ancho de banda de 12 Hz del controlador de tensión del bus de CD.

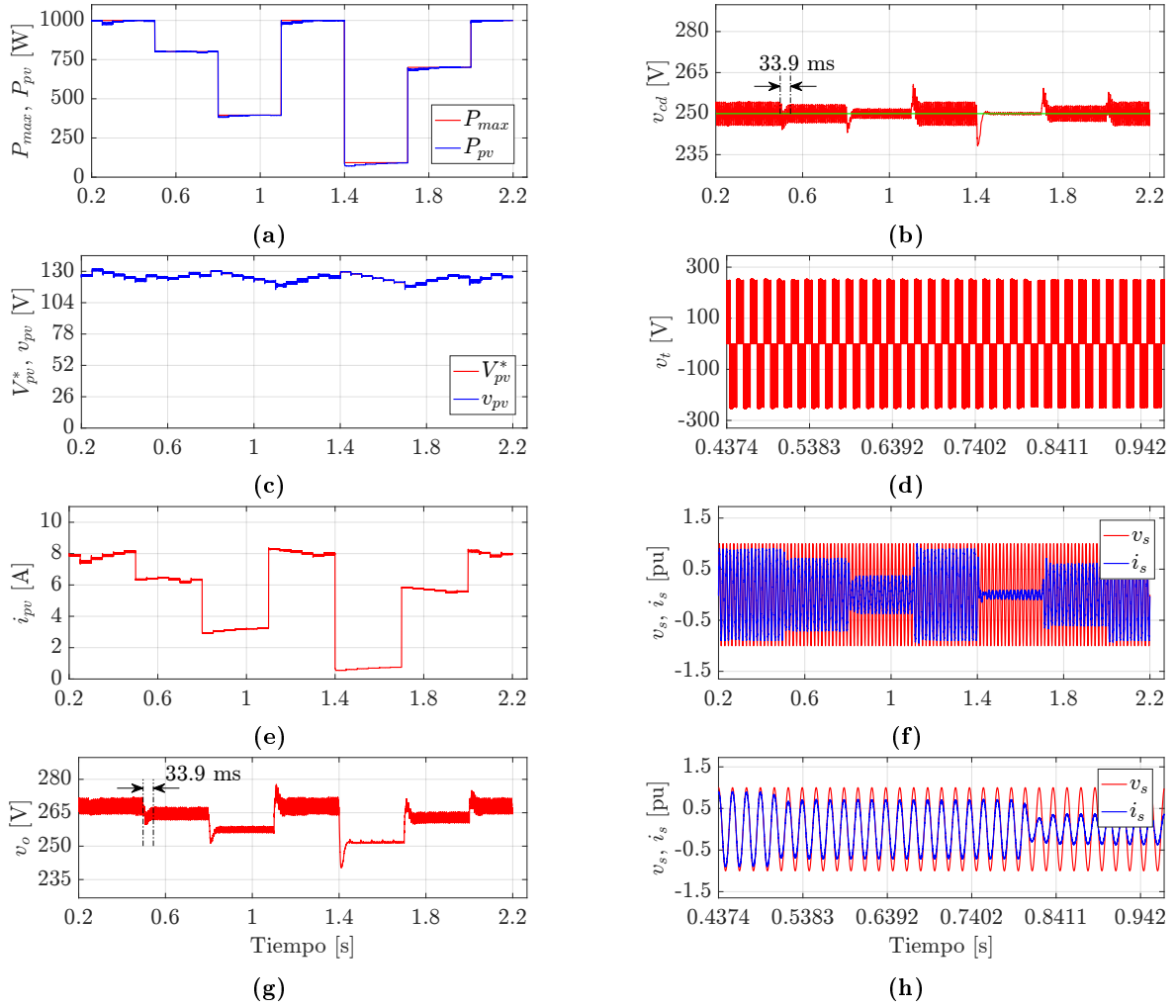


Figura 2.26: Comportamiento general del sistema con estimador de la tensión del bus de CD para un ancho de banda de 36 Hz del controlador de tensión.

Tabla 2.3: Parámetros del convertidor utilizados para la simulación.

C_{pv} (μF)	300	L_s (mH)	12.2	f_{mpp} (Hz)	20
L_B (mH)	1.5	V_o (V)	250	f_{sw} (kHz)	10
C_o (μF)	300	V_p (V)	$127\sqrt{2}$	f_{msw} (kHz)	20
C_{cd} (μF)	1000	P_m (W)	1000	f_s (kHz)	9.9
R_s (m Ω)	1	N_t	1	f_{red} (Hz)	60

Con los resultados obtenidos queda validada la operación del convertidor y del sistema de control para el rango completo de condiciones de operación del sistema fotovoltaico y se prosigue con el estudio del diagnóstico de fallas.

Capítulo 3

Algoritmos para el diagnóstico de fallas en el convertidor de electrónica de potencia

En este capítulo se presentan los algoritmos aplicados para el diagnóstico de fallas en los componentes del convertidor. Con el objetivo de no incrementar el costo y la complejidad del sistema, todos los algoritmos propuestos emplean como base las señales proporcionadas por los mismos sensores destinados para el sistema de control. En la Figura 3.1 se muestra la topología seleccionada y las señales que se emplean como entrada para los algoritmos de diagnóstico.

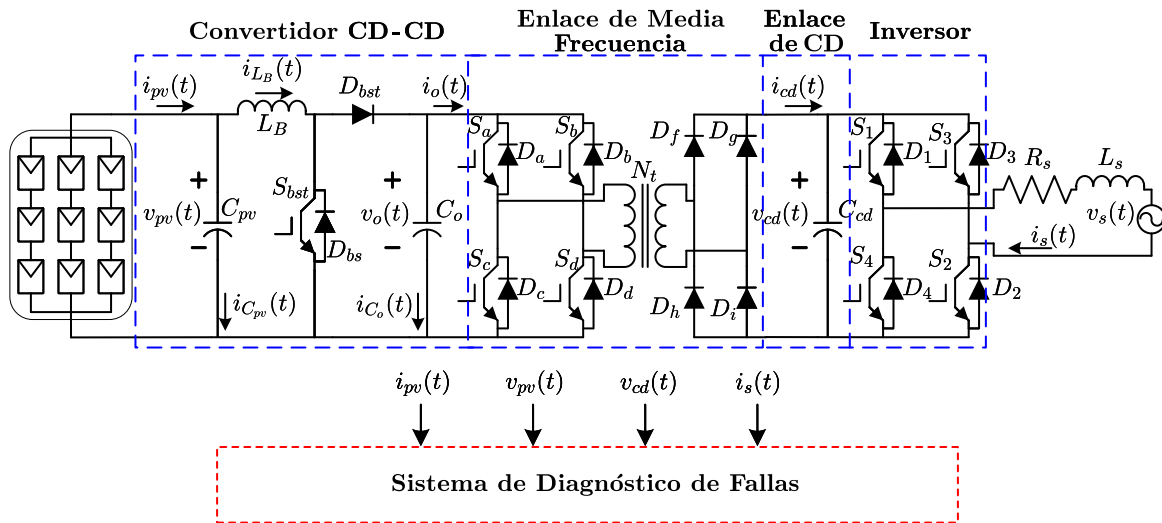


Figura 3.1: Topología seleccionada para el estudio del diagnóstico de fallas.

El término *diagnóstico de fallas* hace referencia a la determinación del tipo, tamaño, localización e instante de aparición de una falla, y esto incluye la detección, el aislamiento y la estimación de la falla [51]. Las técnicas presentadas para la tarea de diagnóstico se basan en el

procesamiento de las señales de los sensores $v_{pv}(t)$, $i_{pv}(t)$, $i_s(t)$ y $v_{cd}(t)$, empleando principalmente la transformada Wavelet en conjunto con fórmulas recursivas basadas en descriptores estadísticos.

3.1. Transformada Wavelet

Esta transformada trabaja con señales en tiempo discreto, por lo tanto, se parte de la forma general de una señal discreta:

$$\mathbf{f} = (f_1, f_2, \dots, f_N), \quad (3.1)$$

donde N es un entero positivo que denota el total de las muestras de $\mathbf{f}$. Los valores de $\mathbf{f}$ son los N números reales $f_1, f_2, \dots, f_N$. Estos valores son mediciones de una señal analógica que se adquieren periódicamente con un determinado tiempo de muestreo [76]. En los instantes de tiempo $t = t_1, t_2, \dots, t_N$ se tienen las muestras:

$$f_1 = g(t_1), \quad f_2 = g(t_2), \dots, \quad f_N = g(t_N). \quad (3.2)$$

Dentro de los tipos de transformada Wavelet que existen, se trabajará con la denominada *Daubechies de soporte cuatro* (Daub4). La transformada Wavelet descompone una señal discreta en dos subseñales con la mitad de su longitud original. Una de estas señales se denomina señal *promedio* o *tendencia* y la otra *detalle* o *fluctuación*. El primer nivel de descomposición es el mapeo $\mathbf{f} \xrightarrow{D_1} (\mathbf{a}^1 | \mathbf{d}^1)$ de la señal $\mathbf{f}$ a la primera *señal de tendencia* $\mathbf{a}^1$, y a la primera *señal de fluctuación* $\mathbf{d}^1$ de la siguiente forma:

$$\mathbf{a}^1 = (a_{1_1}, a_{1_2}, \dots, a_{1_{\frac{N}{2}}}), \quad (3.3)$$

$$\mathbf{d}^1 = (d_{1_1}, d_{1_2}, \dots, d_{1_{\frac{N}{2}}}). \quad (3.4)$$

Para entender cómo se calcula cada valor a_{1_m} (en lo que sigue *coeficiente de tendencia*), donde $m \in \mathbb{N}$, se define el vector $\mathbf{h}_1^k$:

$$\mathbf{h}_1^k = (f_k, f_{k+1}, f_{k+2}, f_{k+3}). \quad (3.5)$$

Si el valor a_{1_m} se obtiene mediante

$$a_{1_m} = \mathbf{h}_1^m(1)\alpha_1 + \mathbf{h}_1^m(2)\alpha_2 + \mathbf{h}_1^m(3)\alpha_3 + \mathbf{h}_1^m(4)\alpha_4, \quad (3.6)$$

entonces, el valor $a_{1_{m+1}}$ se calcula de la siguiente forma:

$$a_{1_{m+1}} = \mathbf{h}_1^{m+2}(1)\alpha_1 + \mathbf{h}_1^{m+2}(2)\alpha_2 + \mathbf{h}_1^{m+2}(3)\alpha_3 + \mathbf{h}_1^{m+2}(4)\alpha_4, \quad (3.7)$$

donde $\alpha_1 = \frac{1+\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}$, $\alpha_2 = \frac{3+\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}$, $\alpha_3 = \frac{3-\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}$, $\alpha_4 = \frac{1-\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}$.

Nótese que en las ecuaciones (3.6) y (3.7) se produce un corrimiento del vector $\mathbf{f}$. En este sentido, se puede interpretar un movimiento del vector de datos muestreados $\mathbf{f}$ hacia

la izquierda en dos posiciones, si se considera fijo el vector $\mathbf{h}_1^k$, tal y como se muestra en la Figura 3.2.

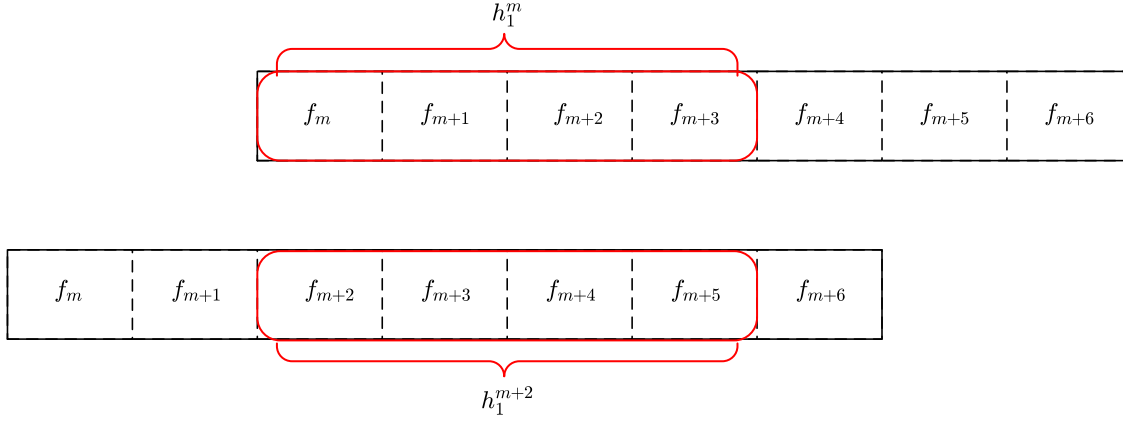


Figura 3.2: Corrimiento de dos posiciones del vector $\mathbf{f}$.

En el caso de los valores d_{1_m} (en adelante *coeficiente de fluctuación* o *coeficiente de detalle*) se procede de forma similar, sólo que las constantes son diferentes. Si se define el valor d_{1_m} como

$$d_{1_m} = \mathbf{h}_1^m(1)\beta_1 + \mathbf{h}_1^m(2)\beta_2 + \mathbf{h}_1^m(3)\beta_3 + \mathbf{h}_1^m(4)\beta_4, \quad (3.8)$$

entonces

$$d_{1_{m+1}} = \mathbf{h}_1^{m+2}(1)\beta_1 + \mathbf{h}_1^{m+2}(2)\beta_2 + \mathbf{h}_1^{m+2}(3)\beta_3 + \mathbf{h}_1^{m+2}(4)\beta_4, \quad (3.9)$$

donde $\beta_1 = \frac{1-\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, \quad \beta_2 = \frac{\sqrt{3}-3}{4\sqrt{2}}, \quad \beta_3 = \frac{3+\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, \quad \beta_3 = \frac{3-\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, \quad \beta_4 = \frac{-1-\sqrt{3}}{4\sqrt{2}}.$

La descomposición del nivel 2 es el mapeo $\mathbf{a}^1 \xrightarrow{D_1} (\mathbf{a}^2|\mathbf{d}^2)$ de la señal $\mathbf{a}^1$ a la segunda señal de tendencia $\mathbf{a}^2$ y a la segunda señal de fluctuación $\mathbf{d}^2$.

En esta segunda transformación se definen los siguientes vectores:

$$\mathbf{a}^2 = (a_{2_1}, a_{2_2}, \dots, a_{2_{\frac{N}{4}}}), \quad (3.10)$$

$$\mathbf{d}^2 = (d_{2_1}, d_{2_2}, \dots, d_{2_{\frac{N}{4}}}), \quad (3.11)$$

donde los valores de a_{2_m} y d_{2_m} , se calculan a partir del vector

$$\mathbf{h}_2^k = (a_{1_k}, a_{1_{k+1}}, a_{1_{k+2}}, a_{1_{k+3}}), \quad (3.12)$$

mediante las ecuaciones

$$a_{2_m} = \mathbf{h}_2^m(1)\alpha_1 + \mathbf{h}_2^m(2)\alpha_2 + \mathbf{h}_2^m(3)\alpha_3 + \mathbf{h}_2^m(4)\alpha_4, \quad (3.13)$$

$$d_{2_m} = \mathbf{h}_2^m(1)\beta_1 + \mathbf{h}_2^m(2)\beta_2 + \mathbf{h}_2^m(3)\beta_3 + \mathbf{h}_2^m(4)\beta_4, \quad (3.14)$$

y al igual que en el caso del primer nivel, si los valores a_{2_m} y d_{2_m} se definen mediante las expresiones (3.13) y (3.14), entonces

$$a_{2_{m+1}} = \mathbf{h}_2^{m+2}(1)\alpha_1 + \mathbf{h}_2^{m+2}(2)\alpha_2 + \mathbf{h}_2^{m+2}(3)\alpha_3 + \mathbf{h}_2^{m+2}(4)\alpha_4, \quad (3.15)$$

$$d_{2_{m+1}} = \mathbf{h}_2^{m+2}(1)\beta_1 + \mathbf{h}_2^{m+2}(2)\beta_2 + \mathbf{h}_2^{m+2}(3)\beta_3 + \mathbf{h}_2^{m+2}(4)\beta_4. \quad (3.16)$$

La transformada de Wavelet Daub4 se puede extender a niveles superiores (ver Figura 3.3), y en principio para lograr esto, se debe aplicar la transformada Wavelet del primer nivel (el mapeo $\mathbf{a}^{i-1} \xrightarrow{D_1} (\mathbf{a}^i | \mathbf{d}^i)$) sobre la señal de tendencia del nivel anterior, tal y como se explicó para la transformada Wavelet del segundo nivel. En el desarrollo de los algoritmos propuestos en este trabajo de investigación, se aplican tres niveles de descomposición.

Anteriormente se definió el vector $\mathbf{f}$ con una dimensión N ; sin embargo, en términos prácticos este vector puede no tener una longitud definida. Cada uno de los coeficientes x_{ij} (donde x puede ser a o d , i representa el nivel de descomposición y j el elemento del vector que se procesa), se obtiene en la misma medida que se muestrea la señal de interés, lo que permite reducir el tiempo en la toma de decisiones para el diagnóstico de fallas. Otro aspecto que resulta de interés, es el tiempo necesario que debe transcurrir entre el cálculo del valor actual x_{ij} y el anterior $x_{i,j-1}$. Este tiempo depende del nivel de descomposición y en la Tabla 3.1 se muestra la información, donde T_m se refiere al período de muestreo en la transformada Wavelet Daub4.

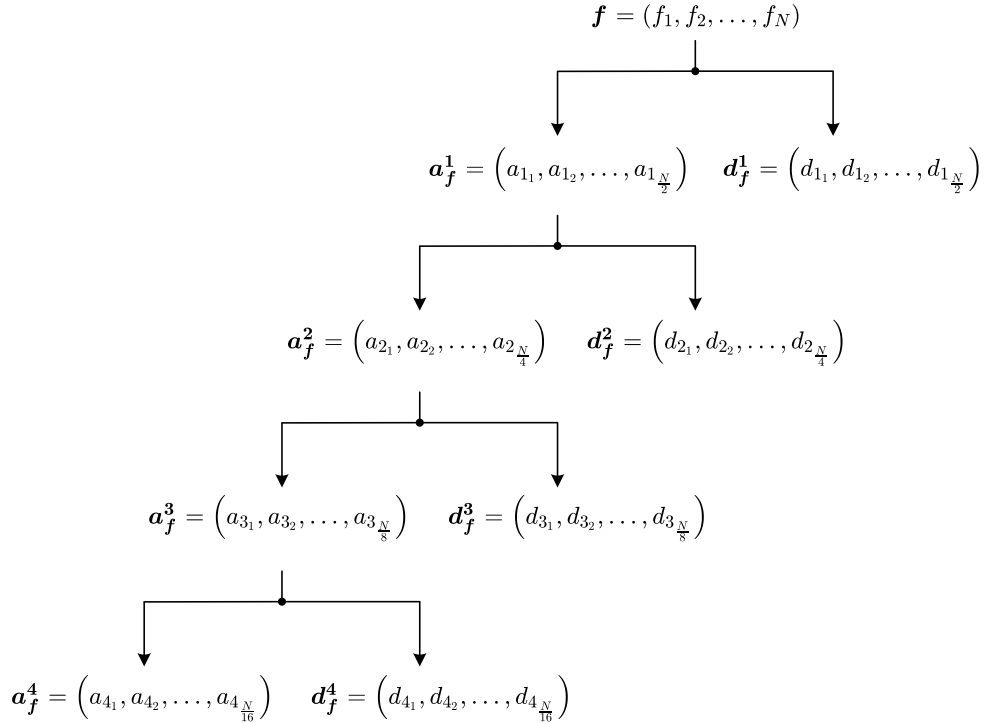
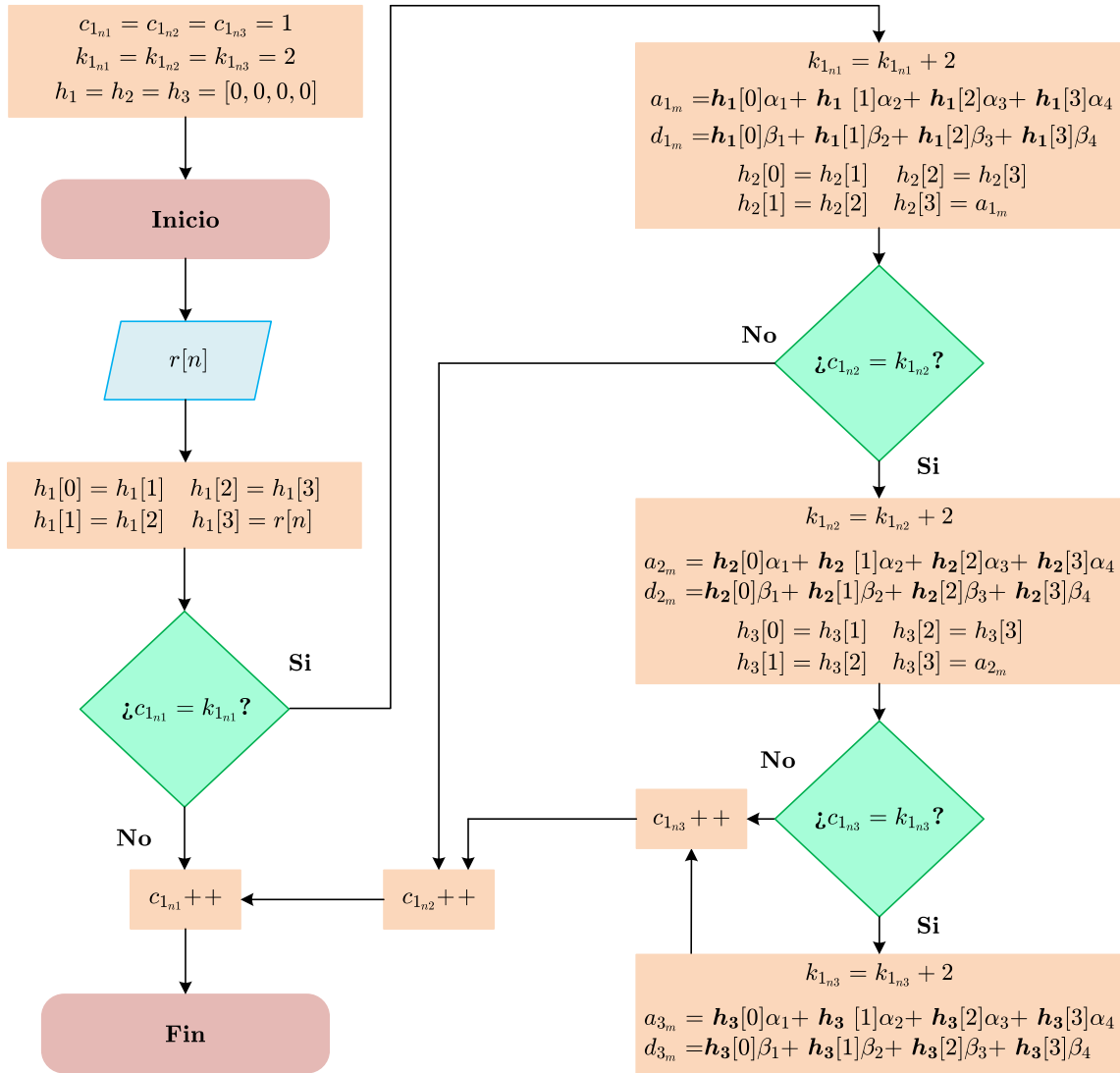


Figura 3.3: Cuatro niveles de descomposición de la transformada Wavelet.

Tabla 3.1: Tiempos de muestreo para cada nivel de descomposición.

Muestras	T_m
Nivel 1	$2T_m$
Nivel 2	$4T_m$
Nivel 3	$8T_m$
Nivel n	$2^n T_m$

En la Figura 3.4 se presenta el algoritmo que calcula cada uno de los coeficientes x_{ij} a partir de las muestras de una señal $r(t)$.

**Figura 3.4:** Algoritmo para el cálculo de la transformada Wavelet de tres niveles.

El cálculo de los coeficientes para cada uno de los niveles de descomposición se realiza mediante las expresiones siguientes

$$a_{i_m} = \mathbf{h}_i[0]\alpha_1 + \mathbf{h}_i[1]\alpha_2 + \mathbf{h}_i[2]\alpha_3 + \mathbf{h}_i[3]\alpha_4, \quad (3.17)$$

$$d_{i_m} = \mathbf{h}_i[0]\beta_1 + \mathbf{h}_i[1]\beta_2 + \mathbf{h}_i[2]\beta_3 + \mathbf{h}_i[3]\beta_4, \quad (3.18)$$

donde $\mathbf{h}_i$ es un vector asociado al nivel de descomposición i , en el que se realiza un desplazamiento hacia la izquierda para lograr el mismo efecto que el representado en la Figura 3.2. En el resto del documento, las denominaciones $a_{r(t)}^k(t)$ y $d_{r(t)}^k(t)$ hacen referencia a los coeficientes de tendencia o fluctuación de la transformada Wavelet de nivel k de la señal $r(t)$. La idea de utilizar la variable “ t ” es para hacer notar que los coeficientes de tendencia o de fluctuación son una función primaria del tiempo continuo.

3.2. Fórmulas recursivas basadas en descriptores estadísticos

La mayoría de los algoritmos de diagnóstico de fallas que se exponen en este trabajo se basan en la utilización de fórmulas que tienen su origen en descriptores estadísticos, como se mencionó anteriormente. En específico, se emplean el valor promedio, la raíz media cuadrática, la varianza y la curtosis. Cada una de estas variables se define para un conjunto de datos; no obstante, para los propósitos del diagnóstico de fallas es deseable que se puedan evaluar en el menor tiempo posible. El cálculo recursivo y en línea de estas variables permite reducir el tiempo en la toma de decisiones cuando se realiza la tarea de diagnóstico de fallas.

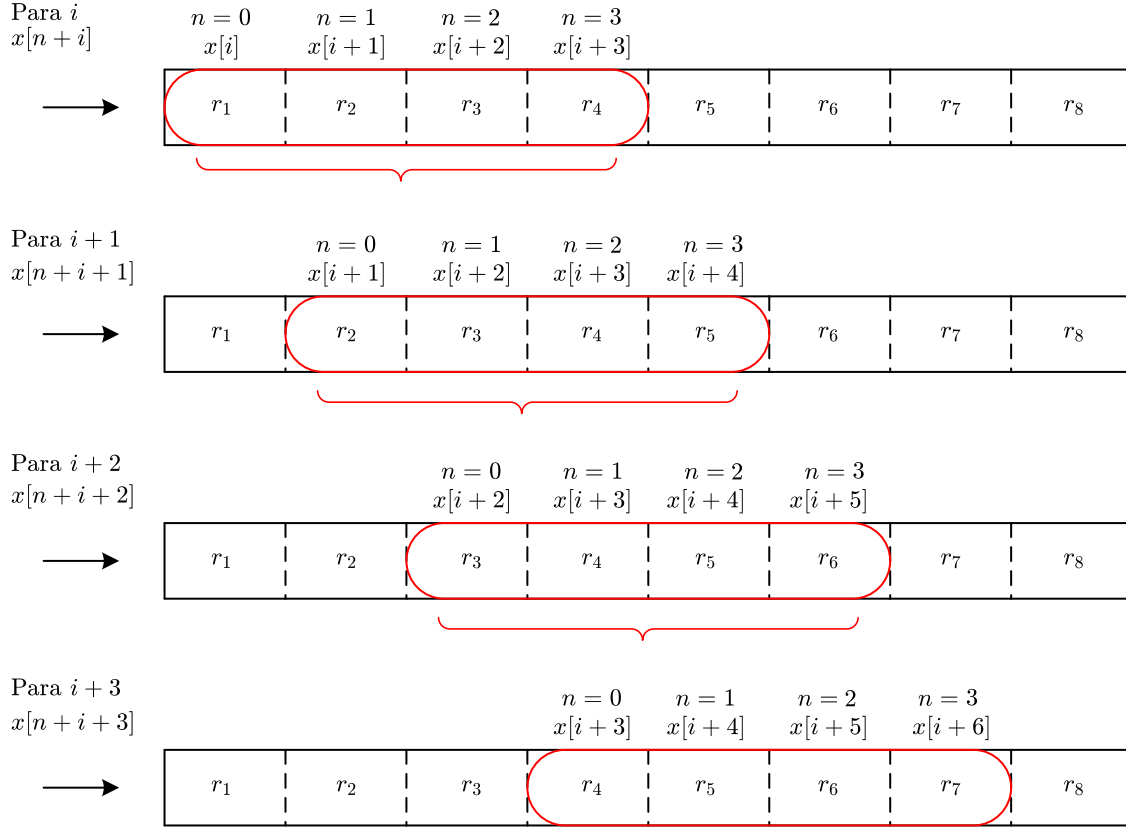
Para una señal arbitraria $r(t)$ se puede definir la siguiente secuencia en el dominio de tiempo discreto

$$x[n] = r(n T_m), \quad 0 \leq n \leq N, \quad (3.19)$$

donde T_m es el período de muestreo y N es un número natural. Si se considera que existe un rango limitado de valores de n , entonces la secuencia $x[n]$ se puede interpretar como un vector estacionario que contiene valores discretos de la señal continua $r(t)$. Para que $x[n]$ se comporte como un vector no estacionario se puede definir una segunda variable, es decir,

$$x[n + i] = r((n + i)T_m), \quad (3.20)$$

donde el incremento de la variable “ i ” permite que la secuencia adquiera nuevos valores de la señal $r(t)$. En este caso, se puede entender a $x[n + i]$ como un vector no estacionario que se desplaza hacia la derecha en la medida que la nueva variable “ i ” se incrementa. En la Figura 3.5 se representa el movimiento de un vector para cada incremento de “ i ”, donde $n \in \{0, 1, 2, 3\}$, ($N = 4$) y el conjunto $\{r_1, r_2, r_3, r_4, r_5, r_6, r_7, r_8\}$ son muestras de la señal $r(t)$. Es importante notar que el vector correspondiente a “ $i + 1$ ” contiene todos los elementos del vector anterior, excepto la muestra localizada más a la izquierda en el vector correspondiente a “ i ”.

**Figura 3.5:** Corrimiento del vector de datos.

En las ecuaciones que se obtienen para el cálculo recursivo, no es necesario utilizar todos los elementos del vector. Por ejemplo, en la Figura 3.5, el cálculo recursivo aplicado al vector correspondiente a “ $i+1$ ” requeriría la última muestra que se recibe r_5 y la muestra r_1 . Por lo tanto, para la implementación en una plataforma digital, se necesitarían almacenar todos los datos en un vector de longitud N y ejecutar un proceso de rotación hacia la izquierda, lo cual generaría retrasos en los cálculos y la implementación no sería viable. Para evitar este problema, se puede crear un vector de longitud N y almacenar los datos de forma circular, por lo que las muestras r_1 y r_5 se encontrarían situadas en la misma posición del vector. En la Figura 3.6 se ilustra lo descrito anteriormente para un vector de cuatro datos, y se puede apreciar que una vez que el vector está lleno con la información correspondiente a las muestras de la señal, la siguiente muestra se guarda de forma circular en la primera posición, donde precisamente está disponible la muestra que se necesita para el cálculo recursivo. Luego, la única operación siguiente por hacer, sería extraer el valor contenido en esa posición antes de guardar la última muestra recibida. Con esta variante propuesta se ahorra tiempo de procesamiento cuando el número de muestras del vector es grande; además, los cálculos no se tienen que realizar con todos los elementos del vector.

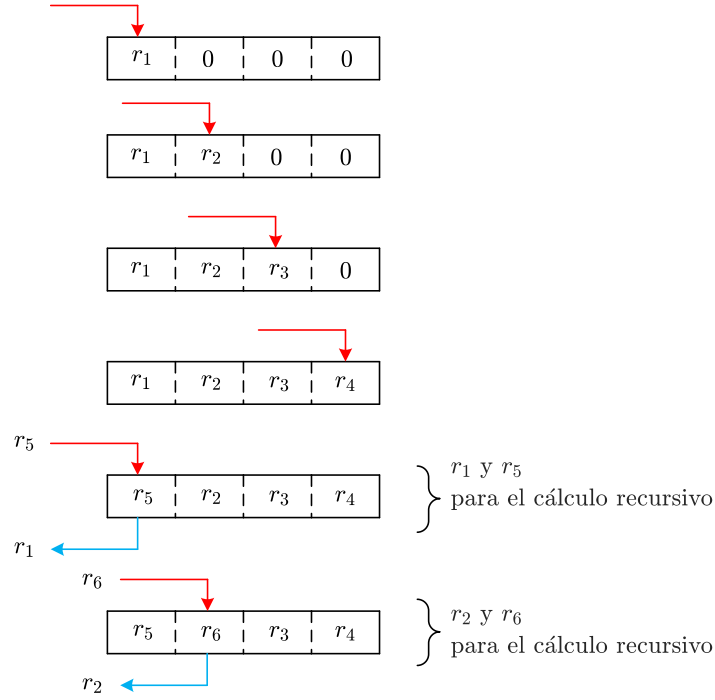


Figura 3.6: Almacenamiento circular de los datos que se reciben.

En todas las expresiones que se deducen a continuación para el cálculo recursivo, se considera un vector no estacionario de longitud N . La terminología utilizada se resume en la Tabla 3.2. Para cualquiera de las expresiones, la representación $x[i + 1]$ se refiere al valor actual, y $x[i]$ a su valor anterior.

Tabla 3.2: Descriptores estadísticos y simbología.

Nomenclatura	Descriptor estadístico
μ	Valor promedio
RMS	Raíz cuadrada de la media aritmética de los cuadrados de los valores
σ	Desviación típica
ξ	Esperanza matemática
Ku	curtosis

3.2.1. Cálculo recursivo del valor medio

El valor promedio de un vector de N datos se calcula según (3.21) para la iteración “i”:

$$\mu[i] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n + i] = \frac{1}{N} x[i] + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-1} x[n + i], \quad (3.21)$$

y para la iteración “i+1” se tiene:

$$\mu[i+1] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n+i+1] = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x[n+i] = \frac{1}{N} x[N+i] + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-1} x[n+i], \quad (3.22)$$

despejando $\frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-1} x[n+i]$ en (3.21) y sustituyendo en (3.22) se obtiene

$$\mu[i+1] = \mu[i] - \frac{1}{N} x[i] + \frac{1}{N} x[N+i] = \mu[i] + \frac{x[N+i] - x[i]}{N}, \quad (3.23)$$

donde se puede verificar que el valor promedio $\mu[i+1]$ depende del valor promedio de la iteración anterior $\mu[i]$, lo que demuestra la propiedad de la recursividad.

3.2.2. Cálculo recursivo del valor *RMS*

La raíz cuadrada de la media aritmética de los cuadrados de los elementos de un vector de longitud N se resuelve a partir de la siguiente expresión para la iteración “i”:

$$RMS[i] = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x^2[n+i]} = \sqrt{\frac{1}{N} x^2[i] + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-1} x^2[n+i]}, \quad (3.24)$$

y para la iteración “i+1” se puede escribir como:

$$\begin{aligned} RMS[i+1] &= \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x^2[n+i+1]} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x^2[n+i]}, \\ &= \sqrt{\frac{1}{N} x^2[N+i] + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-1} x^2[n+i]}, \end{aligned} \quad (3.25)$$

resolviendo para $\frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-1} x^2[n+i]$ la ecuación (3.24) y sustituyendo en (3.25) se obtiene una ecuación para el valor RMS de la iteración actual “i+1” que depende del valor RMS de la iteración anterior “i”:

$$RMS[i+1] = \sqrt{RMS^2[i] + \frac{x^2[N+i] - x^2[i]}{N}}. \quad (3.26)$$

3.2.2.1. Cálculo recursivo de la varianza

La varianza de un vector de N datos para la iteración “i” se calcula mediante la expresión:

$$\sigma^2[i] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (x[n+i] - \mu[i])^2 = \frac{1}{N} (x[i] - \mu[i])^2 + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-1} (x[n+i] - \mu[i])^2, \quad (3.27)$$

despejando $\sum_{n=1}^{N-1} (x[n+i] - \mu[i])^2$ de (3.27) se tiene:

$$\sum_{n=1}^{N-1} (x[n+i] - \mu[i])^2 = N\sigma^2[i] - (x[i] - \mu[i])^2, \quad (3.28)$$

Para la iteración “i+1” la ecuación (3.27) se puede escribir como:

$$\begin{aligned} \sigma^2[i+1] &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (x[n+i+1] - \mu[i+1])^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (x[n+i] - \mu[i+1])^2, \\ \sigma^2[i+1] &= \frac{1}{N} (x[N+i] - \mu[i+1])^2 + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-1} (x[n+i] - \mu[i+1])^2. \end{aligned} \quad (3.29)$$

Sea

$$z = \sum_{n=1}^{N-1} (x[n+i] - \mu[i+1])^2 - \sum_{n=1}^{N-1} (x[n+i] - \mu[i])^2, \quad (3.30)$$

entonces

$$z = (2\mu[i] - 2\mu[i+1]) \sum_{n=1}^{N-1} x[n+i] + \sum_{n=1}^{N-1} (\mu^2[i+1] - \mu^2[i]). \quad (3.31)$$

Considerando que

$$\sum_{n=j}^l (\mu^2[i+1] - \mu^2[i]) = (\mu^2[i+1] - \mu^2[i]) (l - j + 1), \quad (3.32)$$

$$\sum_{n=1}^{N-1} x[n+i] = N\mu[i+1] - x[N+i], \quad (3.33)$$

entonces la ecuación (3.31) se puede escribir como:

$$z = -N(\mu[i] - \mu[i+1])^2 + (\mu[i] - \mu[i+1])(\mu[i] + \mu[i+1] - 2x[N+i]). \quad (3.34)$$

Sustituyendo (3.28) en (3.30) se tiene

$$\sum_{n=1}^{N-1} (x[n+i] - \mu[i+1])^2 = z + N\sigma^2[i] - (x[i] - \mu[i])^2, \quad (3.35)$$

y por lo tanto, la ecuación (3.29) adopta la forma

$$\sigma^2[i+1] = \frac{1}{N} (x[N+i] - \mu[i+1])^2 + \frac{1}{N} \left(z + N\sigma^2[i] - (x[i] - \mu[i])^2 \right). \quad (3.36)$$

A partir de la ecuación (3.36) se puede obtener la desviación típica de la iteración actual “i+1” en función de la desviación típica de la iteración anterior “i” tal y como se representa en la ecuación (3.37).

$$\sigma[i+1] = \sqrt{\frac{1}{N} (x[N+i] - \mu[i+1])^2 + \frac{1}{N} \left(z + N\sigma^2[i] - (x[i] - \mu[i])^2 \right)} \quad (3.37)$$

3.2.3. Fórmula inspirada en la ecuación general de la esperanza matemática

La esperanza matemática se define mediante la ecuación (3.38) para la iteración “i”:

$$\xi[i] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (x[n+i] - \mu[i])^4 = \frac{1}{N} (x[i] - \mu[i])^4 + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-1} (x[n+i] - \mu[i])^4, \quad (3.38)$$

resolviendo (3.38) para $\sum_{n=1}^{N-1} (x[n+i] - \mu[i])^4$ se tiene

$$\sum_{n=1}^{N-1} (x[n+i] - \mu[i])^4 = N\xi[i] - (x[i] - \mu[i])^4, \quad (3.39)$$

Para la iteración “i+1” la esperanza matemática se puede escribir de la siguiente forma:

$$\xi[i+1] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (x[n+i+1] - \mu[i+1])^4 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (x[n+i] - \mu[i+1])^4, \quad (3.40)$$

$$= \frac{1}{N} (x[N+i] - \mu[i+1])^4 + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-1} (x[n+i] - \mu[i+1])^4. \quad (3.41)$$

Sea

$$z_1 = \sum_{n=1}^{N-1} (x[n+i] - \mu[i+1])^4 - \sum_{n=1}^{N-1} (x[n+i] - \mu[i])^4, \quad (3.42)$$

entonces

$$\begin{aligned} z_1 &= (4\mu[i] - 4\mu[i+1]) \sum_{n=1}^{N-1} x^3[n+i] + (6\mu^2[i+1] - 6\mu^2[i]) \sum_{n=1}^{N-1} x^2[n+i] \\ &+ (4\mu^3[i] - 4\mu^3[i+1]) \sum_{n=1}^{N-1} x[n+i] + \sum_{n=1}^{N-1} (\mu^4[i+1] - \mu^4[i]). \end{aligned} \quad (3.43)$$

Considerando que

$$A[i] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x^3[n+i] = \frac{1}{N} x^3[i] + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-1} x^3[n+i], \quad (3.44)$$

$$A[i+1] = A[i] + \frac{x^3[N+i] - x^3[i]}{N}, \quad (3.45)$$

$$\sum_{n=1}^{N-1} x^3[n+i] = N A[i+1] - x^3[N+i], \quad (3.46)$$

$$\sum_{n=1}^{N-1} x^2[n+i] = N \text{ RMS}[i+1] - x^2[N+i], \quad (3.47)$$

$$\sum_{n=1}^{N-1} x[n+i] = N \mu[i+1] - x[N+i], \quad (3.48)$$

entonces sustituyendo (3.46), (3.47) y (3.48) en (3.43), se tiene

$$\begin{aligned} z_1 = & (4\mu[i] - 4\mu[i+1])(N A_{i+1} - x^3[N+i]) + (6\mu^2[i+1] - 6\mu^2[i])(N \text{ RMS}_{i+1} - x^2[N+i]), \\ & + (4\mu^3[i] - 4\mu^3[i+1])(N \mu[i+1] - x[N+i]) + (\mu^4[i+1] - \mu^4[i])(N-1). \end{aligned} \quad (3.49)$$

La ecuación (3.39) se puede incorporar en (3.42) para obtener

$$\sum_{n=1}^{N-1} (x[n+i] - \mu[i+1])^4 = z_1 + N\xi[i] - (x[i] - \mu[i])^4 \quad (3.50)$$

Luego, la fórmula equivalente de la esperanza matemática a través de una ventana deslizante para la iteración “i+1” se escribe como

$$\xi[i+1] = \frac{1}{N}(x[N+i] - \mu[i+1])^4 z_1 + \frac{1}{N}(N\xi[i] - (x[i] - \mu[i])^4) \quad (3.51)$$

En (3.51) se observa que la iteración actual “i+1” depende de la iteración anterior “i”, lo cual muestra la propiedad de recursividad. Con esta última ecuación se puede obtener una expresión que permite calcular la curtosis a través de una ventana deslizante:

$$Ku = \frac{\xi[i+1]}{\sigma^4[i+1]} \quad (3.52)$$

3.3. Algoritmos para el diagnóstico de fallas en los componentes del convertidor

Se considera como *falla* a una desviación no permitida de al menos una propiedad, característica o parámetro de un sistema de su condición aceptable, usual o estándar [51]. En este trabajo se contemplan las fallas de circuito abierto en los interruptores de potencia de la topología propuesta (Figura 3.1). Las tareas que involucran el diagnóstico de fallas se pueden dividir en dos etapas: la primera se refiere al proceso de detección (aquí se determina la presencia de una falla en el sistema); y la segunda se encarga de localizar el componente fallando. Como ya se mencionó, la propuesta del esquema de diagnóstico de fallas se sustenta en la utilización de los mismos sensores que se emplean para el sistema de control, así como en los descriptores estadísticos presentados en la sección anterior. Los algoritmos propuestos son diferentes en cada etapa del convertidor fotovoltaico: convertidor CD-CD, enlace de media frecuencia e inversor.

3.3.1. Algoritmo de diagnóstico de fallas para el inversor

En el inversor de salida del convertidor se analizan fallas individuales y en parejas en los interruptores de potencia, así como fallas en el circuito de control (ver Tabla 3.3). Para cada una de estas clasificaciones se consideran aquellas fallas en las que el interruptor queda en circuito abierto y el diodo se mantiene en operación, y también se estudia el comportamiento del circuito cuando ambos, interruptor y diodo, quedan abiertos simultáneamente. En las dos situaciones, el algoritmo a implementar es el mismo, siendo más crítico el caso en el que ambos dispositivos fallan al mismo tiempo.

Tabla 3.3: Clasificación de las fallas en el inversor.

Nombre de la falla	Nomenclatura	Grupo de falla
Interruptor S_1 abierto	F_{S_1}	IG_1
Interruptor S_3 abierto	F_{S_3}	IG_2
Interruptor S_4 abierto	F_{S_4}	IG_2
Interruptor S_2 abierto	F_{S_2}	IG_1
Interruptores S_1 y S_2 abiertos	$F_{S_{12}}$	IG_1
Interruptores S_3 y S_4 abiertos	$F_{S_{34}}$	IG_2
Interruptores S_1 y S_3 abiertos	$F_{S_{13}}$	IG_3
Interruptores S_1 y S_4 abiertos	$F_{S_{14}}$	IG_3
Interruptores S_4 y S_2 abiertos	$F_{S_{42}}$	IG_3
Interruptores S_3 y S_2 abiertos	$F_{S_{32}}$	IG_3
Interruptores S_1 y S_3 abiertos momentáneamente	F_{ctrl}	IG_4

Las señales de cada uno de los sensores utilizados para el sistema de control tienen comportamientos característicos para cada una de las fallas representadas en la Tabla 3.3. Del total de fallas que se analizan en el caso del inversor, existen algunas que no se pueden distinguir de otras. Por ejemplo, en la Figura 3.7, las señales de los sensores ($v_{pv}(t)$, $i_{pv}(t)$, $v_{cd}(t)$ e $i_s(t)$) presentan el mismo comportamiento para las fallas $a)$ y $b)$, y por lo tanto, no es posible distinguir una de la otra. En la tercera columna de la Tabla 3.3 se define el *Grupo de falla*, y bajo esta denominación, se agrupan las fallas de acuerdo a comportamientos similares que pueden experimentar las señales de los sensores. Por ejemplo, fallas del grupo IG_1 no pueden distinguirse entre ellas, pero sí se puede distinguir entre una falla del grupo IG_1 de otra del grupo IG_2 .

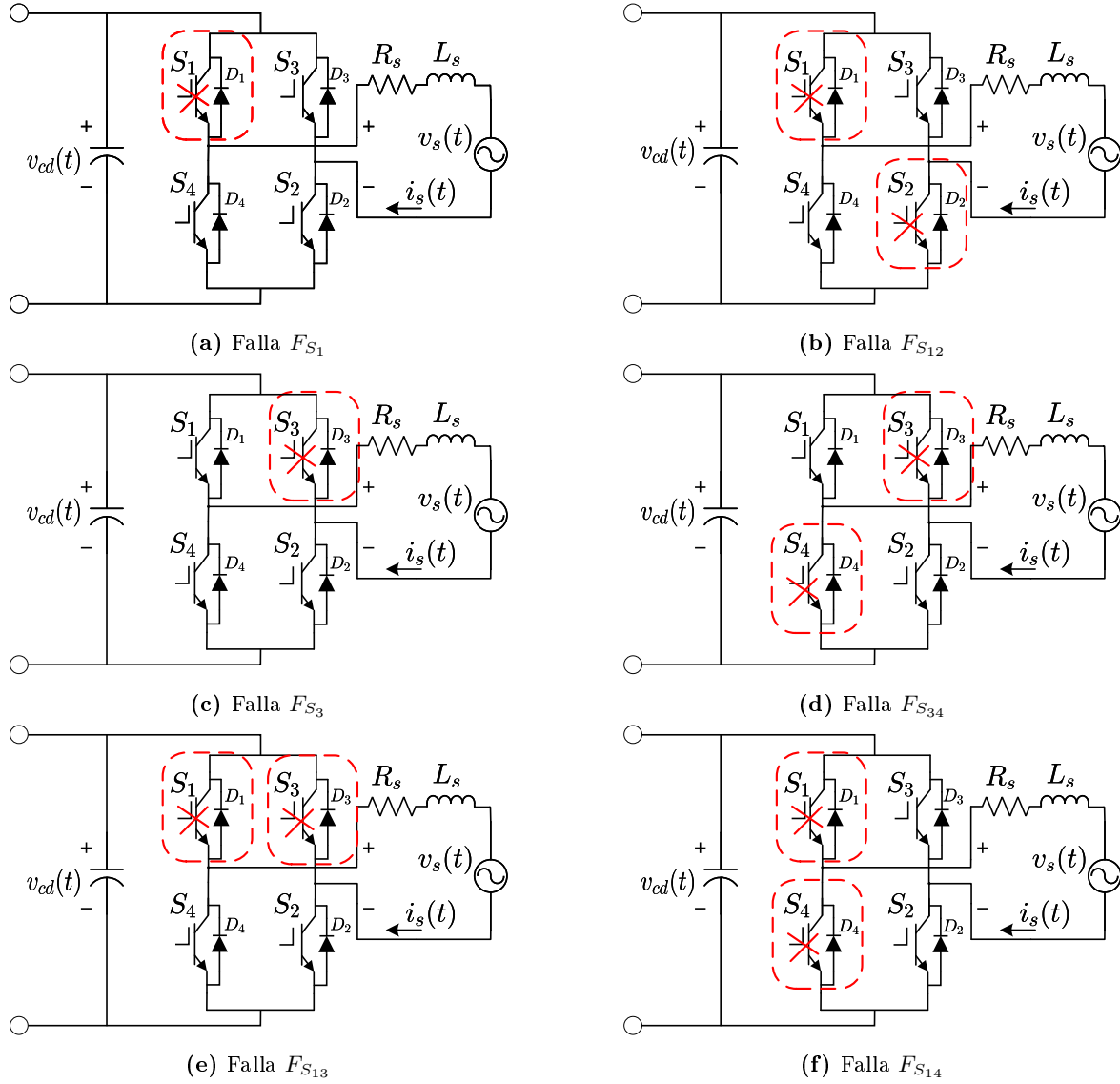


Figura 3.7: Fallas de interruptor abierto en el inversor, manteniéndose el diodo en operación.

En la Figura 3.8 se presenta el comportamiento de descriptores estadísticos de algunas de las señales con las que se pueden implementar los algoritmos para el diagnóstico de fallas de circuito abierto en el inversor. La terminología $x_{r(t)}$ se refiere al descriptor estadístico “x” de la señal $r(t)$. Por ejemplo, $\mu_{a_{i_s}^1}(t)$ hace referencia al valor promedio de los coeficientes de tendencia del primer nivel de descomposición de la señal $i_s(t)$. Uno de los aspectos que se deben mencionar es que, la señal de los coeficientes de tendencia es una versión amplificada de la señal original, pero con la característica de que no contiene las componentes de alta frecuencia. De forma general, la señal de tendencia reproduce las bajas frecuencias, mientras que la señal de fluctuación, las de alta frecuencia. El coeficiente de tendencia del primer nivel de descomposición de la transformada Wavelet de la señal $i_s(t)$ se selecciona para el

diagnóstico de fallas de los grupos IG_1 e IG_2 , mientras que para las fallas del grupo IG_3 se utiliza el coeficiente de tendencia del primer nivel de la señal $v_{cd}(t)$. Esta selección se realiza para procesar la señal filtrada en lugar de la señal original y con ello eliminar el ruido existente en las mediciones de los sensores. Para detectar fallas en el sistema de control (grupo IG_4) se utiliza el tercer nivel de descomposición de la transformada Wavelet, en combinación con el cálculo recursivo de la curtosis (ecuación (3.52)).

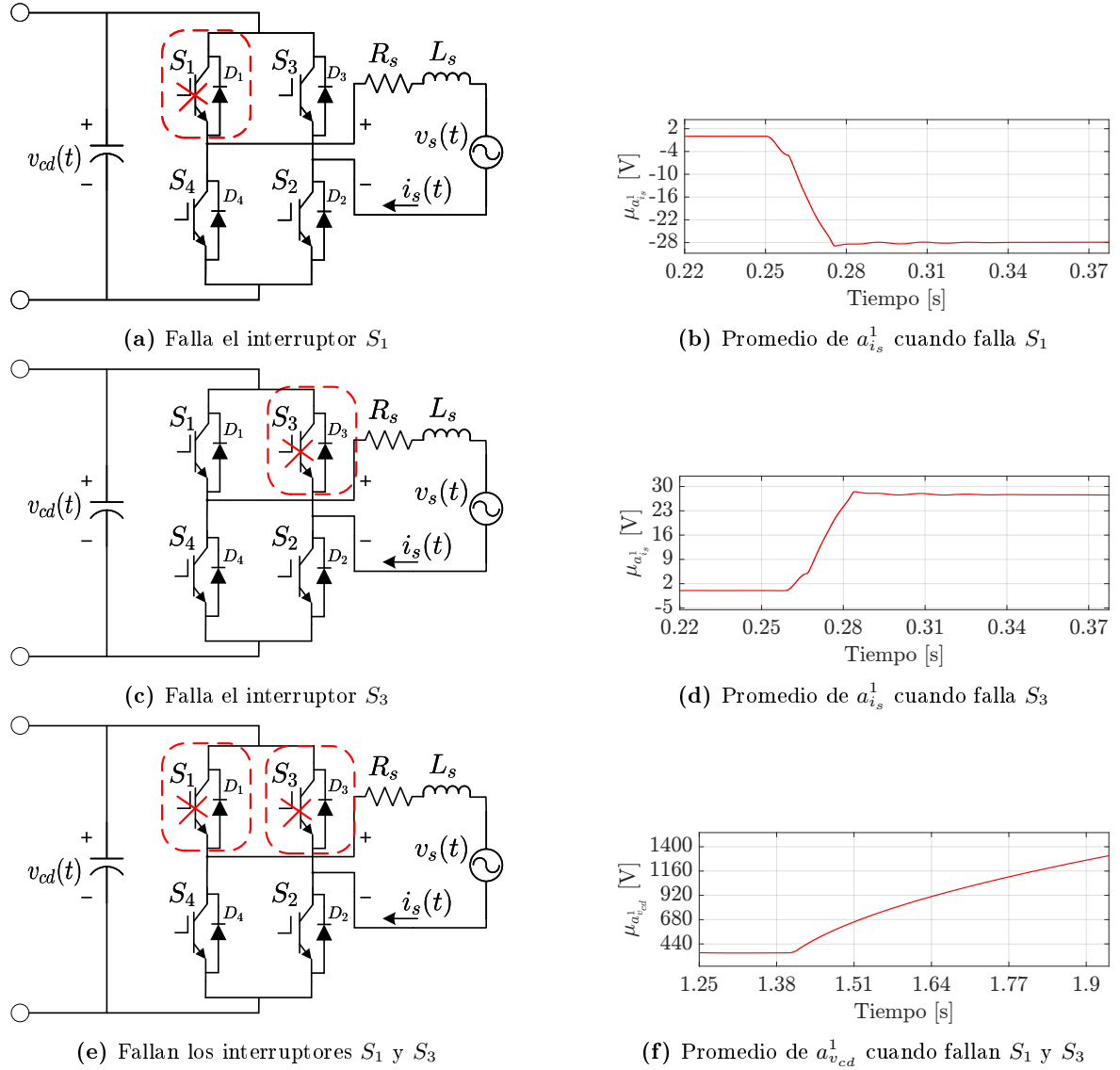


Figura 3.8: Comportamiento de las señales en presencia de fallas. $a_x^1(t)$ representa los coeficientes de tendencia del nivel uno de la señal “ x ” y $\mu_{a_x^1}(t)$ su valor promedio.

3.3.1.1. Algoritmo de diagnóstico de las fallas de los grupos IG_1 e IG_2

Para detectar las fallas de los grupos IG_1 e IG_2 se proponen dos soluciones: la primera se basa en el valor promedio del coeficiente de tendencia del nivel uno de la transformada Wavelet; y la segunda utiliza la propia información contenida en el coeficiente de tendencia. Aunque en este trabajo se selecciona la segunda variante, se explicarán los principios de ambas soluciones.

El valor promedio del coeficiente de tendencia $\mu_{a_{i_s}^1}(t)$ es positivo cuando ocurre una falla del grupo IG_2 , y negativo cuando la falla corresponde al grupo IG_1 . En la Figura 3.9 se muestra el comportamiento de la señal promedio cuando ocurre una falla del grupo IG_1 en el semiciclo negativo de la señal del coeficiente de tendencia. Se distinguen dos casos: el primero se refiere a que existe una falla tanto en el diodo como en el interruptor; y el segundo es cuando sólo el diodo se mantiene en operación.

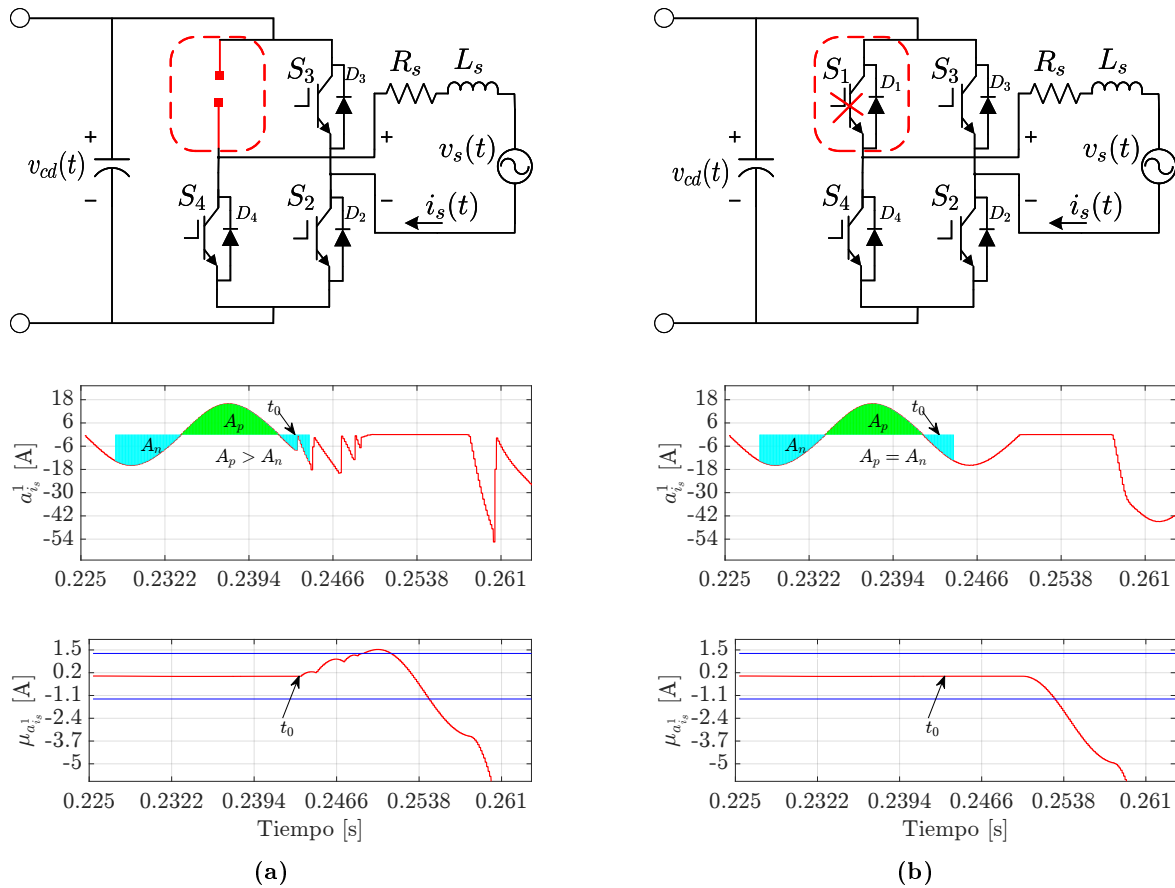


Figura 3.9: Comportamiento del valor promedio cuando ocurre una falla del grupo IG_1 .

Considerando el primer caso, cuando la falla ocurre en el instante t_0 en la parte negativa de la señal, el valor promedio no es negativo de forma instantánea (ver Figura 3.9a), es decir, tiene que transcurrir cierto tiempo para que rebase el umbral a partir del cual se considera la

existencia de la falla. Por otro lado, el tiempo necesario que debe transcurrir para obtener un resultado válido en el diagnóstico, depende del instante donde ocurre la falla, siendo mucho mayor cuando la falla sucede al inicio de la semionda negativa.

En relación al segundo caso (Figura 3.9b), el valor promedio no se comporta de la misma forma, pues como el diodo se mantiene en operación, las áreas tanto positiva como negativa son iguales, y esto implica que desde el mismo momento en que el valor promedio comienza a ser negativo, se puede considerar la existencia de la falla en cuestión.

Los niveles de irradiancia que percibe el arreglo de paneles a la entrada del convertidor, son un factor fundamental en la determinación de los umbrales. De forma general, se puede decir que para cada nivel de irradiancia se debe seleccionar un umbral diferente, y esto conduce a la necesidad de realizar varias pruebas experimentales para determinar los umbrales en cada nivel de irradiancia. En consecuencia, se debe disponer de una capacidad de memoria considerable para lograr el almacenamiento de toda la información.

Una alternativa a la solución anterior, y que es la que se emplea en este trabajo de investigación, se basa en el comportamiento de los propios coeficientes de tendencia. Cuando ocurre una falla del grupo IG_1 , se experimenta una evolución de los coeficientes de tendencia hacia valores negativos para todos los instantes de tiempo posteriores al que ocurre la falla. En el caso de las fallas del grupo IG_2 los coeficientes adoptan valores positivos.

El número total de coeficientes de tendencia que se procesan en un ciclo de 60 Hz depende de la frecuencia de muestreo. Teniendo en cuenta que en un ciclo de red se adquieren 256 muestras de la señal $i_s(t)$, y que la frecuencia con la que se calculan los coeficientes de tendencia del primer nivel se reduce a la mitad (o bien el período de muestreo aumenta al doble, ver Tabla 3.1), entonces el total de coeficientes a procesar es igual a:

$$\Psi = \frac{1}{2^n} \frac{f_p}{f_{red}} = \frac{1}{2} \frac{15360 \text{ Hz}}{60 \text{ Hz}} = 128, \quad (3.53)$$

donde $n = 1$ es el nivel de descomposición de la transformada Wavelet, Ψ es el total de coeficientes Wavelets en un ciclo de red, $f_p = 15360 \text{ Hz}$ corresponde a la frecuencia de muestreo y $f_{red} = 60 \text{ Hz}$ es la frecuencia de un ciclo de red. Se puede deducir entonces que el total de coeficientes en medio ciclo de red es igual a 64.

Un indicador de la presencia de una falla del grupo IG_1 se sustenta en el conteo de la cantidad de coeficientes de tendencia que se procesan cada vez que se inicia medio ciclo de red, es decir, para que se presente una falla, el número total de estos coeficientes tiene que ser mayor a la mitad del total de coeficientes de un ciclo de red. En la Figura 3.10a, el sistema no experimenta ninguna falla del tipo que se están considerando hasta este momento, y por lo tanto, el número de conteos no excede el valor correspondiente a medio ciclo de red (en este caso 64). Por cada semiciclo de red, se habilita una variable que distingue el signo de los coeficientes procesados, y se agrega un contador, que al inicio de cada semiciclo tenga valor cero (para este propósito el algoritmo debe encargarse de ponerlo en cero en el inicio de cada semiciclo de red), ver Figura 3.10c. Si se cumplen las condiciones de las expresiones

$$\Psi_{actual} > 74, \quad (3.54)$$

$$\Sigma_1 = -1, \quad (3.55)$$

donde Ψ_{actual} es el total actual de coeficientes procesados desde el inicio de cada medio ciclo de red, y Σ_1 es menor que cero cuando se procesan coeficientes negativos, entonces, se puede validar la ocurrencia de una falla del grupo IG_1 . Por ejemplo, en la Figura 3.10a no existen fallas y como resultado, el contador (Ψ_{actual}) se pone a cero cada vez que se inicia un semiciclo y alcanza un valor máximo de 64 antes de comenzar el siguiente semiciclo tal y como se muestra en la Figura 3.10c. Por otro lado, se observa que la variable Σ_1 es mayor que cero cuando se procesan coeficientes positivos, y menor que cero en el caso de que se procesen coeficientes negativos. En la Figura 3.10b, ocurre una falla del grupo IG_1 en el semiciclo negativo, y en este caso, no se procesan los coeficientes positivos en el semiciclo siguiente, por lo que, el contador no se pone a cero. Cuando el contador excede el umbral preestablecido (ver ecuación (3.54)), entonces, se valida la presencia de una falla del grupo antes mencionado. El mismo análisis se puede extender para el caso de las fallas del grupo IG_2 .

Nótese que si la falla del tipo IG_1 ocurre en el semiciclo positivo, entonces, se tendría que esperar hasta el siguiente semiciclo positivo para poder validar la presencia de una falla. En este sentido, es recomendable la utilización de otros dos contadores, uno para los coeficientes positivos y otro para los negativos. En la Figura 3.10g, el contador del semiciclo positivo se mantiene constante después de la ocurrencia una falla del grupo IG_1 , y la información que es útil en este caso, es la derivada del contador positivo. Se debe tener en cuenta que para $\Upsilon_{pos} = 0$, el contador del semiciclo positivo (Ψ_{pos}) se mantiene constante

$$\Upsilon_{pos} = \kappa \frac{\Delta \Psi_{pos}}{2T_p}, \quad \kappa = 2T_p \Rightarrow \Upsilon_{pos} = \Delta \Psi_{pos} \quad (3.56)$$

$$\Upsilon_{neg} = \kappa \frac{\Delta \Psi_{neg}}{2T_p}, \quad \kappa = 2T_p \Rightarrow \Upsilon_{neg} = \Delta \Psi_{neg} \quad (3.57)$$

donde Υ_{pos} es la derivada del contador positivo y Υ_{neg} la derivada del contador negativo.

En la Figura 3.10h, la falla ocurre al finalizar el semiciclo positivo, y por ello, no se valida la existencia de la falla hasta el siguiente semiciclo. Con esta segunda variante, se amplía el rango de operación del algoritmo y no se utiliza un umbral específico para los distintos niveles de irradiancia. Este análisis es factible para las fallas de los grupos IG_1 e IG_2 y también se pueden incluir fallas simultáneas del interruptor y del diodo. En la Figura 3.11, se presenta el algoritmo propuesto en forma de diagrama de flujo.

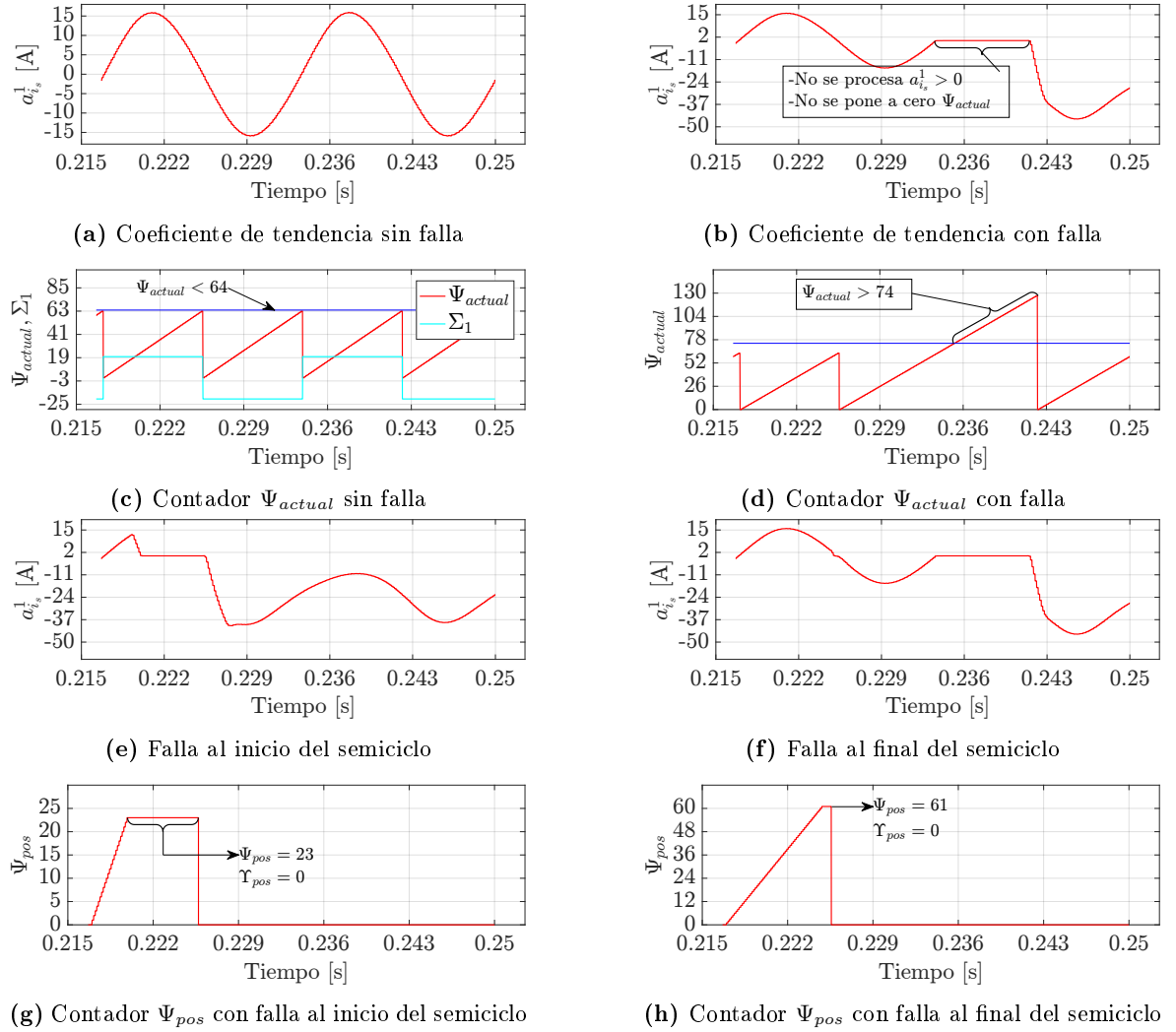


Figura 3.10: Coeficientes de tendencia que se procesan cuando ocurren fallas del grupo IG_1 .

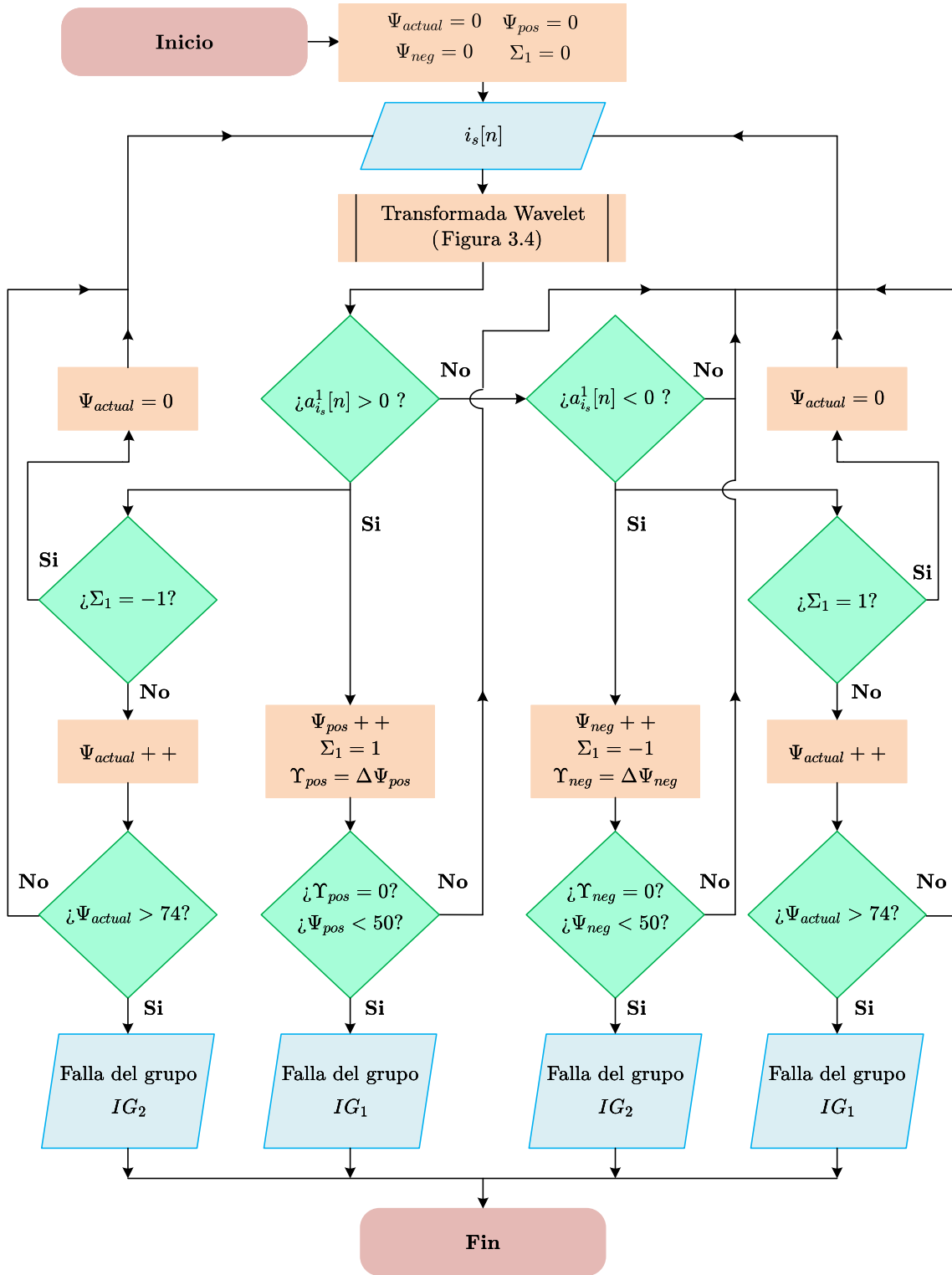


Figura 3.11: Algoritmo de diagnóstico de fallas de los grupos IG_1 e IG_2 .

3.3.1.2. Algoritmo de diagnóstico de las fallas del grupo IG_3

Las fallas del grupo IG_3 se diagnostican a partir del promedio de los coeficientes de tendencia de la transformada Wavelet del primer nivel de la señal $v_{cd}(t)$. Cuando ocurren fallas de este grupo, la corriente $i_{cd}(t)$ se hace cero, por lo que se puede plantear el balance de potencias en el bus de CD de la siguiente manera

$$P_{pv} = P_c = C_{cd} \frac{dv_{cd}(t)}{dt} v_{cd}(t), \quad (3.58)$$

$$v_{cd}(t) = \sqrt{2P_{pv}t - 2P_{pv}t_0 + v_{cd}^2(t_0)}, \quad (3.59)$$

donde t_0 representa el instante donde ocurre la falla, P_{pv} es la potencia promedio en los terminales del arreglo de paneles y P_c es la potencia en el condensador C_{cd} .

Mediante la ecuación (3.59) se puede justificar el aumento de la tensión del bus de CD cuando ocurre una falla del grupo IG_3 (Figura 3.7e). La variación de la irradiancia de un valor menor a otro mayor, es otra de las causas que justifican el aumento momentáneo de la tensión del bus de CD, y podría traer como consecuencia la operación incorrecta del algoritmo de diagnóstico. La potencia instantánea ($p_{pv}(t)$) en las terminales del panel se define mediante la ecuación (3.60), y su valor promedio es aproximadamente igual antes y después del instante en el que aparece la falla. Los incrementos de los niveles de irradiancia provocan un aumento progresivo de la potencia promedio. Estos comportamientos son indicadores que permiten distinguir una falla de un cambio de irradiancia.

$$p_{pv}(t) = v_{pv}(t)i_{pv}(t) \quad (3.60)$$

El algoritmo de diagnóstico representado en la Figura 3.12, se basa en determinar la derivada del promedio de los coeficientes de tendencia. Cuando este valor sea positivo y mayor que un umbral definido, se habilita un contador ($\Psi_{v_{cd_1}}$) para los coeficientes de tendencia, de forma tal que si la pendiente se mantiene por encima de dicho umbral después de procesar tres coeficientes de tendencia y la derivada de la potencia promedio es aproximadamente igual a cero, entonces se valida la existencia de una falla del grupo IG_3 . La derivada del promedio de los coeficientes de tendencia del primer nivel de la señal $v_{cd}(t)$ y la derivada del valor promedio de la potencia instantánea se definen mediante las expresiones siguientes

$$\Upsilon_{v_{cd}} = \kappa_{v_{cd}} \frac{\Delta\mu_{a_{v_{cd}}^1}}{2T_p} = 120\Delta\mu_{a_{v_{cd}}^1}, \quad (3.61)$$

$$\Upsilon_{p_{pv}} = \kappa_{p_{pv}} \frac{\Delta P_{pv}}{T_p} = 120\Delta P_{pv}, \quad (3.62)$$

donde $\Upsilon_{v_{cd}}$ y $\Upsilon_{p_{pv}}$ son las derivadas del promedio de los coeficientes de tendencia ($a_{v_{cd}}^1$) y del promedio de la potencia instantánea (P_{pv}), y $\kappa_{v_{cd}}$, $\kappa_{p_{pv}}$ son factores necesarios para lograr que las derivadas adopten la forma $\Upsilon_{v_{cd}} = 120\Delta\mu_{v_{cd}}$ y $\Upsilon_{p_{pv}} = 120\Delta P_{pv}$ respectivamente.

En la Figura 3.13 se presenta el algoritmo para obtener la derivada de la potencia promedio, y en ella los contadores Ψ_{pv_1} y Ψ_{pv_2} se utilizan para validar que la pendiente (positiva o negativa) de la potencia promedio sea mayor que un umbral definido.

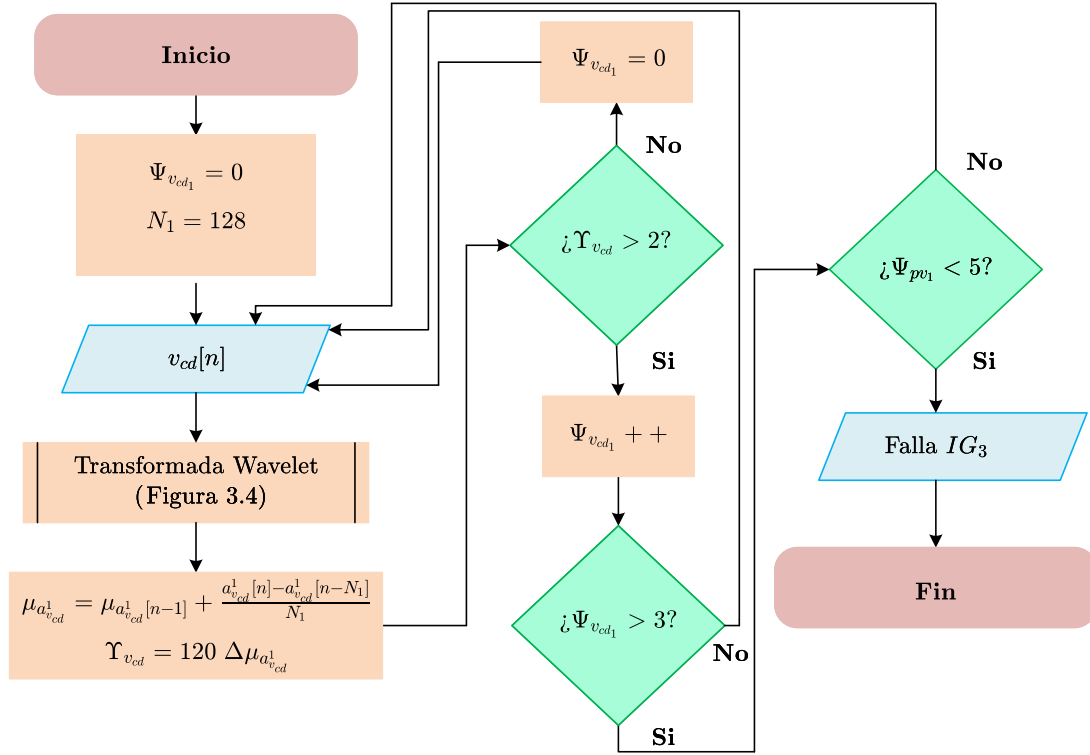


Figura 3.12: Algoritmo para el diagnóstico de las fallas del grupo IG_3 .

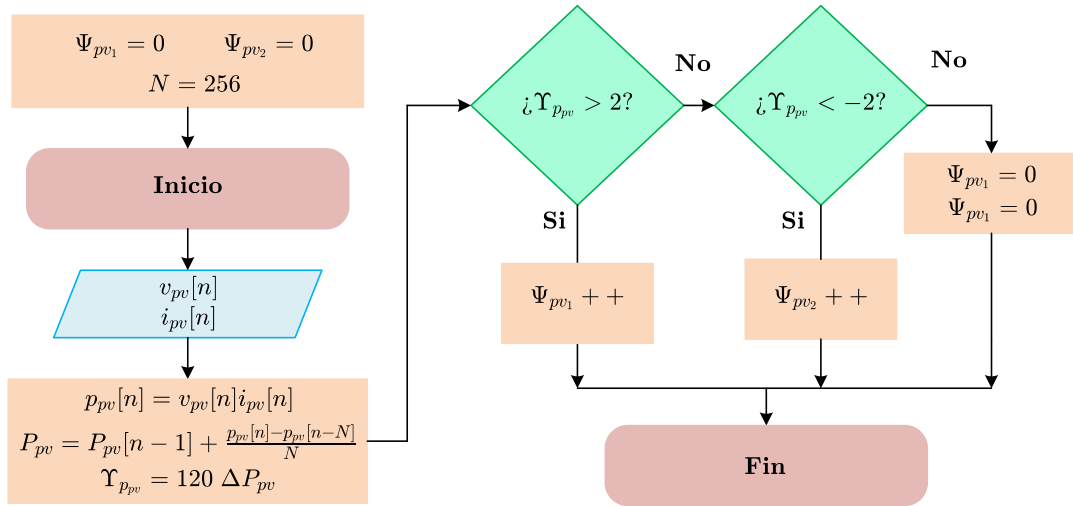


Figura 3.13: Algoritmo para el cálculo de la potencia promedio del arreglo de paneles.

3.3.1.3. Algoritmo de diagnóstico de las fallas del grupo IG_4

Estas fallas se pueden manifestar cuando por alguna causa, la señal de control no llega hasta los interruptores, o bien cuando por breves períodos de tiempo la señal proveniente del sensor de la corriente $i_s(t)$ no es retroalimentada al sistema de control. En ambos casos el desempeño no se deteriora, y la potencia se puede transferir a la red eléctrica.

En la Figura 3.14 se muestra el comportamiento de la señal de corriente cuando sucede este fenómeno, para dos niveles de irradiancia, así como la curtosis del coeficiente de fluctuación de la transformada Wavelet de tercer nivel. Para los niveles de irradiancia mostrados en la gráfica, la falla puede detectarse con el mismo umbral. Sin embargo, es importante aclarar que el proceso de diagnóstico se dificulta cuando los niveles de irradiancia están por debajo de los 100 W/m^2 , o bien, cuando la falla ocurre cerca de los cruces por cero. El algoritmo de diagnóstico se basa en la comparación de la curtosis con el umbral establecido, y se utiliza un contador (Ψ_{ku}) para validar la falla. El algoritmo propuesto se muestra en la Figura 3.15.

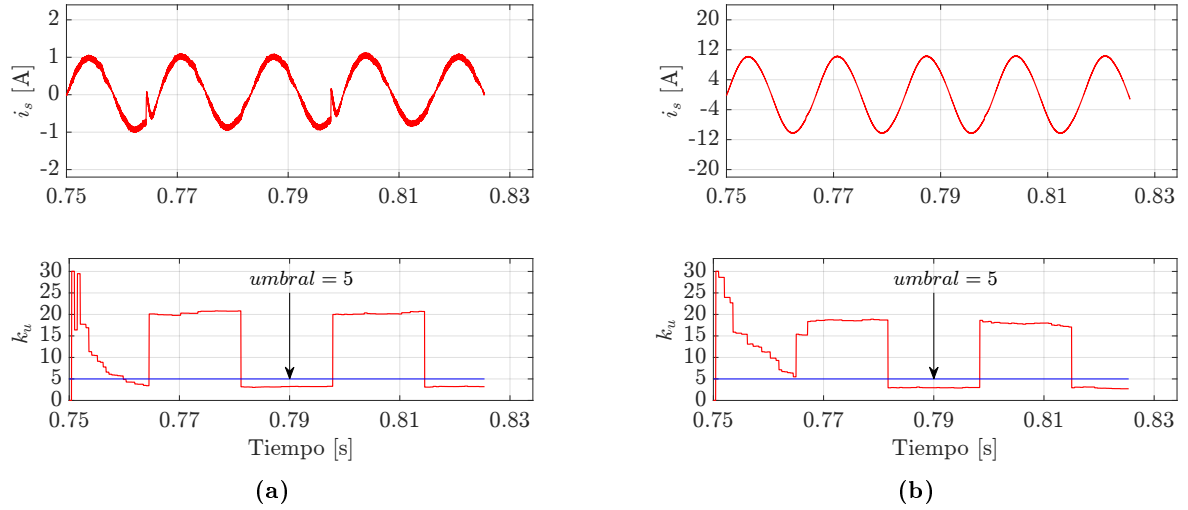


Figura 3.14: Fallas del grupo IG_4 . a) Irradiancia igual a 100 W/m^2 . b) Irradiancia igual a 1000 W/m^2 .

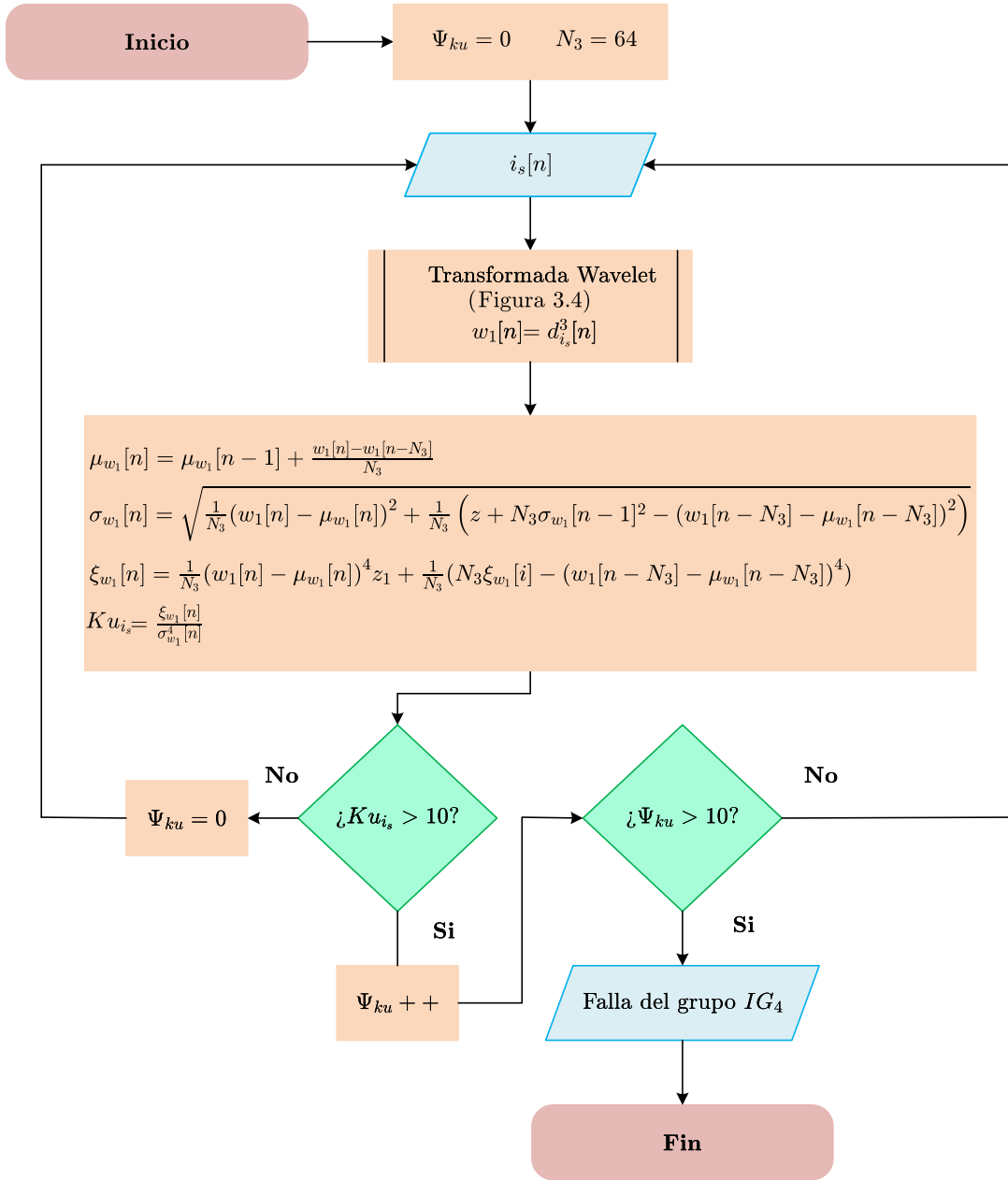


Figura 3.15: Algoritmo de diagnóstico de fallas del grupo IG_4 .

3.3.2. Algoritmo de diagnóstico de fallas para el enlace de media frecuencia

En el enlace de media frecuencia (ver Figura 3.1) se diagnostican fallas de circuito abierto en los interruptores de potencia y en los diodos del puente rectificador. Las fallas se agrupan de acuerdo al comportamiento de las señales de los sensores para cada uno de los escenarios. En las Figuras 3.16 y 3.17 se presentan algunas combinaciones de fallas de circuito abierto que

se evalúan. En la Tabla 3.4 se resumen los grupos de fallas que se consideran en este análisis.

Tabla 3.4: Clasificación de las fallas en el enlace de media frecuencia.

Nombre de la falla	Nomenclatura	Grupo de falla
Interruptor S_a abierto	F_{S_a}	MF_1
Interruptor S_b abierto	F_{S_b}	MF_2
Interruptor S_c abierto	F_{S_c}	MF_2
Interruptor S_d abierto	F_{S_d}	MF_1
Diodo D_f abierto	F_{D_f}	MF_1
Diodo D_g abierto	F_{D_g}	MF_2
Diodo D_h abierto	F_{D_h}	MF_2
Diodo D_i abierto	F_{D_i}	MF_1
Interruptores S_a y S_d abiertos	$F_{S_{ad}}$	MF_1
Interruptores S_b y S_c abiertos	$F_{S_{bc}}$	MF_2
Interruptores S_a y S_b abiertos	$F_{S_{ab}}$	MF_3
Interruptores S_a y S_c abiertos	$F_{S_{ac}}$	MF_3
Interruptores S_c y S_d abiertos	$F_{S_{cd}}$	MF_3
Interruptores S_b y S_d abiertos	$F_{S_{bd}}$	MF_3
Diodos D_f y D_i abiertos	$F_{D_{fi}}$	MF_1
Diodos D_g y D_h abiertos	$F_{D_{gh}}$	MF_2
Diodos D_f y D_g abiertos	$F_{D_{fg}}$	MF_3
Diodos D_f y D_h abiertos	$F_{D_{fh}}$	MF_3
Diodos D_h y D_i abiertos	$F_{D_{hi}}$	MF_3
Diodos D_g y D_i abiertos	$F_{D_{gi}}$	MF_3

Las fallas en los interruptores de potencia pueden estudiarse considerando que el diodo en antiparalelo se mantiene en operación, o bien se puede omitir. La técnica de diagnóstico propuesta contempla ambos casos.

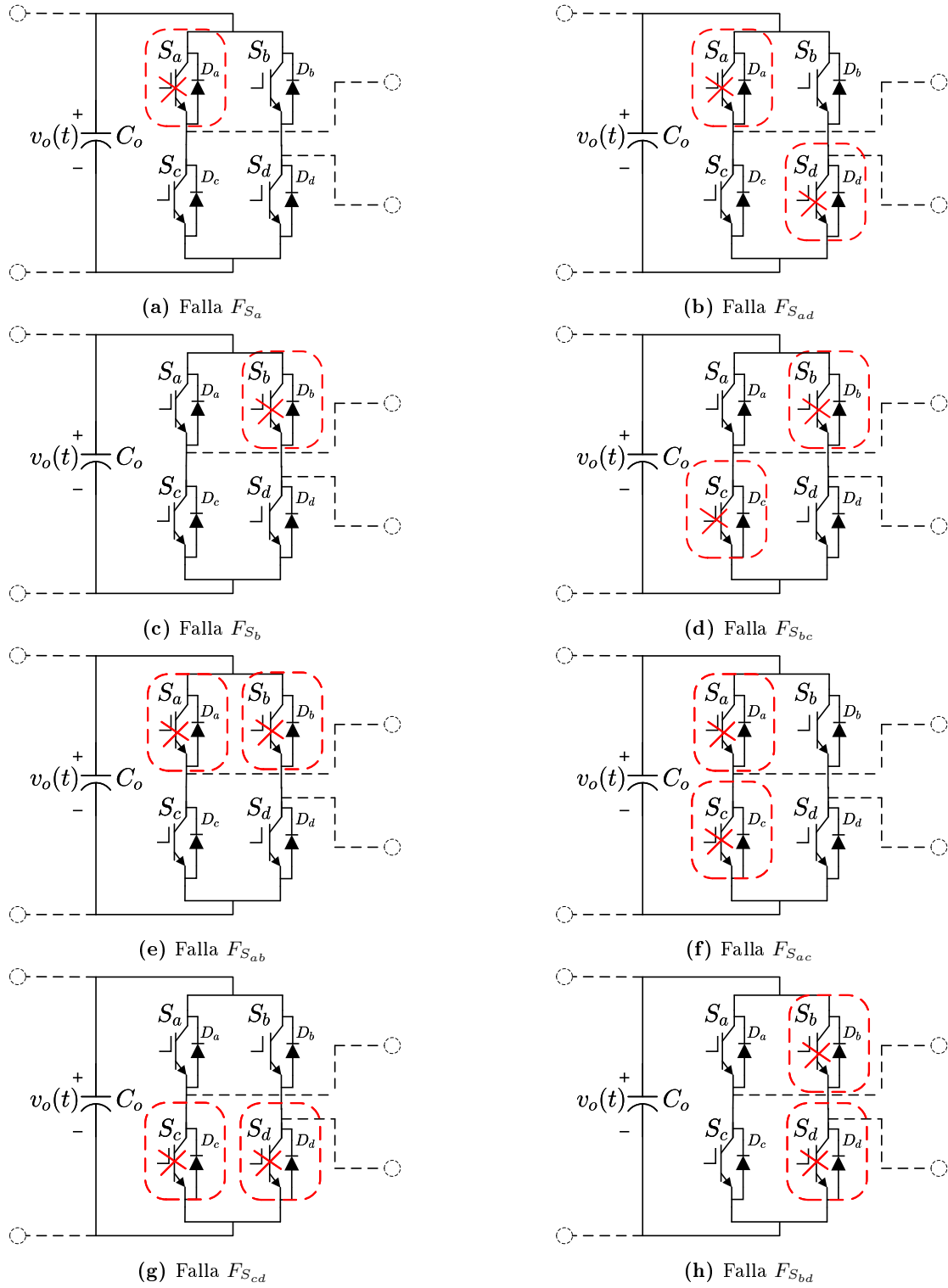


Figura 3.16: Fallas en el puente de interruptores del enlace de media frecuencia.

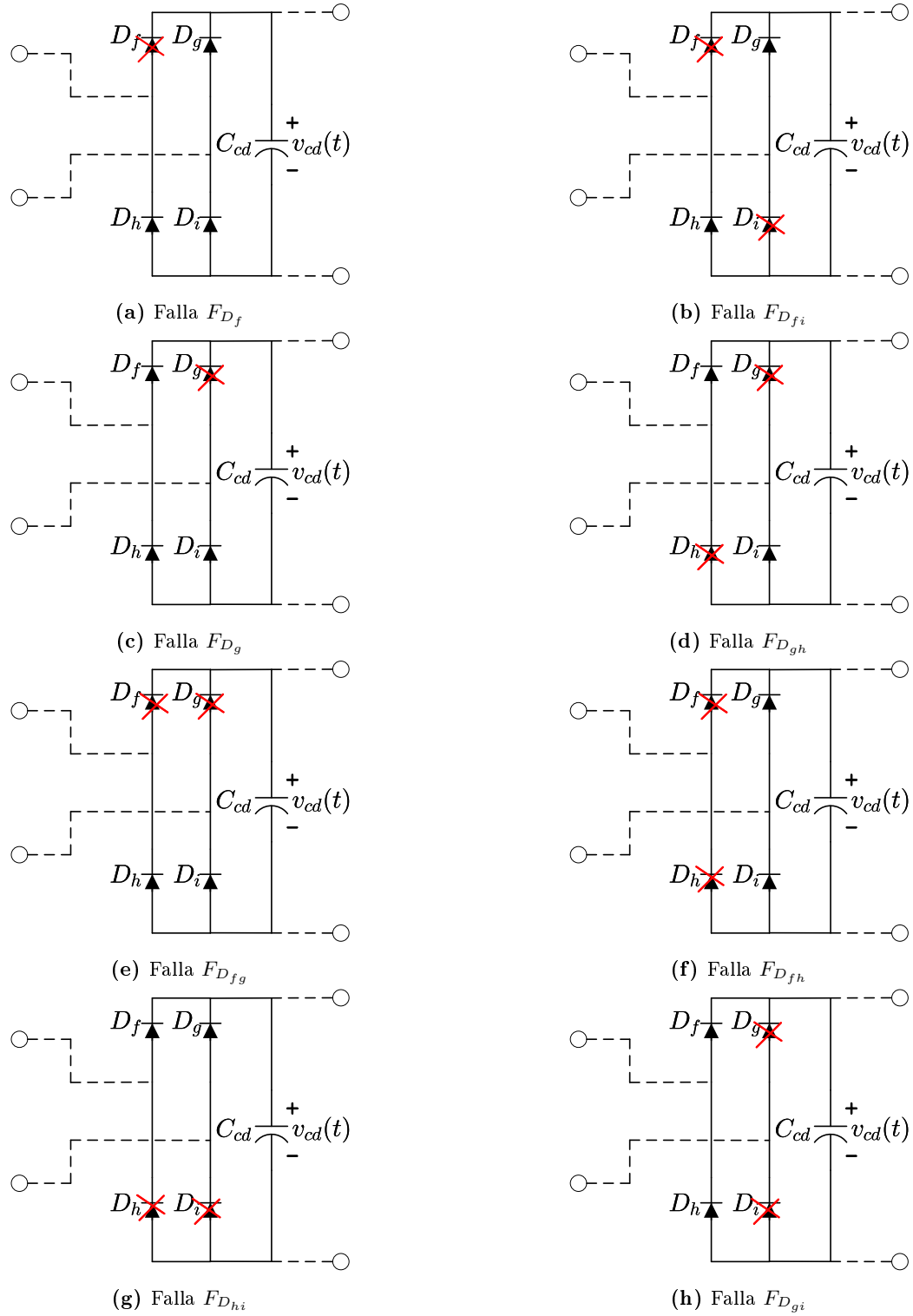


Figura 3.17: Fallas en el puente de diodos del enlace de media frecuencia.

3.3.2.1. Algoritmo de diagnóstico de las fallas de los grupos MF_1 y MF_2

La técnica de diagnóstico que se propone se basa en el estudio de la señal promedio de los coeficientes de fluctuación del tercer nivel de la transformada Wavelet de la tensión del bus de CD, $v_{cd}(t)$. Es importante señalar que los niveles de irradiancia afectan el desempeño del algoritmo, por lo cual se necesita una tabla que relacione los umbrales obtenidos para el valor promedio del coeficiente de fluctuación del tercer nivel con los distintos niveles de irradiancia (ver Tabla 3.5). El umbral se calcula a partir de los datos de la Tabla 3.5, y para este propósito se selecciona un valor de los que están en la columna derecha y que corresponda al valor promedio de $p_{pv}(t) = v_{pv}(t)i_{pv}(t)$ y $v_{pv}(t)$. En la mayoría de los casos se requiere realizar una interpolación lineal.

Tabla 3.5: Valores promedio para distintos niveles de irradiancia de los coeficientes de fluctuación de la transformada Wavelet de tercer nivel de la señal $v_{cd}(t)$.

Irradiancia (W/m^2)	Umbral
200	$895.507 \cdot 10^{-6}$
400	$1915.890 \cdot 10^{-6}$
600	$2394.891 \cdot 10^{-6}$
800	$4833.359 \cdot 10^{-6}$
1000	$4866.550 \cdot 10^{-6}$

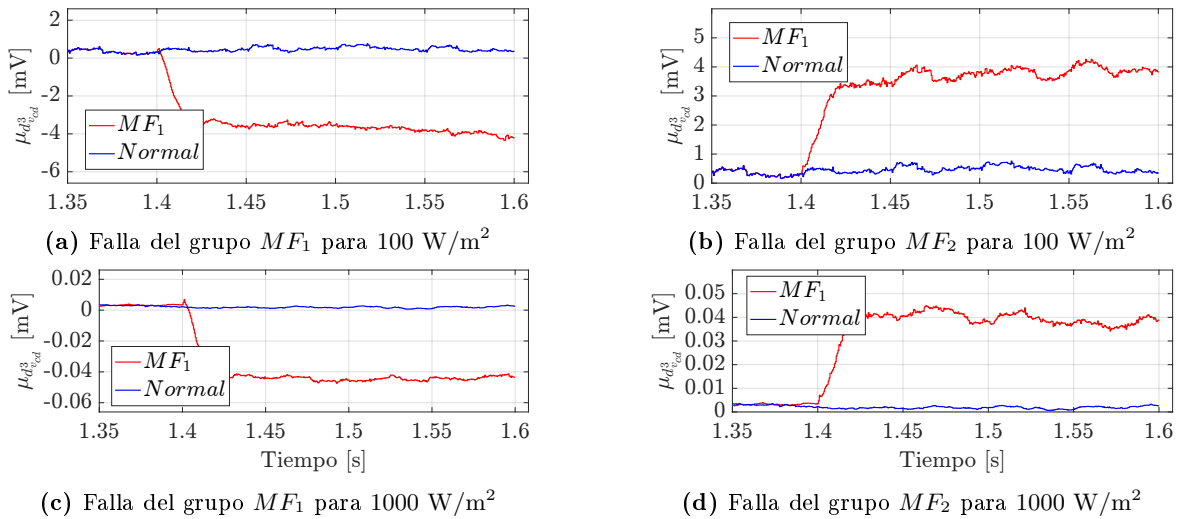


Figura 3.18: Señales para el diagnóstico del grupo de fallas MF_1 y MF_2 .

En la Figura 3.18 se presenta el comportamiento del valor promedio de los coeficientes de tendencia de la transformada Wavelet de tercer nivel ($\mu_{d^3_{v_{cd}}}(t)$) para fallas del grupo MF_1 y MF_2 en dos niveles de irradiancia diferentes. El valor promedio de las fallas del grupo MF_1 es menor que cero independientemente del nivel de irradiancia que se analice, mientras que

para las fallas del grupo MF_2 el valor promedio es positivo. Además, se debe señalar que el umbral depende del nivel de irradiancia en el que esté operando el sistema.

El diagrama de flujo del algoritmo de diagnóstico de los grupos de fallas que se analizan en esta sección se presenta en la Figura 3.19. Se debe destacar que la presencia de la falla se valida mediante la utilización de un contador (Ψ_{MF}), con el cual se pueden evaluar la cantidad de ciclos necesarios que deben transcurrir para considerar la existencia de la falla. Este método de diagnóstico es sensible a la variación de los parámetros del circuito, por lo que su desempeño se puede mejorar con la utilización de algún algoritmo adicional que sea capaz de adquirir los umbrales necesarios de forma automática. Este último aspecto, no se contempla en esta investigación.

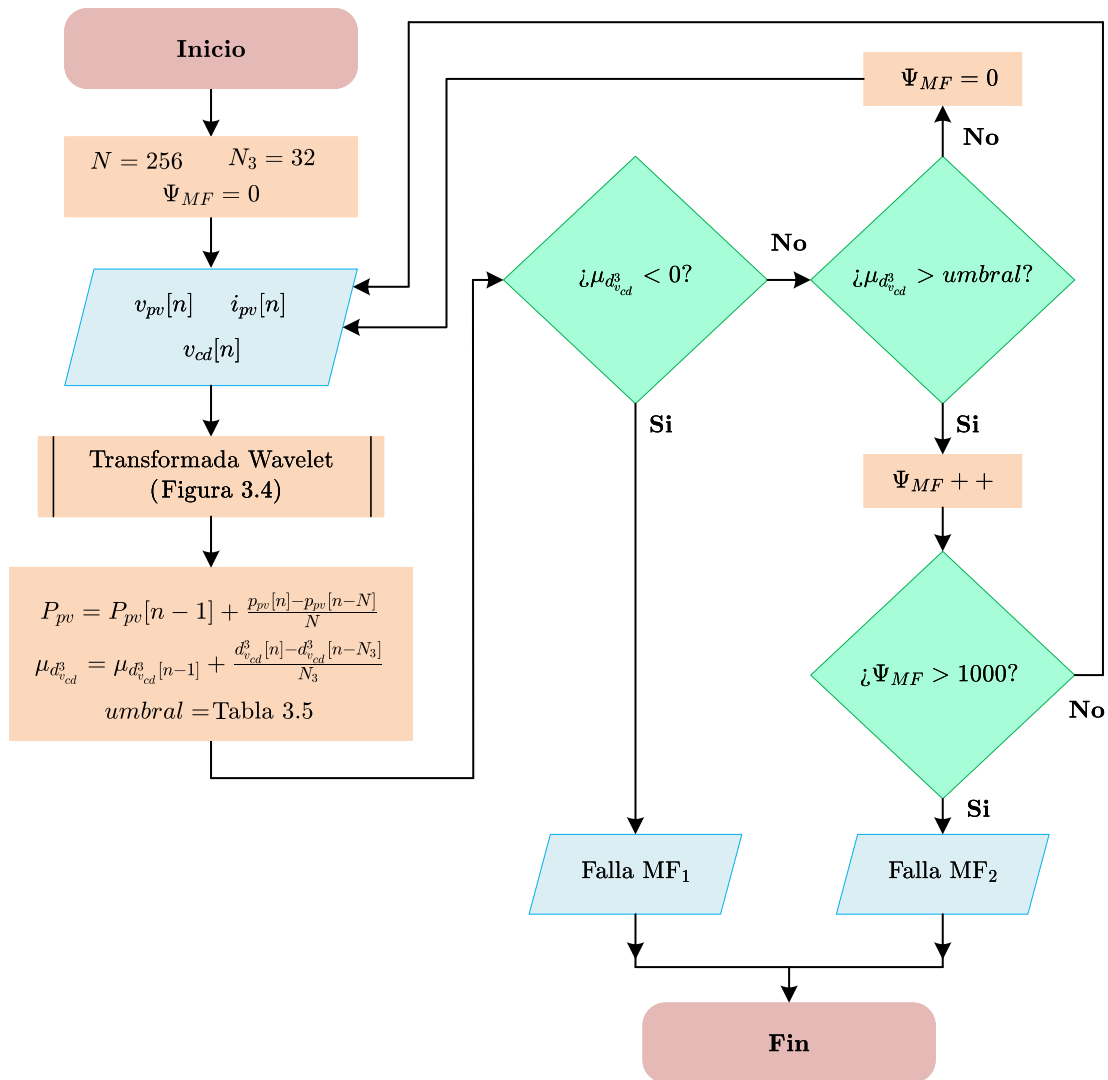


Figura 3.19: Algoritmo para el diagnóstico de los grupos de fallas MF_1 y MF_2 .

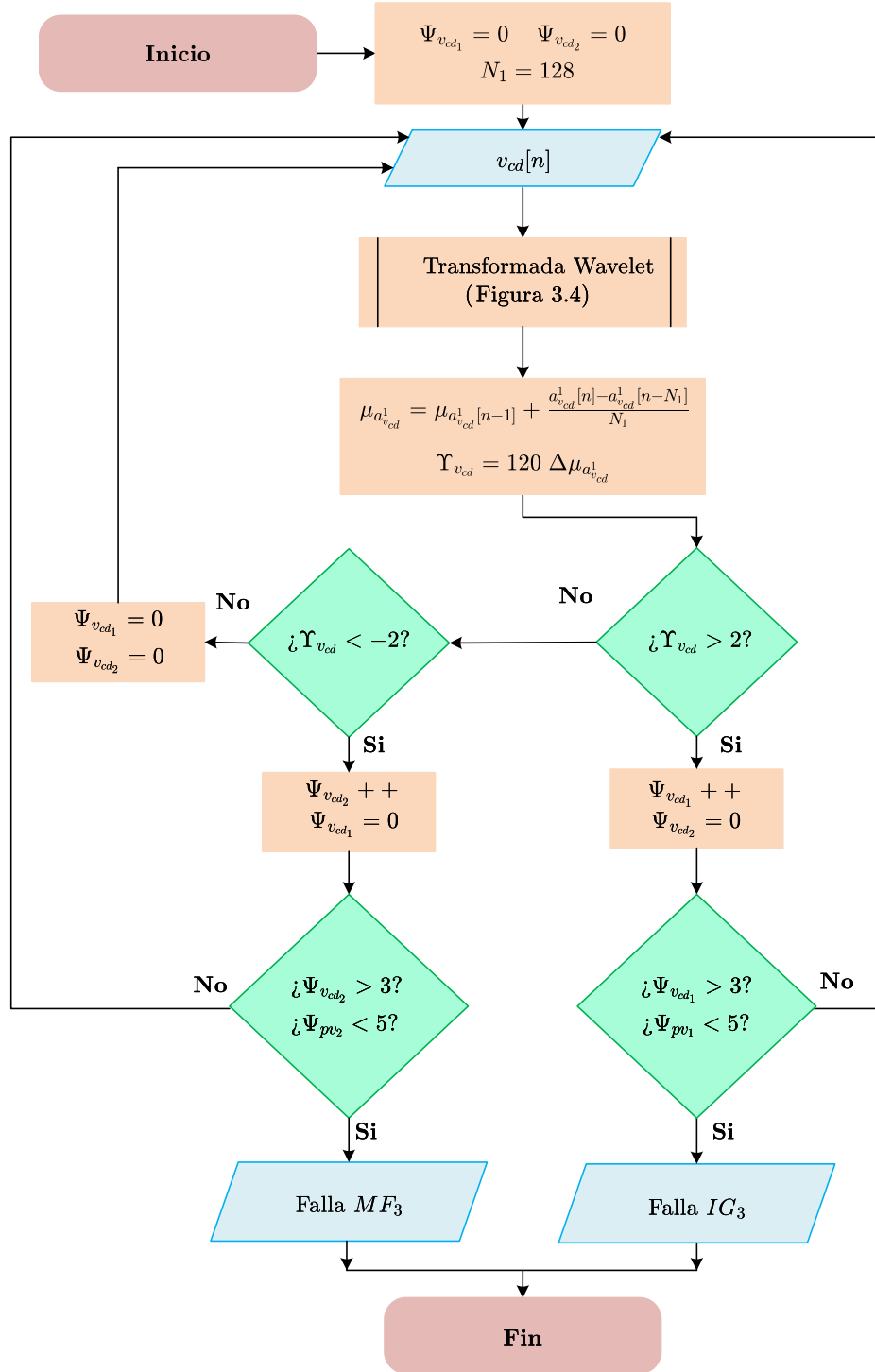


Figura 3.20: Algoritmo de diagnóstico de fallas de los grupos IG_3 y MF_3 .

3.3.2.2. Algoritmo de diagnóstico de las fallas del grupo MF_3

Cuando se experimentan fallas del grupo MF_3 , se deja de transferir la energía hacia el bus de CD, por lo tanto, el condensador C_{cd} se descarga. Toda la potencia que se extrae del arreglo de paneles la tiene que asumir el condensador C_o , y como resultado, la tensión $v_o(t)$ aumenta su valor progresivamente, siendo esto una condición de falla destructiva, y debe detectarse tan pronto como sea posible. Para el algoritmo de diagnóstico se propone el valor promedio de los coeficientes de tendencia de la transformada Wavelet del primer nivel de la señal $v_{cd}(t)$, y el esquema utilizado es una extensión del que se presenta en la Figura 3.13 para el inversor de salida. La diferencia fundamental entre las dos variantes es que en este caso se necesita evaluar cuanto tiempo el valor promedio de los coeficientes exhibe una pendiente negativa.

En la Figura 3.20 se generaliza el algoritmo presentado anteriormente, y por consiguiente, se señala que con los coeficientes de tendencia del primer nivel de descomposición de la señal $v_{cd}(t)$, se pueden diagnosticar fallas de los grupos IG_3 y MF_3 .

3.3.3. Algoritmo de diagnóstico de fallas en el convertidor CD-CD

Las fallas que se proponen para el análisis en el convertidor CD-CD son de circuito abierto en el interruptor de potencia, ver Figura 3.21. Se consideran dos casos: el primero es cuando dejan de operar tanto el interruptor como el diodo; y el segundo ocurre cuando el interruptor falla pero el diodo se mantiene en operación. En cualquiera de los casos, el algoritmo implementado es el mismo. Es necesario destacar que la señal de corriente del panel fotovoltaico se hace cero cuando ocurre la falla (en consecuencia los coeficientes de tendencia de la transformada Wavelet del primer nivel de descomposición también), tal como se observa en la Figura 3.22, y por lo tanto no se extrae potencia del panel fotovoltaico para instantes posteriores. Este hecho provoca una disminución de la tensión $v_{cd}(t)$, y es un aspecto a considerar cuando se ejecuta el algoritmo de diagnóstico de fallas del grupo MF_3 .

El algoritmo que se propone para el diagnóstico de fallas de circuito abierto en el convertidor CD-CD, se basa en la derivada de los coeficientes de tendencia del primer nivel de descomposición de la transformada Wavelet de la señal $i_{pv}(t)$ y su diagrama de flujo se presenta en la Figura 3.23. La derivada de estos coeficientes se hace negativa cuando ocurre la falla, y el signo de la derivada se mantiene constante hasta el momento en el que los coeficientes se hacen cero. En este sentido, se recomienda utilizar un contador ($\Psi_{i_{pv}}$) que evalúe la cantidad de tiempo en el que la derivada es negativa, y con ello, se puede emitir un criterio de la ocurrencia de la falla. Con este fin es importante contar la cantidad de coeficientes de tendencia de la señal $i_{pv}(t)$ que se procesan en cada ciclo de red. La derivada de los coeficientes de tendencia se define como

$$\Upsilon_{i_{pv}} = \kappa_{i_{pv}} \frac{\Delta a_{i_{pv}}^1}{2T_p} = 120 \Delta a_{i_{pv}}^1, \quad (3.63)$$

donde $\Upsilon_{i_{pv}}$ es la derivada de los coeficientes de tendencia, $a_{i_{pv}}^1$ son los coeficientes de tendencia y $\kappa_{i_{pv}}$ es una constante necesaria para lograr que la derivada adopte la forma $\Upsilon_{a_{i_{pv}}^1} = 120 \Delta a_{i_{pv}}^1$.

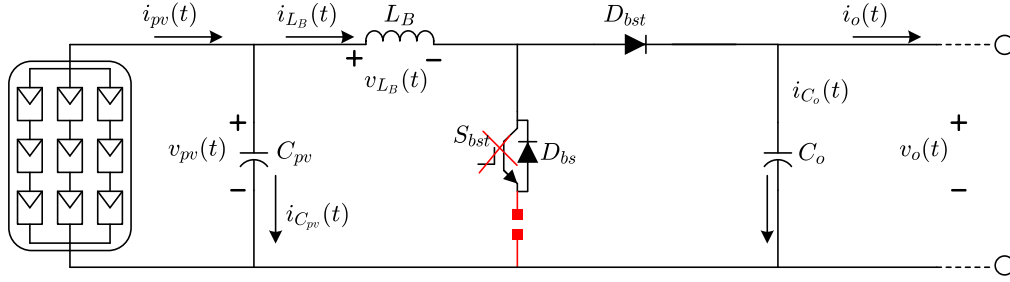


Figura 3.21: Falla de circuito abierto en el interruptor del convertidor CD-CD.

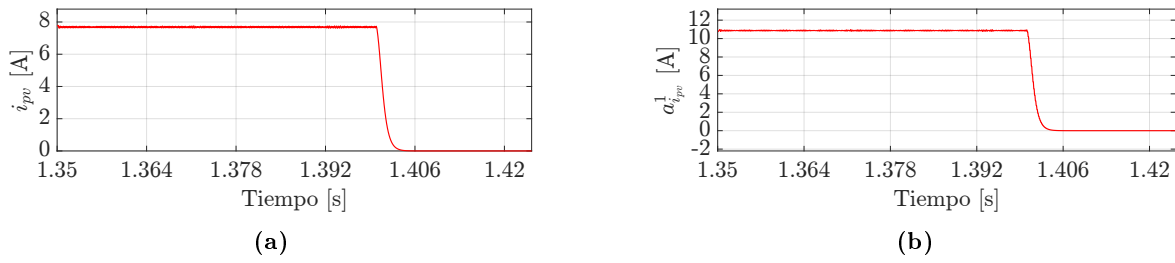


Figura 3.22: Comportamiento de los coeficientes de tendencia cuando ocurre una falla de circuito abierto en el interruptor del convertidor CD-CD. a) Corriente $i_{pv}(t)$ cuando ocurre una falla de circuito abierto. b) Coeficientes de tendencia $a^1_{i_{pv}}(t)$ de la corriente $i_{pv}(t)$.

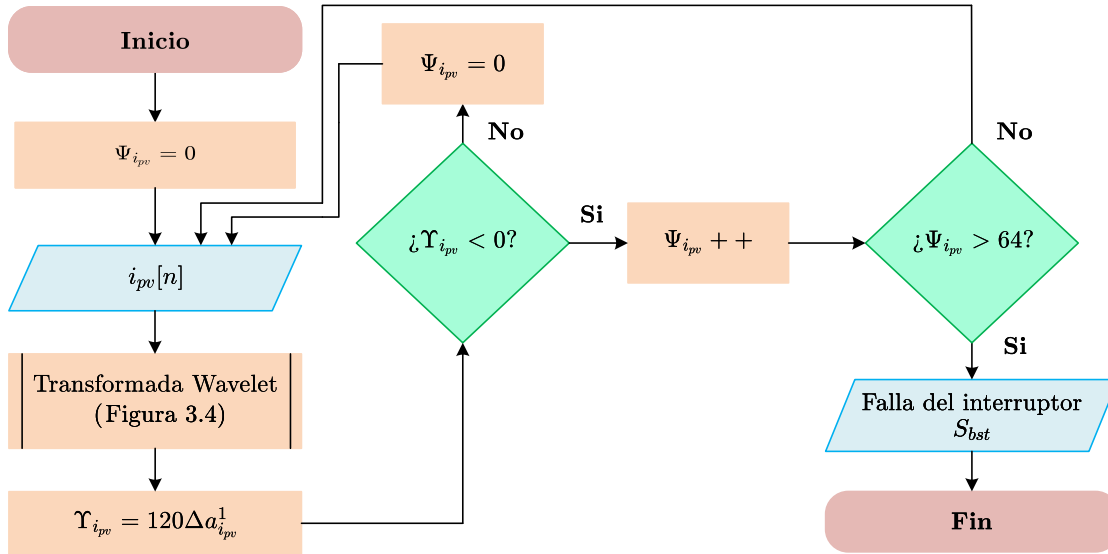


Figura 3.23: Algoritmo de diagnóstico de fallas en el convertidor CD-CD.

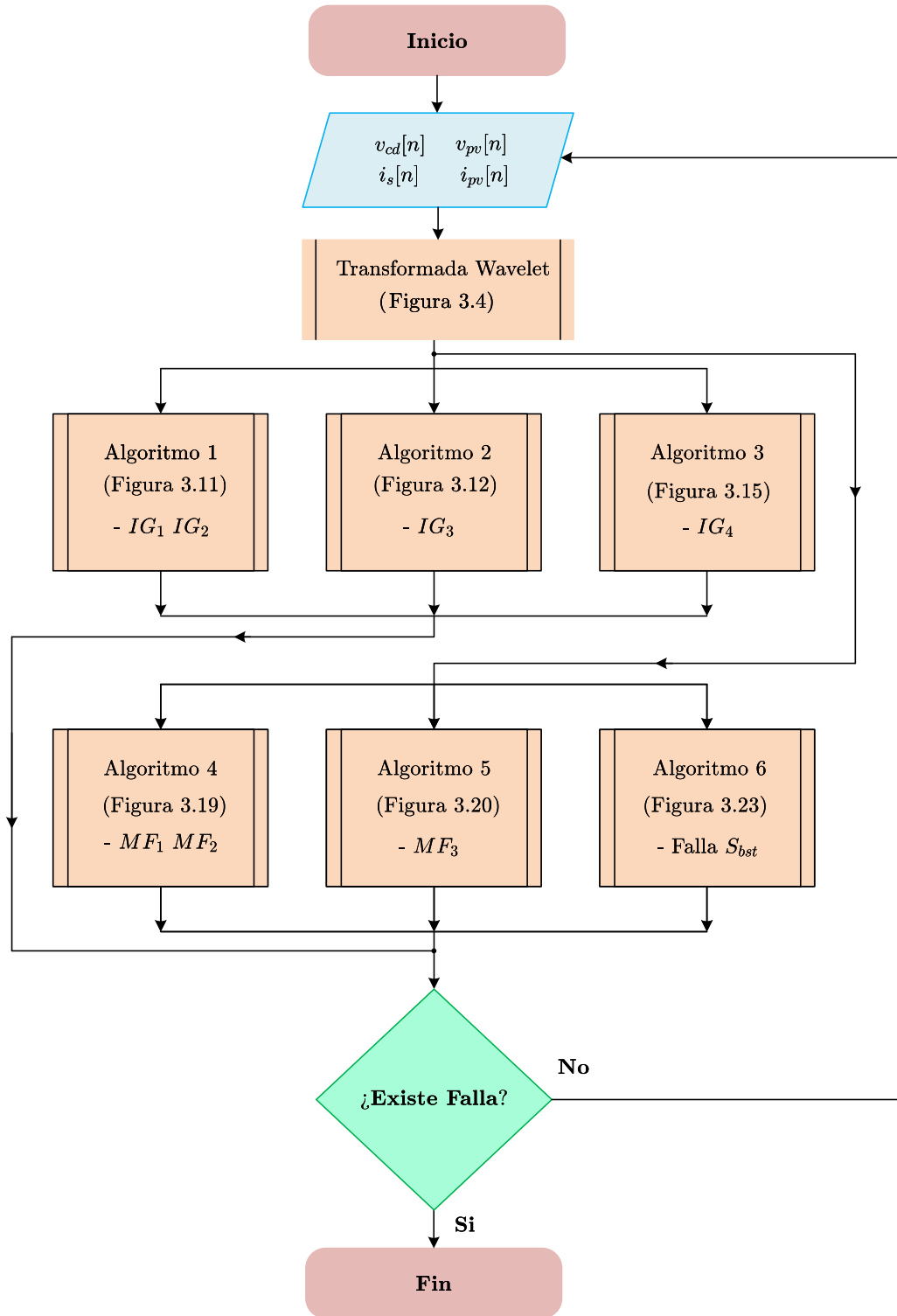


Figura 3.24: Algoritmo de diagnóstico de fallas general.

3.3.4. Algoritmo de diagnóstico de fallas general para la topología propuesta

El esquema general del algoritmo de diagnóstico de fallas es una combinación de los algoritmos desarrollados anteriormente y en esta propuesta se considera el impacto que tienen las fallas de los distintos componentes en cada uno de los algoritmos individuales (Figura 3.24). El caso más crítico en este sentido, son las fallas del grupo MF_3 . Cuando los niveles de irradiancia cambian abruptamente de un nivel alto a un nivel más bajo, la señal de tensión $v_{cd}(t)$ disminuye su valor, y este comportamiento enmascara las fallas de este grupo.

Otro aspecto a considerar es que las fallas de los grupos MF_1 y MF_2 , son susceptibles a los cambios en los niveles de irradiancia y a la variación de los parámetros del circuito. Sin embargo, la existencia de una falla de los grupos MF_1 y MF_2 no inhabilita la operación del sistema, y por lo tanto, no es necesario un diagnóstico rápido de este tipo de fallas.

Las fallas en el sistema de control estudiadas para el inversor no impiden que se pueda transferir la energía a la red, siempre que se manifiesten en cortos períodos de tiempo. Es importante señalar que cuando las fallas de este tipo ocurren cerca de los cruces por cero de la señal de corriente, el algoritmo propuesto no es capaz de percibir la existencia de éstas.

En la Tabla 3.6 se muestran las fallas que se pueden diagnosticar con el método general propuesto. El algoritmo 1 se utiliza para diagnosticar fallas de circuito abierto en los interruptores de potencia del inversor de salida. Se observa que una falla en la pareja de interruptores S_1 y S_2 se puede distinguir de una falla que pueda ocurrir en los interruptores S_3 y S_4 . Con el algoritmo 1 no se consiguen localizar fallas individuales de los interruptores. Esto significa que si ocurre una falla en el interruptor S_1 , se obtendría el mismo comportamiento que en el caso de que fallara de forma individual el interruptor S_2 , o bien la pareja de interruptores S_1 y S_2 , y por lo tanto no se podría lograr una identificación sobre cuál de los interruptores es el que provoca la falla. La operación de este algoritmo es posible en un amplio rango de los niveles de irradiancia (entre 50 - 1000 W/m²), y para este propósito no se necesita emplear un umbral distinto para cada uno.

El algoritmo 2 es capaz de detectar la existencia de fallas de circuito abierto en las parejas de interruptores siguientes: $S_1 - S_3$, $S_1 - S_4$, $S_3 - S_2$ y $S_4 - S_2$. Aunque este algoritmo no permite definir cuál de estas parejas de interruptores es la causa de la falla, se debe señalar que su operación es satisfactoria para niveles de irradiancia por encima de los 100 W/m².

El algoritmo 3 contempla fallas momentáneas en los interruptores $S_1 - S_3$, $S_3 - S_4$ del inversor de salida, o bien en el sensor de la corriente $i_s(t)$. En cualquiera de estas variantes es posible detectar la existencia de este tipo de fallas para niveles de irradiancia por encima de los 100 W/m²; sin embargo, no se puede identificar cuál de estos interruptores individualmente es la causa de la falla.

Los algoritmos 4 y 5 se proponen para el diagnóstico de fallas de circuito abierto en los interruptores del enlace de media frecuencia. En el caso del algoritmo 4, aunque las fallas en S_a , S_d , D_f y D_i se pueden distinguir de las fallas en S_b , S_c , D_g y D_h , no es posible determinar por ejemplo, si la falla se debe al interruptor S_a o bien a S_d . Para este algoritmo se necesita almacenar distintos umbrales para cada nivel de irradiancia, siendo además susceptible a la

variación de los parámetros del circuito.

Con el algoritmo 5 se pueden detectar fallas del enlace de media frecuencia en las parejas de interruptores siguientes: $S_a - S_b$, $S_a - S_c$, $S_b - S_d$, $S_c - S_d$ y en las parejas de diodos: $D_f - D_g$, $D_f - D_h$, $D_g - D_i$ y $D_h - D_i$; sin embargo, no es posible determinar cuál de estas parejas de interruptores o diodos es la causa de la falla. Con este algoritmo no es necesaria la utilización de varios umbrales para el diagnóstico de los distintos escenarios de fallas.

El algoritmo 6 permite diagnosticar fallas de circuito abierto en el interruptor de potencia del convertidor CD-CD. Con este algoritmo se utiliza un único umbral para todo el rango de irradiancias.

Tabla 3.6: Fallas que se pueden diagnosticar con el algoritmo propuesto.

Sección del convertidor	Algoritmo	Fallas que se pueden diagnosticar con cada algoritmo
Inversor de salida	Algoritmo 1 Figura 3.11	$F_{S_{12}}$ $F_{S_{34}}$
Inversor de salida	Algoritmo 2 Figura 3.13	$F_{S_{13}}$ $F_{S_{42}}$ $F_{S_{32}}$ $F_{S_{14}}$
Inversor de salida	Algoritmo 3 Figura 3.15	$F_{S_{13}}$ $F_{S_{42}}$
Enlace de media Frecuencia	Algoritmo 4 Figura 3.19	$F_{S_{ad}}$ $F_{S_{bc}}$ $F_{D_{fi}}$ $F_{D_{gh}}$
Enlace de media frecuencia	Algoritmo 5 Figura 3.20	$F_{S_{ab}}, F_{S_{ac}}$ $F_{S_{cd}}, F_{S_{bd}}$ $F_{D_{fg}}, F_{D_{fh}}$ $F_{D_{hi}}, F_{D_{gi}}$
Convertidor cd-cd	Algoritmo 6 Figura 3.23	Falla en el interruptor del convertidor cd-cd

Capítulo 4

Resultados

En este capítulo se evalúan los algoritmos de diagnóstico de fallas propuestos para distintos niveles de irradiancia, en cada uno de los escenarios de fallas para los cuales fueron considerados. Los análisis contemplan varios grupos de fallas, que se distinguen unos de otros por el comportamiento de las señales. La mayoría de los trabajos que se han reportado en la literatura solamente consideran una irradiancia de operación; sin embargo, en esta investigación se contempla todo el rango de operación del sistema fotovoltaico.

Con la inductancia de enlace L_s se garantiza cumplir con los requerimientos impuestos por la norma IEEE 519-2014, que especifica un nivel de THD menor al 5 % para la corriente en el lado de alterna del inversor. El estándar IEEE 1547-2003 establece que si la magnitud de los armónicos generados por el sistema de generación distribuida superan determinados valores, entonces se debe desconectar de la red eléctrica.

Los distintos escenarios de fallas estudiados en el capítulo anterior provocan que se generen armónicos no deseados y por lo tanto es deseable que las fallas puedan ser diagnosticadas en el menor tiempo posible. Además, es necesario evitar la propagación de la falla y la destrucción del sistema de generación en algunos casos, como por ejemplo, cuando ocurren fallas de circuito abierto en los interruptores del inversor de salida.

4.1. Armónicos de corriente en operación normal

Con el valor de inductancia de enlace seleccionado $L_s = 12.2$ mH, el aporte de los armónicos de orden superior ($f_n > 19.5$ kHz) a la distorsión armónica total es despreciable. Uno de los aspectos que se deben considerar es que la THD es función de la potencia que se extrae del arreglo fotovoltaico, y en sentido general se puede afirmar que mientras menos potencia se transfiera hacia la red, la THD de la corriente $i_s(t)$ aumenta. El ajuste del ancho de banda del controlador de la tensión $v_{cd}(t)$ es otro elemento a considerar cuando se estudia el contenido de armónicos de la corriente, y es importante que éste sea 10 veces menor que el armónico de segundo orden con respecto a la fundamental. Los niveles de distorsión armónica de la corriente i_s en el lado de alterna del inversor para dos niveles de irradiancia (500 W/m^2

y 1000 W/m^2) se muestran en la Figura 4.1, y en ambos casos la THD está por debajo del valor establecido en la norma. La componente de corriente directa tiene que ser menor que el 0.5 % de la componente fundamental, y la magnitud de cada armónico individual inferior al 4 %. El comportamiento de la THD en función de la irradiancia se presenta en la Figura 4.2, y en ella se puede observar que a mayor irradiancia menor THD, y viceversa.

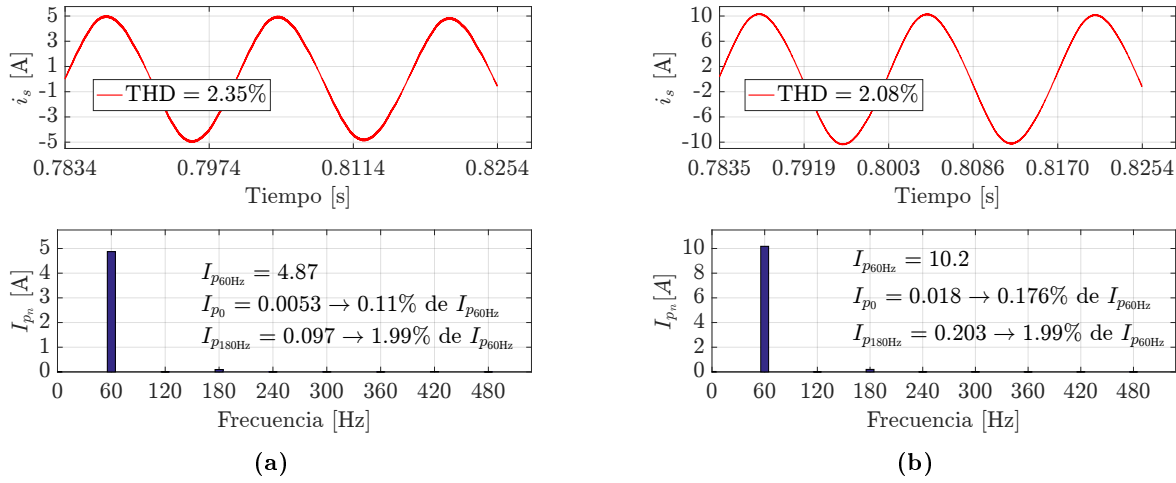


Figura 4.1: Contenido armónico de $i_s(t)$ considerando dos niveles de irradiancia y un ancho de banda del controlador de tensión de 12 Hz. a) Irradiancia de 500 W/m^2 . b) Irradiancia de 1000 W/m^2 .

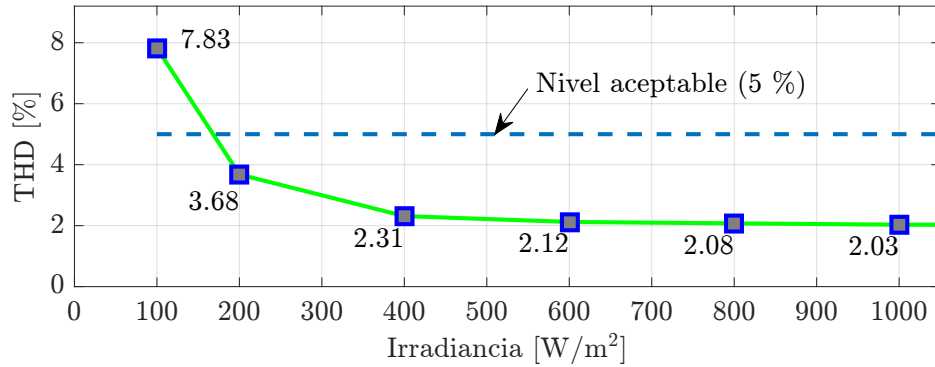


Figura 4.2: Comportamiento de la THD de la corriente i_s para diferentes niveles de irradiancia.

4.2. Relación entre el ancho de banda del controlador de la tensión del bus de CD y los armónicos de corriente en el inversor

La rapidez del sistema de control de la tensión $v_{cd}(t)$ depende del ancho de banda de su controlador; mientras mayor sea este parámetro, más rápido será el sistema de control. En la Figura 4.3 se muestra la regulación de la tensión del bus de CD para dos controladores con

anchos de banda diferentes. Cuando se realiza un cambio de 1000 W a 0 W en la potencia que se extrae de los paneles en el instante $t = 0.95$ s, la tensión del bus de CD se regula a 250 V luego de 50 ms para el controlador con ancho de banda de 24 Hz, a diferencia de los 100 ms que se obtienen cuando el ancho de banda es de 12 Hz. Además, se observa que la corriente en el lado de alterna del inversor se iguala a cero cuando la potencia extraída toma ese mismo valor. No obstante, a pesar de obtener un menor tiempo de respuesta con el de ancho de banda de 24 Hz, no se logran cumplir los requerimientos del estándar IEEE 1547-2003, el cual exige una distorsión armónica de la corriente (en este caso i_s) menor al 5 %. En la Figura 4.4 se muestra el contenido armónico de i_s para el controlador con ancho de banda de 24 Hz y claramente se visualiza que la THD de la corriente está por encima del 5 % para los dos niveles de irradiancia de 500 W/m² y 1000 W/m².

En otros trabajos de investigación se reportan tiempos de respuesta de alrededor de 100 ms [74], [75], [77], [78]; sin embargo, se necesitan emplear controladores un poco más elaborados, o bien la utilización de estimadores de la tensión del bus de CD.

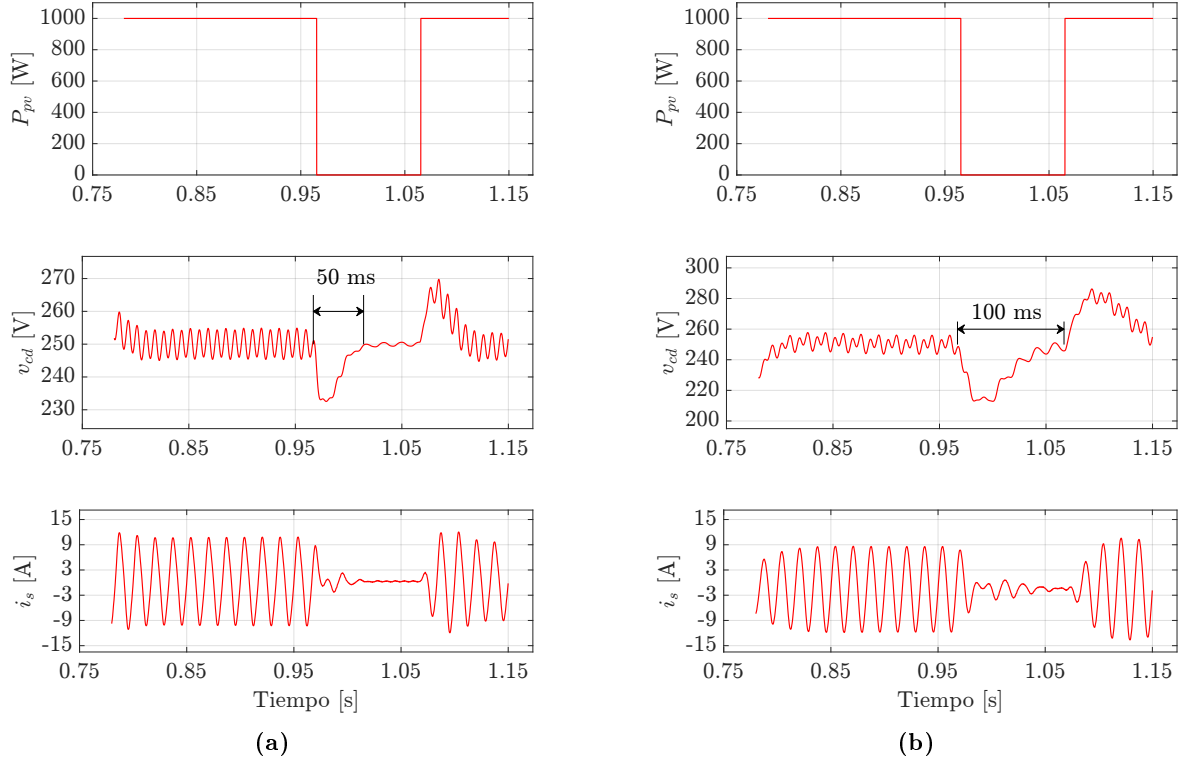


Figura 4.3: Regulación de la tensión del bus de CD para dos niveles de irradiancia diferentes. a) Ancho de banda igual a 24 Hz. b) Ancho de banda igual a 12 Hz.

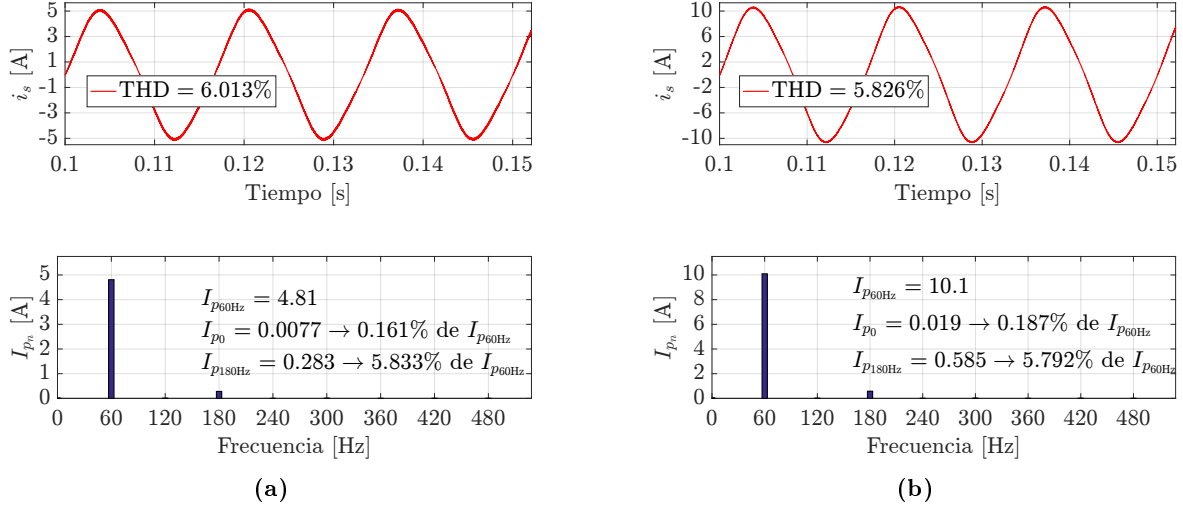


Figura 4.4: Armónicos de la corriente $i_s(t)$ para un ancho de banda igual a 24 Hz. a) Irradiancia igual a 500 W/m². b) Irradiancia igual a 1000 W/m².

4.3. Diagnóstico de fallas en el inversor

4.3.1. Fallas de los grupos IG_1 e IG_2

El tiempo necesario para la detección y localización de las fallas de circuito abierto de los grupos IG_1 e IG_2 varía en función del ángulo eléctrico donde ocurre la falla dentro de un semiciclo de red. En el diagnóstico de fallas de circuito abierto en los interruptores del inversor de salida se emplean dos algoritmos. El primero se basa en el número de coeficientes de tendencia que se evalúan a partir de la señal $i_s(t)$ en la mitad del período de un ciclo de red, y el segundo utiliza la derivada de los contadores de los coeficientes de tendencia de la misma señal, donde uno de los contadores se incrementa cuando se procesan coeficientes de tendencia positivos, y el otro cuando son negativos. En la Figura 4.5a se observa el comportamiento de las señales $i_s(t)$ y $a_{i_s(t)}^1$ cuando ocurre una falla de circuito abierto en el interruptor S_1 (ver Figura 3.1) al inicio del semiciclo positivo para un nivel de irradiancia de 100 W/m². En esta figura se observa el funcionamiento del algoritmo número dos, siendo capaz de realizar la tarea de diagnóstico en 2.8 ms. La detección de la falla en este caso ocurre cuando la derivada Υ_{pos} del contador de coeficientes positivos Ψ_{pos} de la señal $a_{i_s(t)}^1$ es igual a cero, y como segundo requisito se debe cumplir que $\Psi_{pos} < 50$. Estas dos condiciones provocan que el contador Ψ_{d_4} se incremente, y si su valor es igual al umbral preestablecido, es decir $umbral_3 = 20$, entonces se valida la existencia de la falla. El contador Ψ_{actual} se hace cero alrededor de los cruces por cero de la señal $i_s(t)$, y solamente sobrepasa el umbral preestablecido ($umbral_1 = 74$) cuando se dejan de procesar los coeficientes de tendencia positivos, lo cual también es un indicador de falla; sin embargo, se debe notar que el algoritmo dos actúa más rápido debido a que es más apropiado cuando la falla ocurre al inicio del semiciclo.

En la Figura 4.5b la falla de circuito abierto en el interruptor S_1 ocurre al finalizar el

semiciclo positivo de la corriente i_s , es decir en el instante t_0 . A diferencia del caso anterior, la falla se detecta cuando el contador $\Psi_{actual} > umbral_1 = 74$ (instante t_1). Nótese que aunque la derivada Υ_{pos} se hace cero, el contador Ψ_{d_4} no se incrementa debido a que $\Psi_{pos} > umbral_2 = 50$, y por lo tanto no se cumplen las dos condiciones para la ejecución del algoritmo dos.

Cuando la falla de circuito abierto del interruptor S_1 ocurre en el semiciclo negativo de la señal $i_s(t)$, ya sea al inicio o al final, tal y como se presenta en las Figuras 4.6a y 4.6b, el inversor mantiene su operación normal mediante los interruptores S_3 y S_4 hasta que llega el semiciclo positivo. Como la derivada Υ_{neg} es cero pero $\Psi_{neg} > umbral_2 = 50$, el contador Ψ_{d_5} no se incrementa y el diagnóstico se realiza con el algoritmo uno cuando el contador $\Psi_{actual} > 74$.

En las Figuras 4.7 y 4.8 se presenta el comportamiento de las señales cuando ocurre una falla de circuito abierto en el interruptor S_3 en el semiciclo positivo, para un nivel de irradiancia de 100 W/m^2 . En la Figura 4.7 el análisis es similar a cuando se abre S_1 en el semiciclo negativo de la señal $i_s(t)$ y las fallas son detectadas por el algoritmo uno. Para el caso de la Figura 4.8a, se cumplen las dos condiciones: la derivada Υ_{neg} es cero y $\Psi_{neg} < umbral_2 = 50$, por lo tanto el contador Ψ_{d_5} se incrementa y el diagnóstico se ejecuta mediante el algoritmo dos. En la Figura 4.8b la derivada Υ_{neg} es cero pero $\Psi_{neg} > umbral_2 = 50$ y el algoritmo uno es el que actúa.

El tiempo máximo para el diagnóstico no supera un ciclo de red, y esto es una consecuencia del cálculo de los coeficientes de tendencia en la misma medida que se van adquiriendo las muestras. En las Figuras de 4.9 a la 4.12 se evalúa el desempeño del algoritmo para la máxima irradiancia en las mismas condiciones que en el caso de irradiancia igual 100 W/m^2 . En todas las simulaciones presentadas se utilizan los mismos umbrales para todo el rango de irradiancias. Para facilitar la interpretación de las figuras de este capítulo, se definen las siguientes funciones que se muestran en las ilustraciones de la parte superior:

$$\gamma(t) = \begin{cases} 1 & \text{Si no hay falla} \\ 0 & \text{Cuando hay falla} \end{cases} \quad \nu(t) = \begin{cases} 1 & \text{Cuando se diagnostica la falla} \\ 0 & \text{Cuando no se diagnostica la falla} \end{cases} \quad (4.1)$$

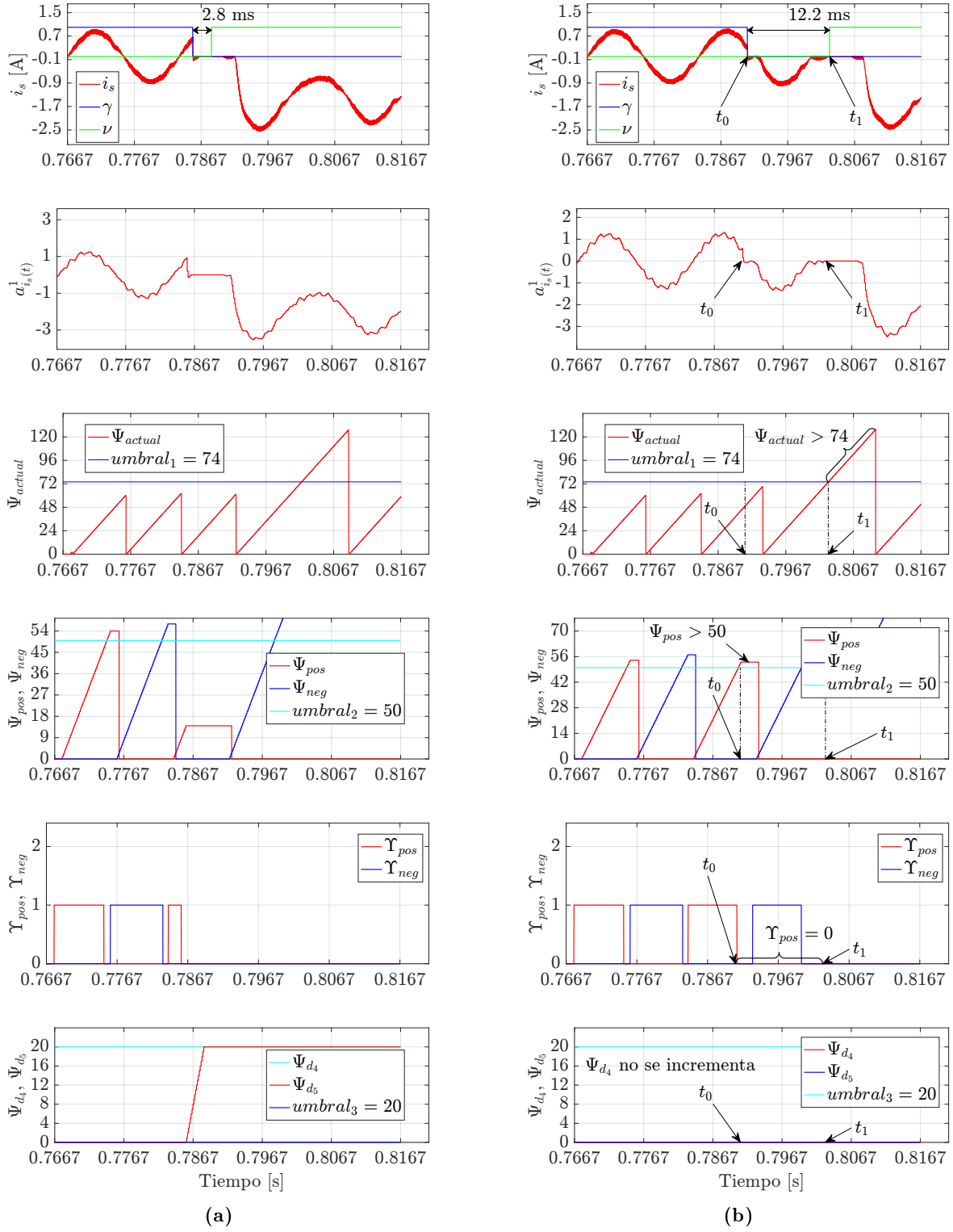


Figura 4.5: Diagnóstico de fallas de circuito abierto en el interruptor S_1 (grupo IG_1) para 100 W/m^2 . a) Al inicio del semiciclo positivo. b) Al finalizar el semiciclo positivo.

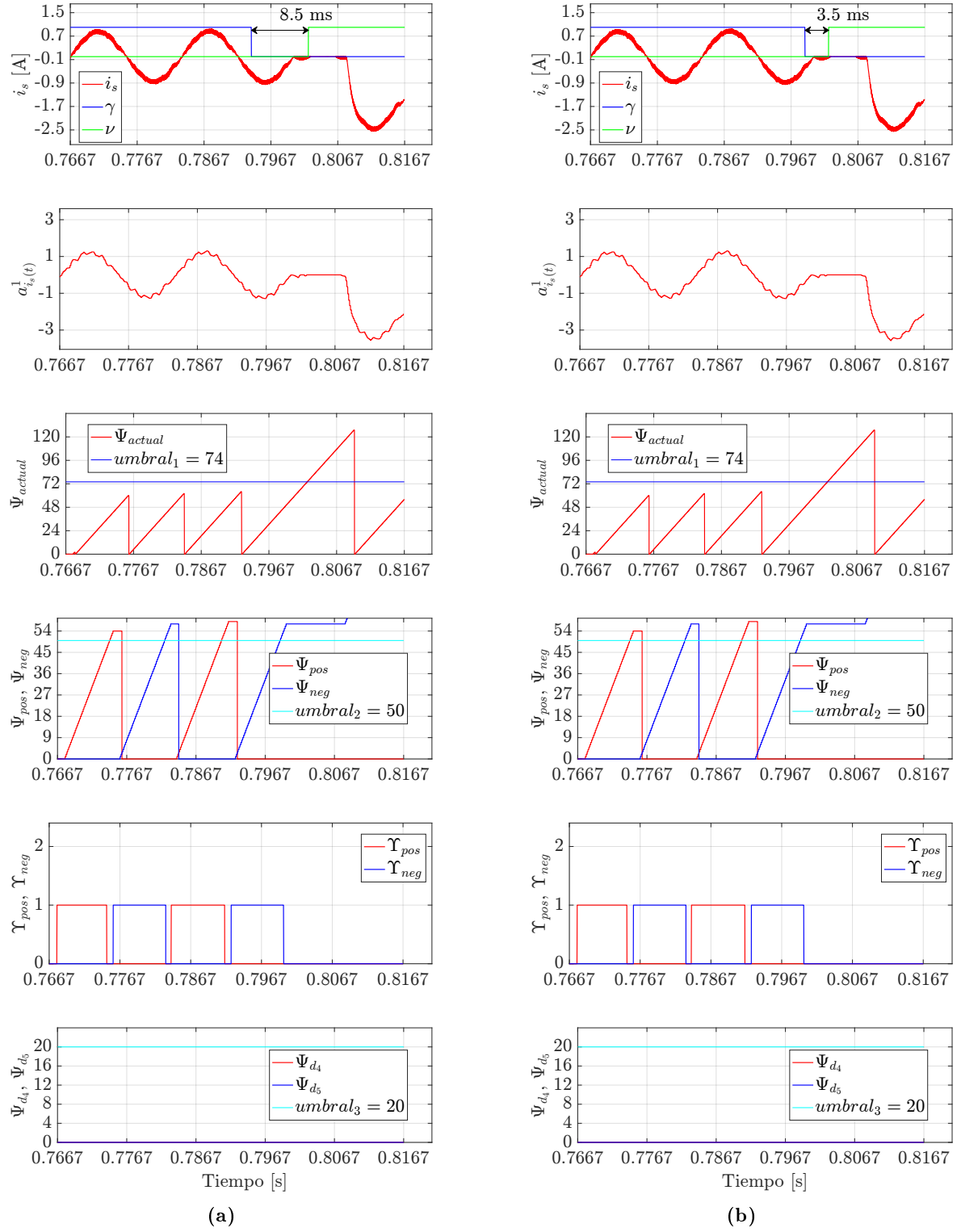


Figura 4.6: Diagnóstico de fallas de circuito abierto en el interruptor S_1 (grupo IG_1) para 100 W/m^2 . a) Al inicio del semiciclo negativo. b) Al finalizar el semiciclo negativo.

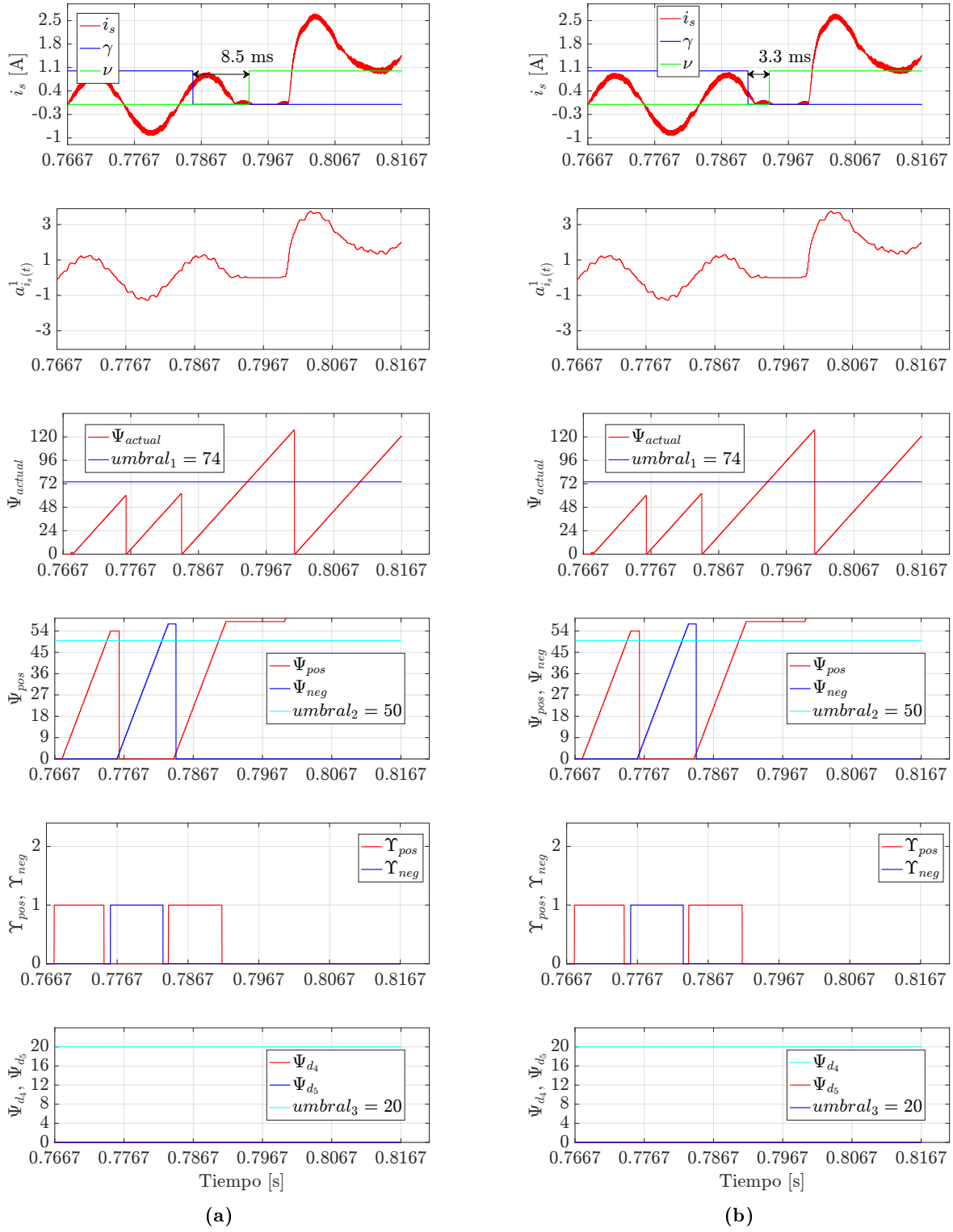


Figura 4.7: Diagnóstico de fallas de circuito abierto en el interruptor S_3 (grupo IG_2) para 100 W/m^2 . a) Al inicio del semiciclo positivo. b) Al finalizar el semiciclo positivo.

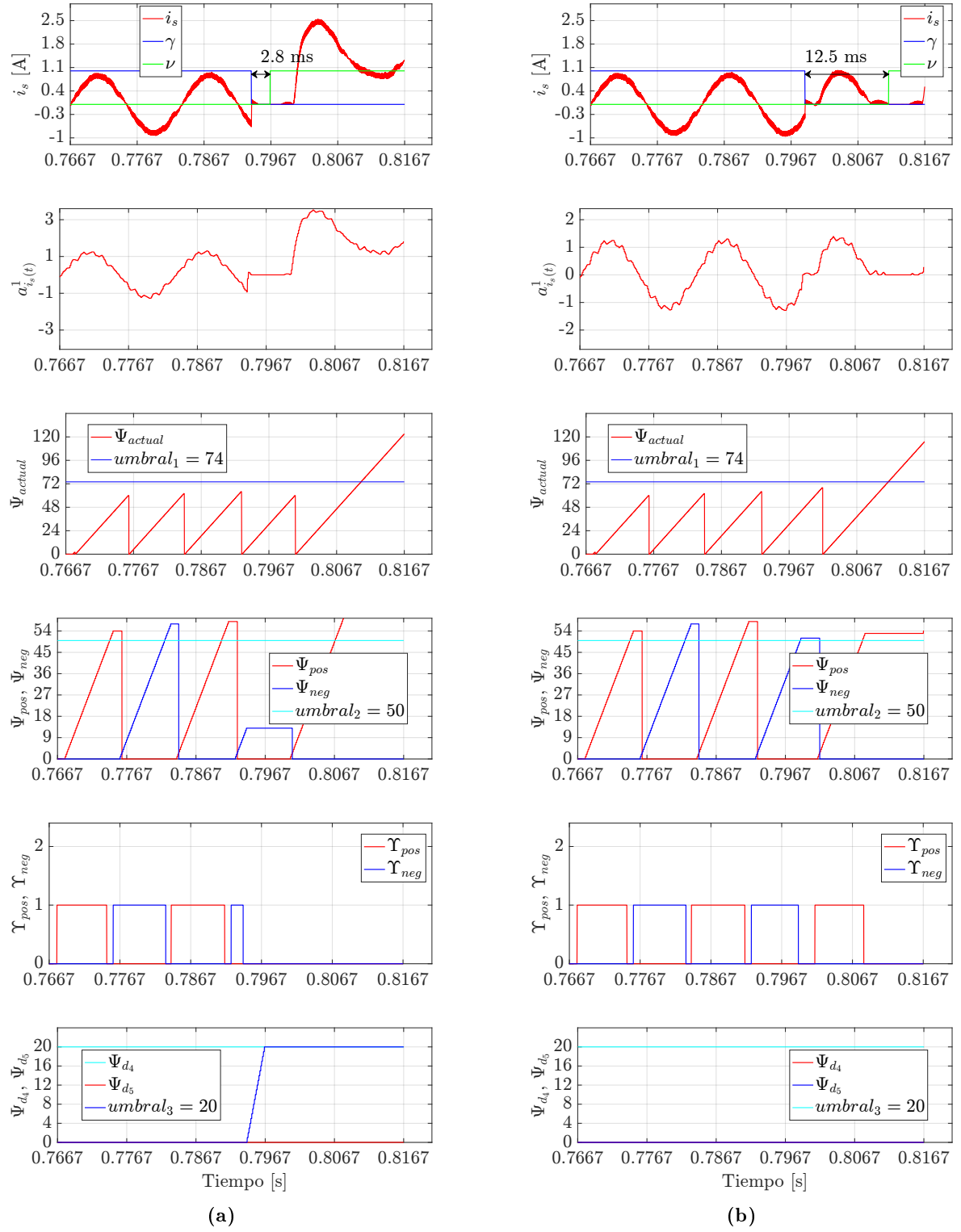


Figura 4.8: Diagnóstico de fallas de circuito abierto en el interruptor S_3 (grupo IG_2) para 100 W/m^2 . a) Al inicio del semiciclo negativo. b) Al finalizar el semiciclo negativo.

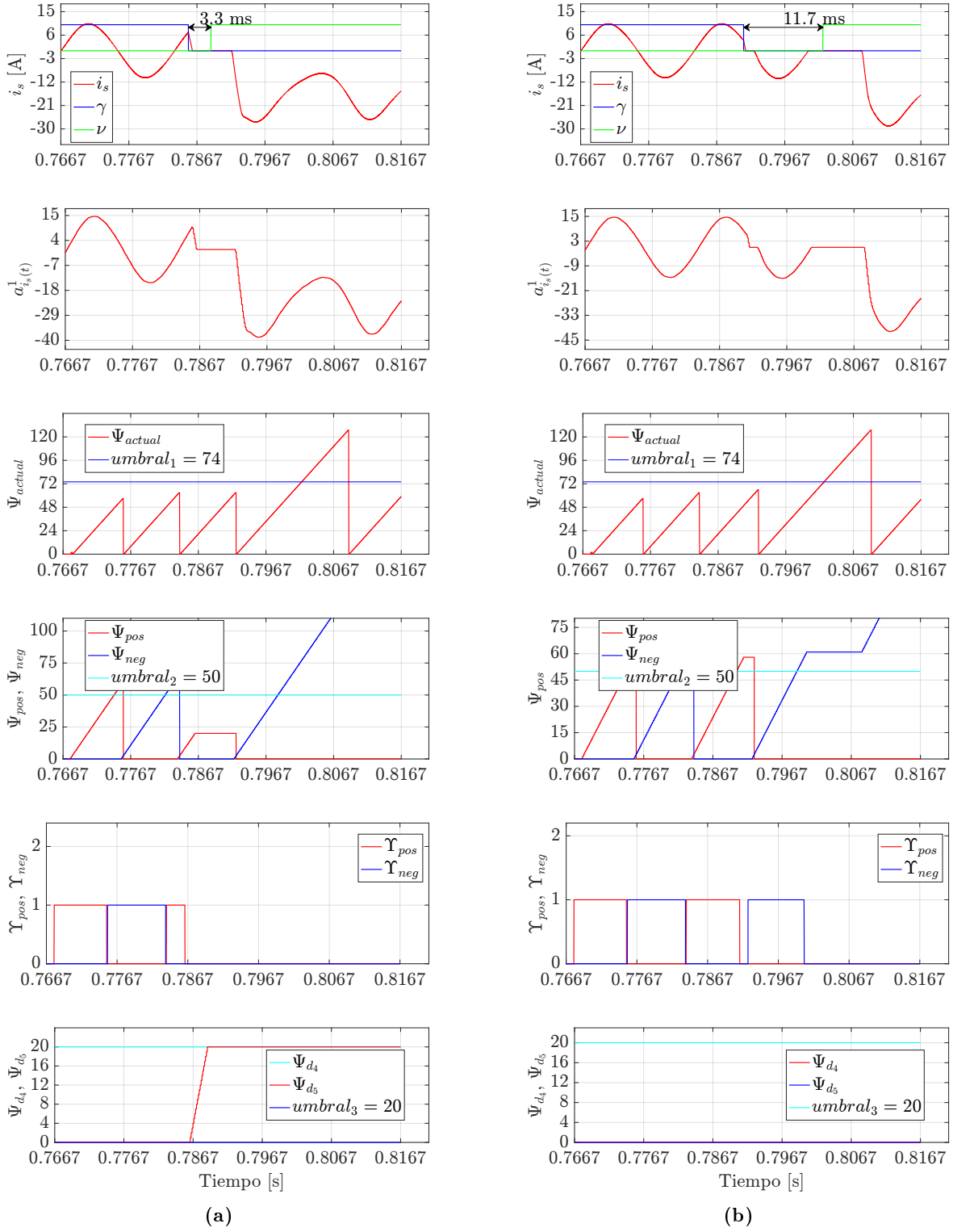


Figura 4.9: Diagnóstico de fallas de circuito abierto en el interruptor S_1 (grupo IG_1) para 1000 W/m^2 . a) Al inicio del semiciclo positivo. b) Al finalizar el semiciclo positivo.

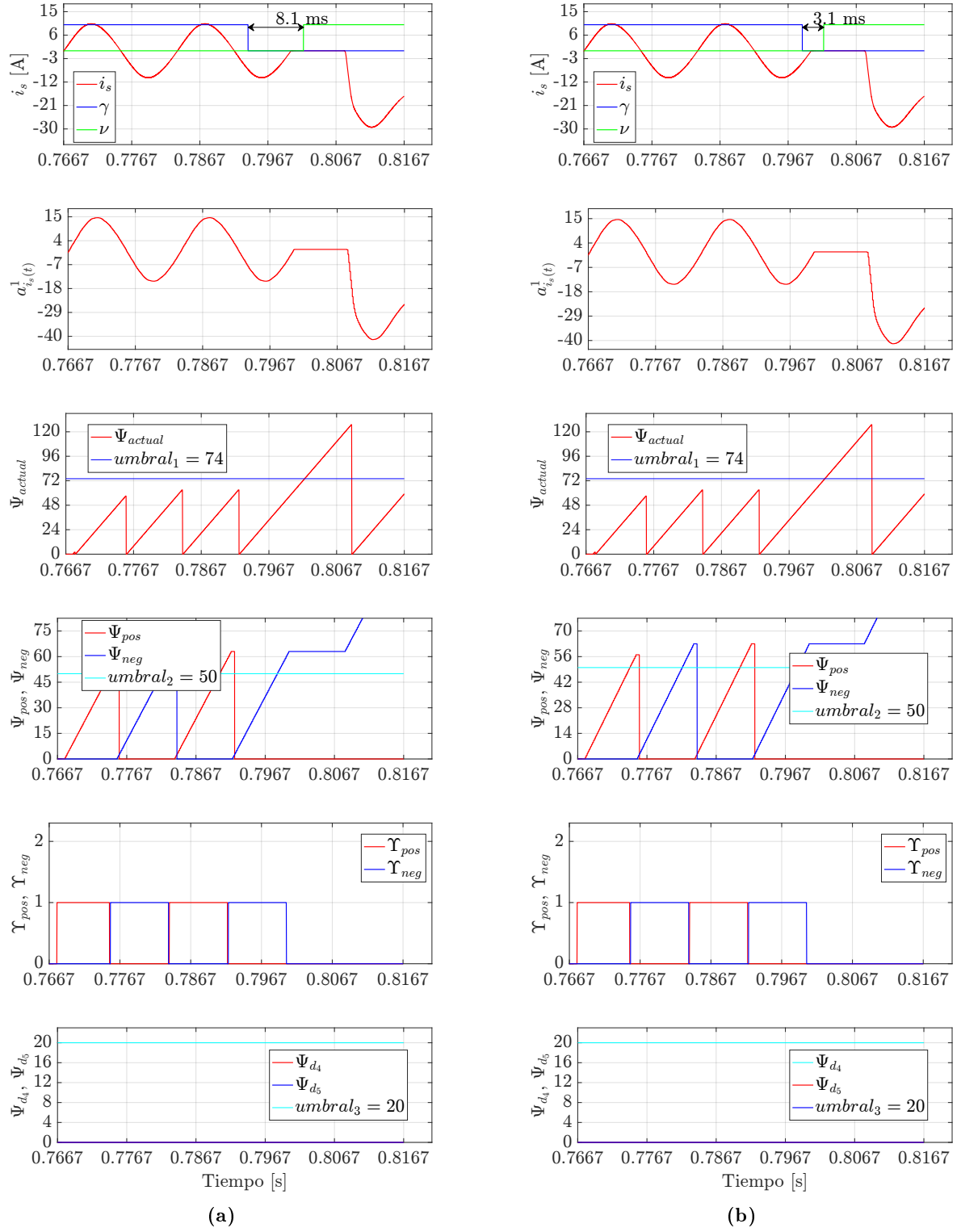


Figura 4.10: Diagnóstico de fallas de circuito abierto en el interruptor S_1 (grupo IG_1) para 1000 W/m^2 . a) Al inicio del semiciclo negativo. b) Al finalizar el semiciclo negativo.

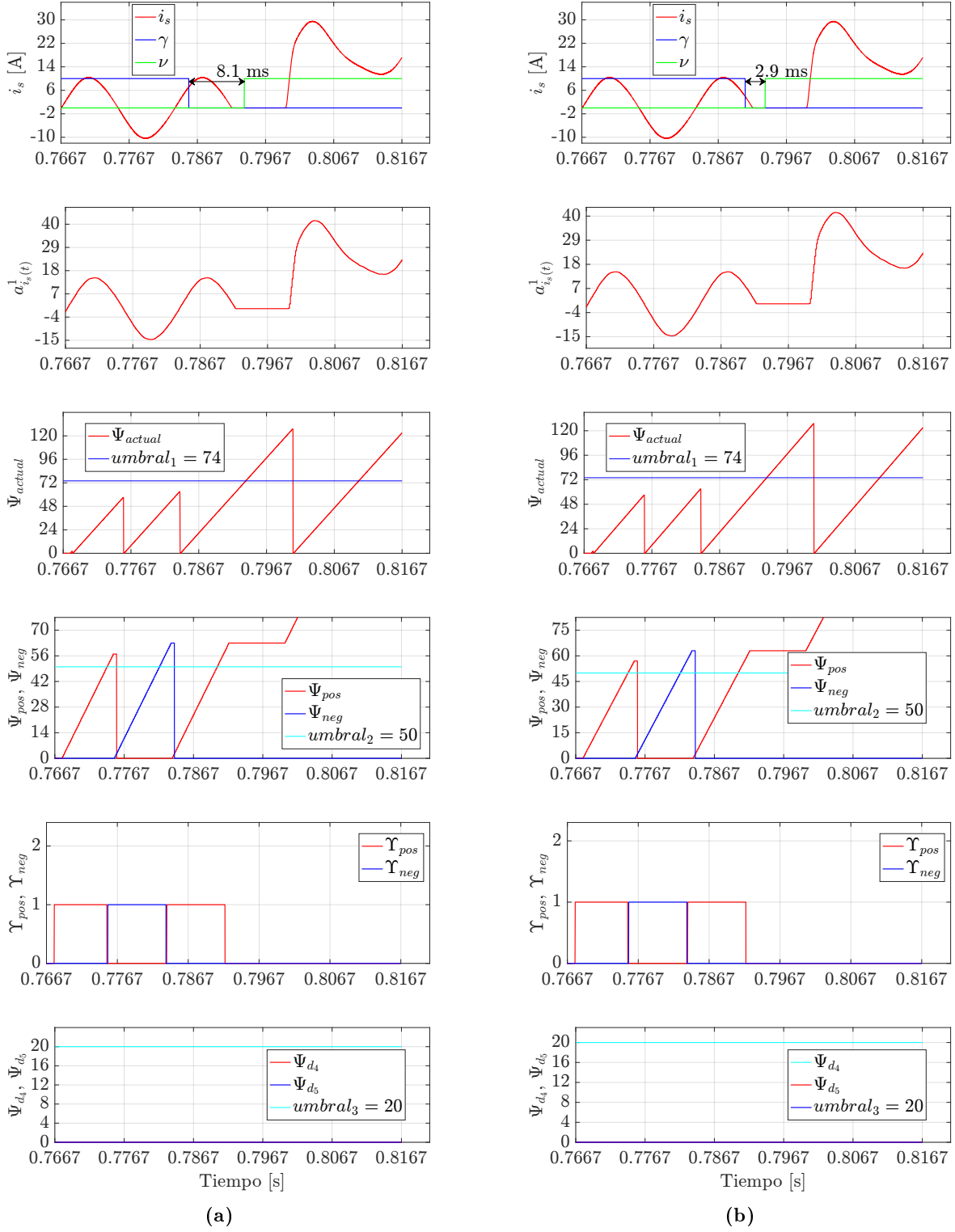


Figura 4.11: Diagnóstico de fallas de circuito abierto en el interruptor S_3 (grupo IG₂) para 1000 W/m². a) Al inicio del semiciclo positivo. b) Al finalizar el semiciclo positivo.

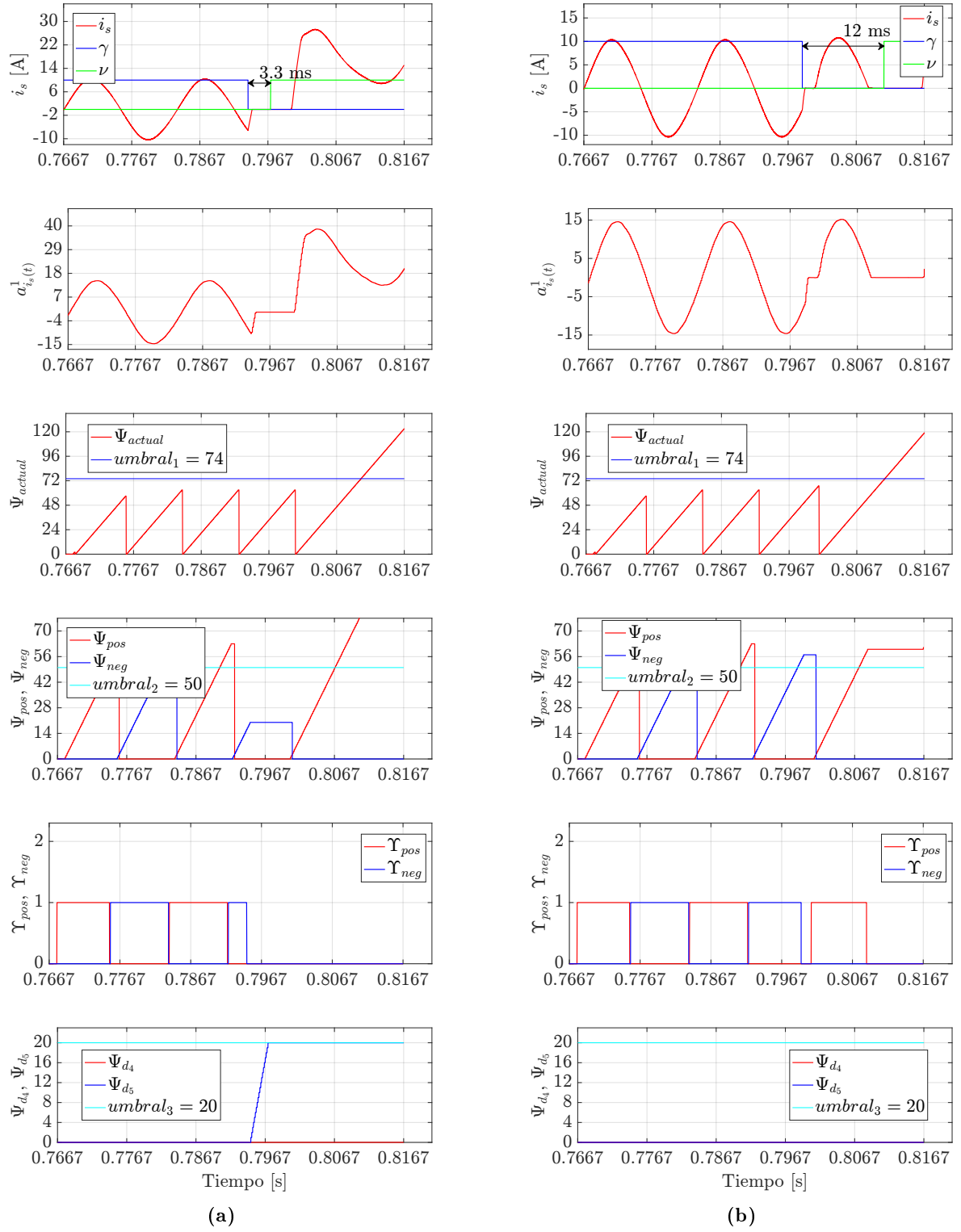


Figura 4.12: Diagnóstico de fallas de circuito abierto en el interruptor S_3 (grupo IG_2) para 1000 W/m^2 . a) Al inicio del semiciclo negativo. b) Al finalizar el semiciclo negativo.

4.4. Diagnóstico de fallas en una rama del inversor de salida (grupo IG_3) y de fallas en una rama del inversor o del puente de diodos del enlace de media frecuencia (grupo MF_3)

En la Figura 4.13a se muestra el comportamiento de la derivada de los coeficientes de tendencia $a_{v_{cd}}^1(t)$ del primer nivel de descomposición de la transformada Wavelet de la señal de tensión del bus de CD, cuando ocurre un cambio de irradiancia de 100 a 200 W/m² en t_1 . Se puede observar que $v_{cd}(t)$ se encuentra regulada en 250 V antes de que ocurra la falla. Los coeficientes $a_{v_{cd}}^1$ son una versión escalada y filtrada de la señal original. Unos instantes posteriores al momento en el que ocurre el cambio de irradiancia, la derivada $\Upsilon_{v_{cd}}(t)$ de los coeficientes de tendencia alcanza valores positivos y comienza a crecer. La potencia que se extrae del arreglo de paneles fotovoltaicos aumenta hasta establecerse en el siguiente punto de operación y esto se logra mediante la operación del seguidor de máxima potencia. Una vez que $\Upsilon_{v_{cd}}(t)$ sobrepasa el umbral establecido, el algoritmo verifica el signo de la derivada $\Upsilon_{p_{pv}}$ de la señal P_{pv} , y como este valor es positivo entonces no se valida la presencia de fallas simultáneas en los interruptores del inversor, y por lo tanto $\nu = 0$.

En la Figura 4.13b se presenta el comportamiento de las mismas señales cuando ocurre una falla de circuito abierto de forma simultánea en los interruptores S_1 y S_4 . En el instante en el que la señal $\Upsilon_{v_{cd}}(t)$ sobrepasa el umbral, la derivada de $\Upsilon_{p_{pv}}$ es aproximadamente igual a cero, por lo que el algoritmo genera una señal que indica la presencia de fallas del grupo IG_3 .

En la Figura 4.14a ocurre el fenómeno opuesto, y por lo tanto cuando la irradiancia disminuye de 200 a 100 W/m², la derivada $\Upsilon_{v_{cd}}$ se reduce llegando a ser menor que -2 . En ese instante, se puede observar que $\Upsilon_{p_{pv}}$ es menor que cero, y esto es un indicador de que no existen fallas simultáneas en dos interruptores de potencia de una misma rama en el inversor del enlace de media frecuencia.

En la Figura 4.14b, los interruptores S_a y S_c quedan abiertos de forma simultánea, y después de que la señal $\Upsilon_{v_{cd}}(t)$ pasa a ser menor que el umbral establecido, se verifica que $\Upsilon_{p_{pv}}$ es aproximadamente igual a cero, por lo que el algoritmo determina la existencia de fallas del grupo MF_3 .

En las Figuras 4.15 y 4.16 se repiten los análisis anteriormente descritos pero esta vez considerando otros niveles de irradiancia (de 500 a 1000 W/m² y de 1000 a 500 W/m²). Bajo estas nuevas condiciones, se comprueba que al igual que en los casos anteriores, la tensión del bus de CD aumenta de forma progresiva cuando ocurren fallas del grupo IG_3 , y disminuye para fallas del grupo MF_3 . Los cambios abruptos en los niveles de irradiancia tienden a enmascarar este tipo de fallas. Sin embargo, con el algoritmo propuesto se distingue una situación de la otra. Los tiempos requeridos en el diagnóstico se reducen cuando el sistema opera con altos niveles de irradiancia, y en todos los casos se requiere menos de un ciclo de red para la tarea de diagnóstico.

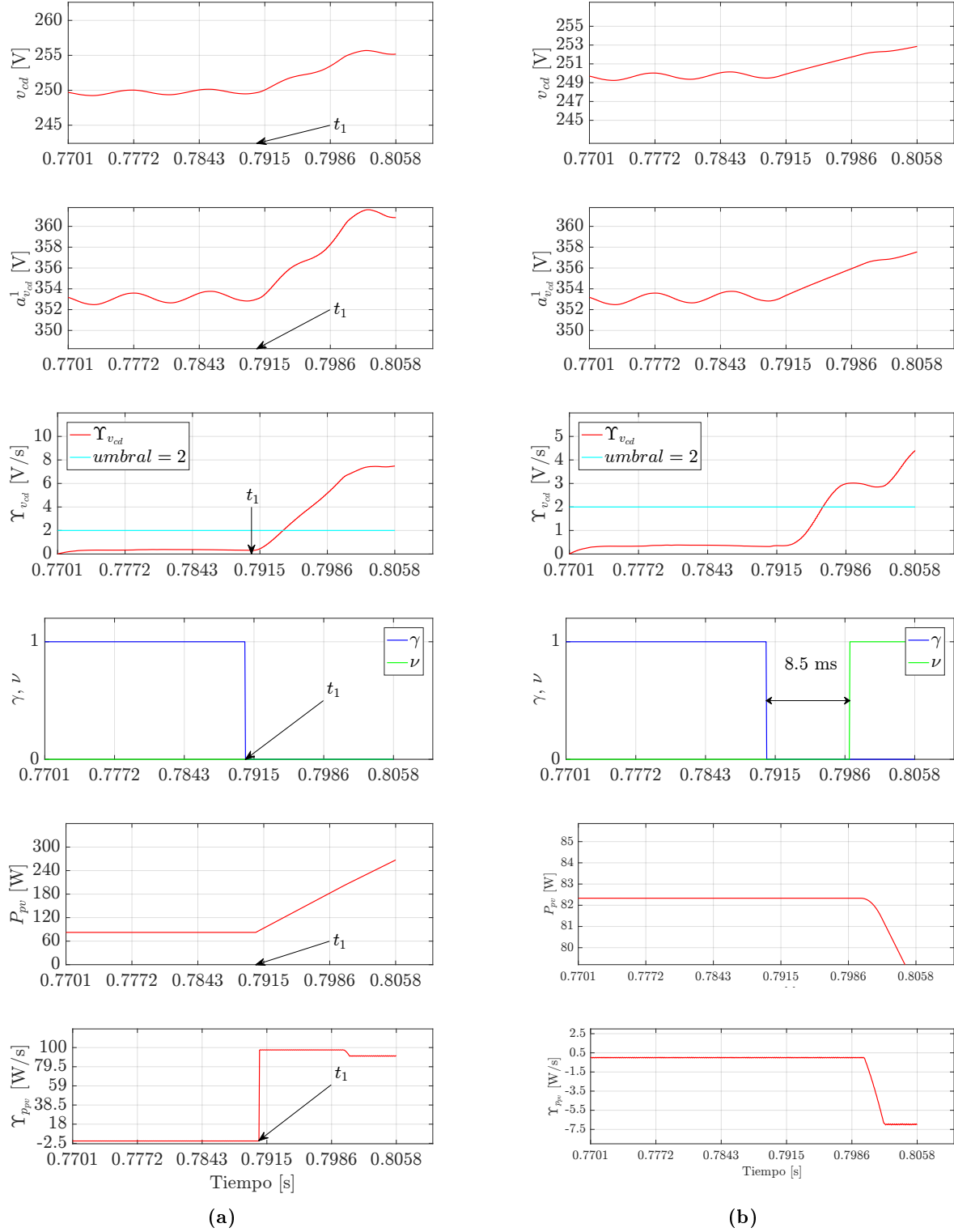


Figura 4.13: Diagnóstico de fallas de circuito abierto en una rama del inversor de salida (grupo IG_3). a) Comportamiento de las señales cuando ocurre un cambio de irradiancia de 100 a 200 W/m². b) Diagnóstico de las fallas del grupo IG_3 para 100 W/m².

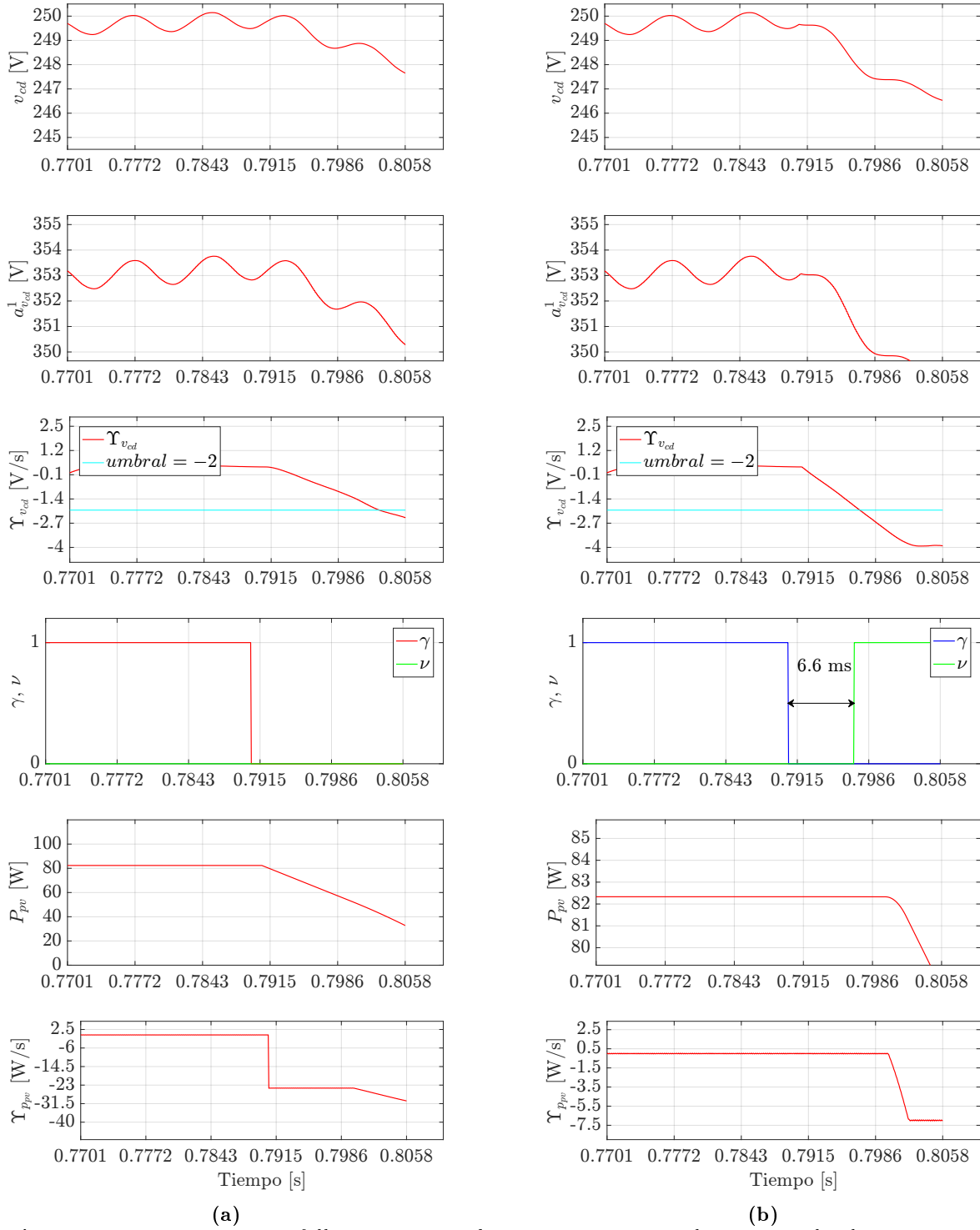


Figura 4.14: Diagnóstico de fallas de circuito abierto en una rama del inversor del enlace de media frecuencia (grupo MF_3). a) Comportamiento de las señales cuando ocurre un cambio de irradiancia de 100 a 40 W/m². b) Diagnóstico de las fallas del grupo MF_3 para 100 W/m².

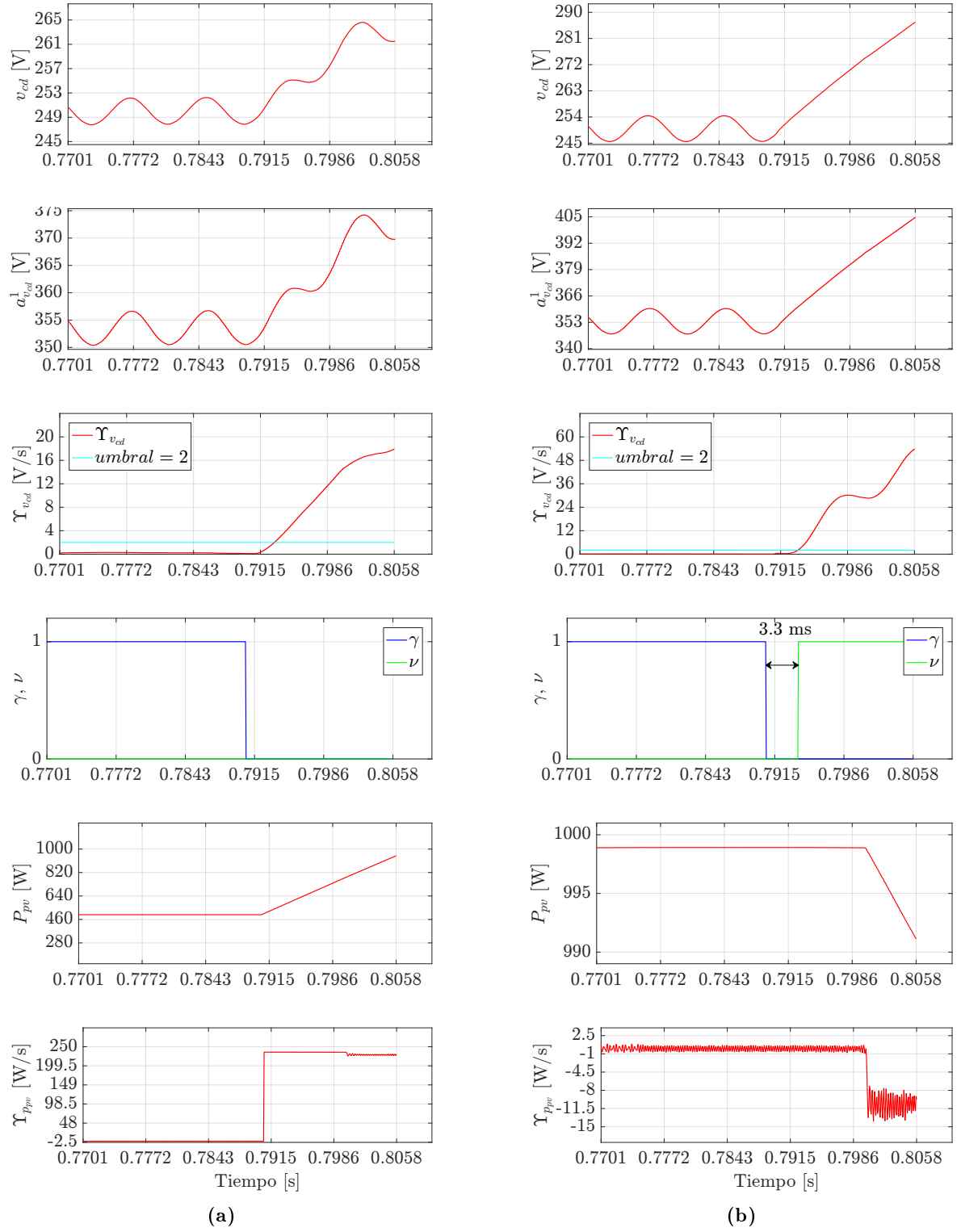


Figura 4.15: Diagnóstico de fallas de circuito abierto en una rama del inversor de salida (grupo IG_3). a) Comportamiento de las señales cuando ocurre un cambio de irradiancia de 500 a 1000 W/m^2 . b) Diagnóstico de las fallas del grupo IG_3 para 1000 W/m^2 .

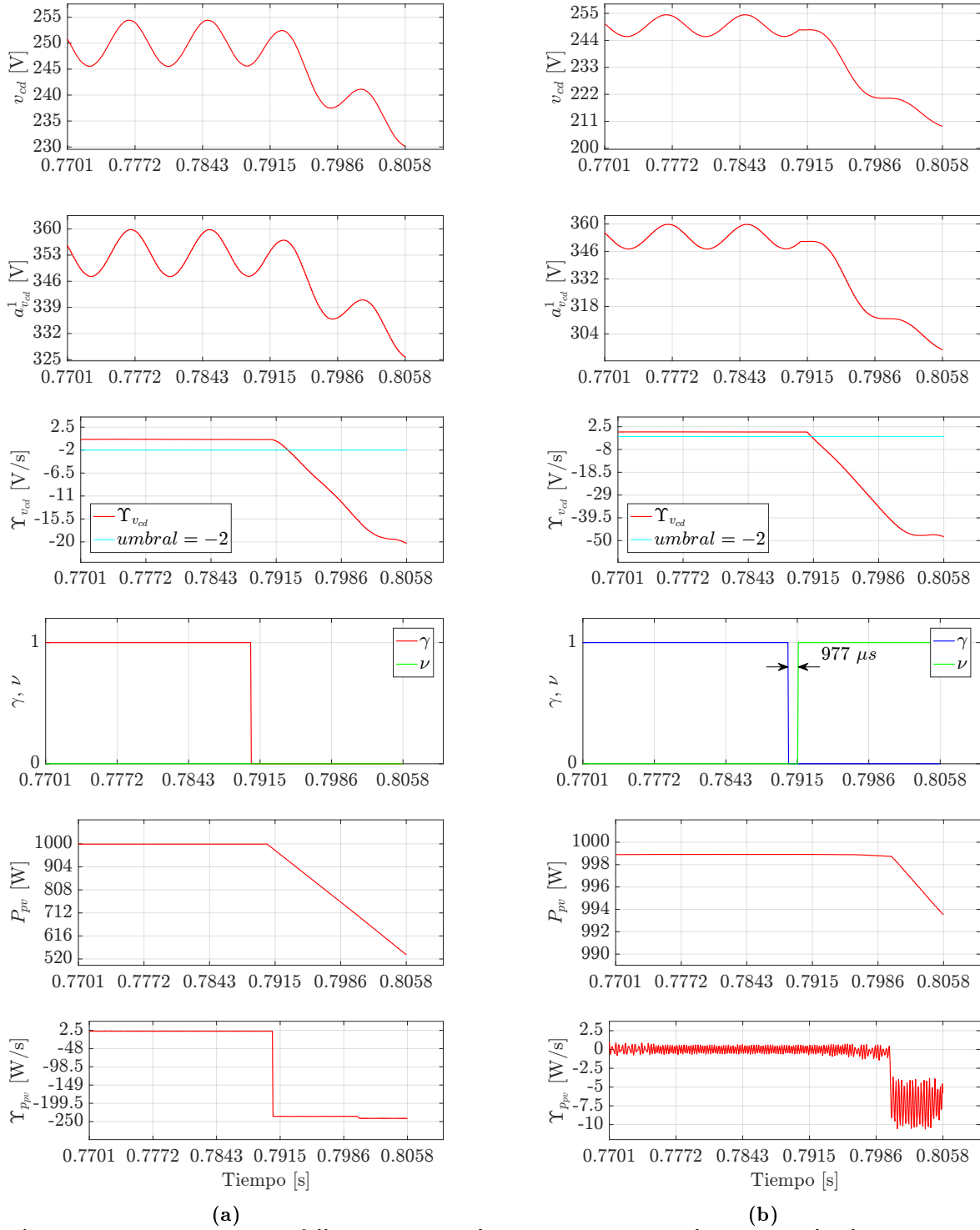


Figura 4.16: Diagnóstico de fallas de circuito abierto en una rama del inversor del enlace de media frecuencia (grupo MF_3). a) Comportamiento de las señales cuando ocurre un cambio de irradiancia de 1000 a 500 W/m². b) Diagnóstico de las fallas del grupo MF_3 para 1000 W/m².

4.5. Fallas del grupo IG_4

La pérdida de la señal que se necesita para activar los interruptores del inversor por breves períodos de tiempo ($65 \mu s$) distorsiona la señal de corriente y esto puede modificar el coeficiente de distorsión armónica total permitido por el estándar IEEE 519-2014. La aparición de fallas del grupo IG_4 no afecta el desempeño general del sistema fotovoltaico. Sin embargo, es deseable el diagnóstico de este tipo de fallas en su estado incipiente para evitar con anticipación futuras fallas en los interruptores del inversor. Otra de las causas que puede provocar la distorsión de la forma de onda de $i_s(t)$ es la pérdida de la señal del sensor de esta corriente durante cortos períodos de tiempo (μs). Las fallas del grupo IG_4 se pueden detectar empleando un único umbral para un amplio rango de irradiancias (100 a 1000 W/m^2).

En la Figura 4.17a se presenta el desempeño del algoritmo cuando se pierde la señal de control que se le aplica a los interruptores S_1 y S_3 , durante un intervalo de tiempo correspondiente a $65 \mu s$ para un nivel de irradiancia de 100 W/m^2 . En este escenario la corriente $i_s(t)$ disminuye momentáneamente, y aunque los coeficientes de detalle $d_{i_s}^3$ del tercer nivel de descomposición de la transformada Wavelet de esta señal no reflejan un patrón que indique la presencia de este tipo de fallas, la curtosis de $d_{i_s}^3$ se incrementa hasta sobrepasar el umbral establecido en un valor de 5. Después de transcurridos 7.9 ms se diagnostica la presencia de fallas del grupo IG_3 . Cuando el valor de irradiancia se cambia a 1000 W/m^2 , tal y como se representa en la Figura 4.17b, se observa que con el mismo umbral se puede realizar la tarea de diagnóstico.

Cuando la señal del sensor de la corriente $i_s(t)$ se interrumpe en períodos de tiempo de $65 \mu s$ (ver Figuras 4.18 y 4.19), el comportamiento de la señal $d_{i_s(t)}^3$ es diferente al descrito anteriormente; sin embargo, con la curtosis se detecta la presencia de este tipo de fallas. En las Figuras 4.18 y 4.19, se observa que con el mismo umbral se puede realizar el diagnóstico independientemente del nivel de irradiancia que se analice. Es importante señalar que con este algoritmo no se distingue entre una falla de circuito abierto momentánea en los interruptores S_1 y S_3 , de una falla intermitente que pueda ocurrir en el sensor de corriente.

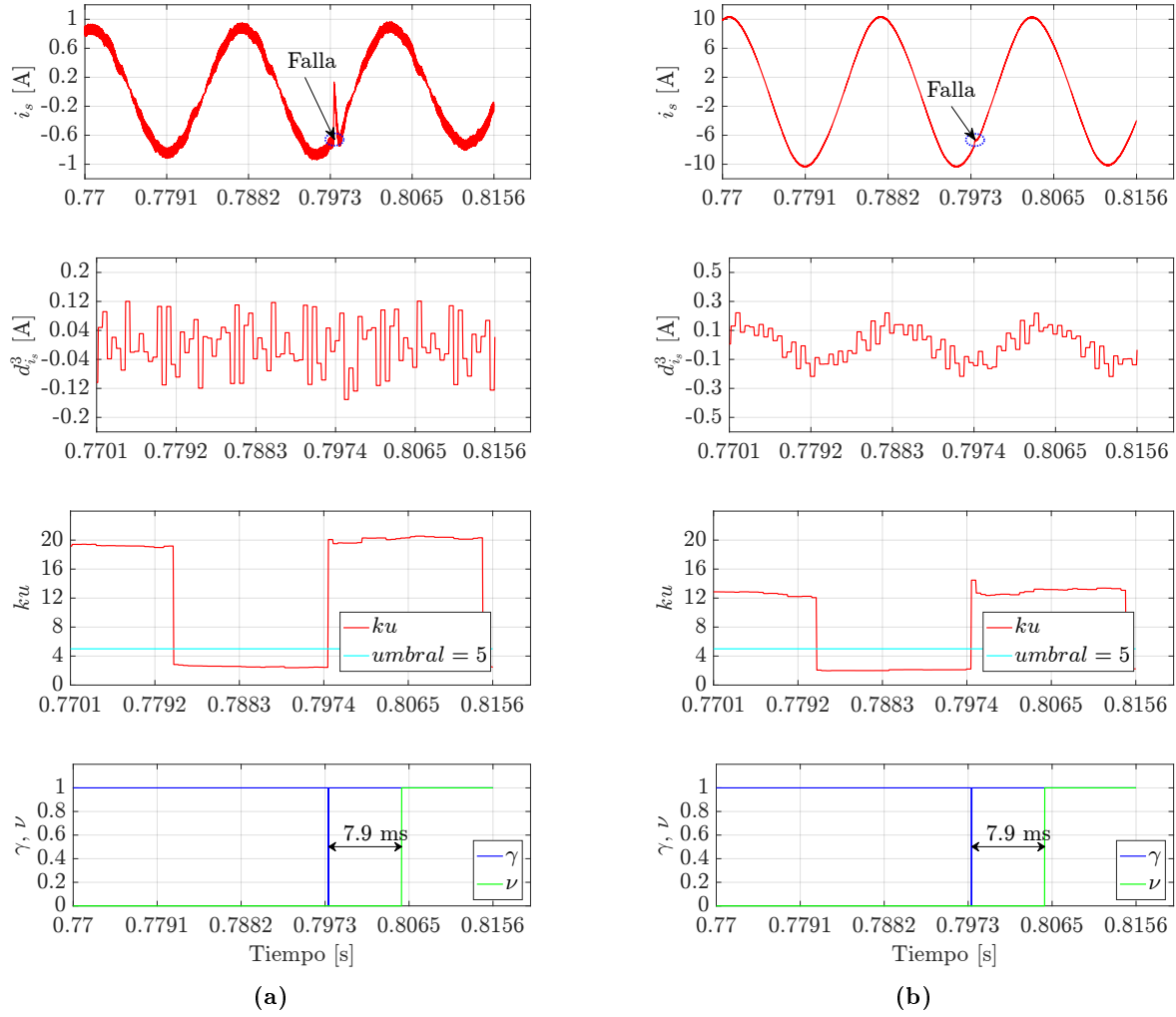


Figura 4.17: Fallas del grupo IG_4 cuando se pierde la señal de los interruptores S_1 y S_3 . a) Irradiancia igual a 100 W/m². b) Irradiancia igual a 1000 W/m².

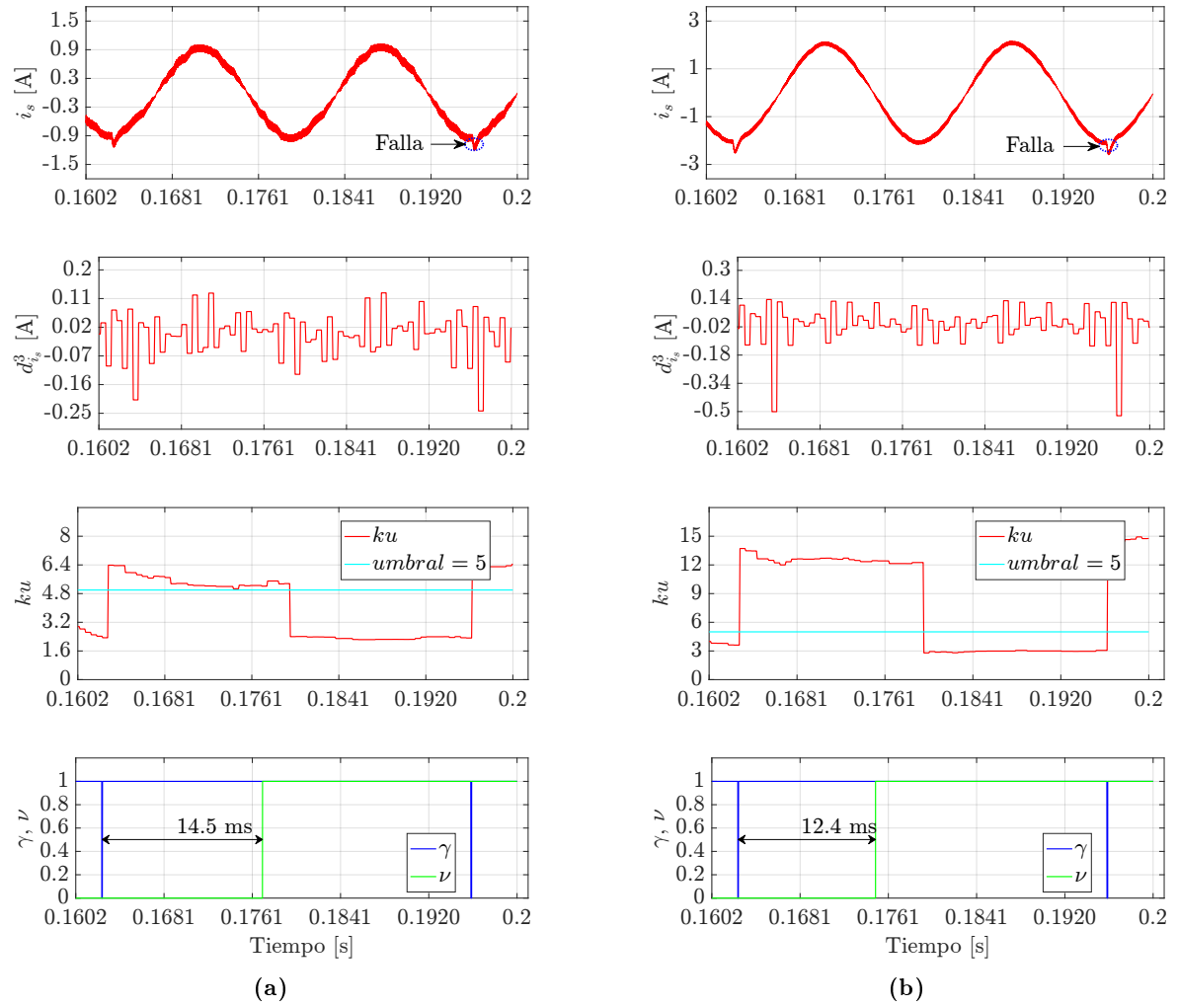


Figura 4.18: Fallas del grupo IG_4 cuando se pierde la señal de retroalimentación. a) Irradiancia igual a 100 W/m^2 . b) Irradiancia igual a 200 W/m^2 .

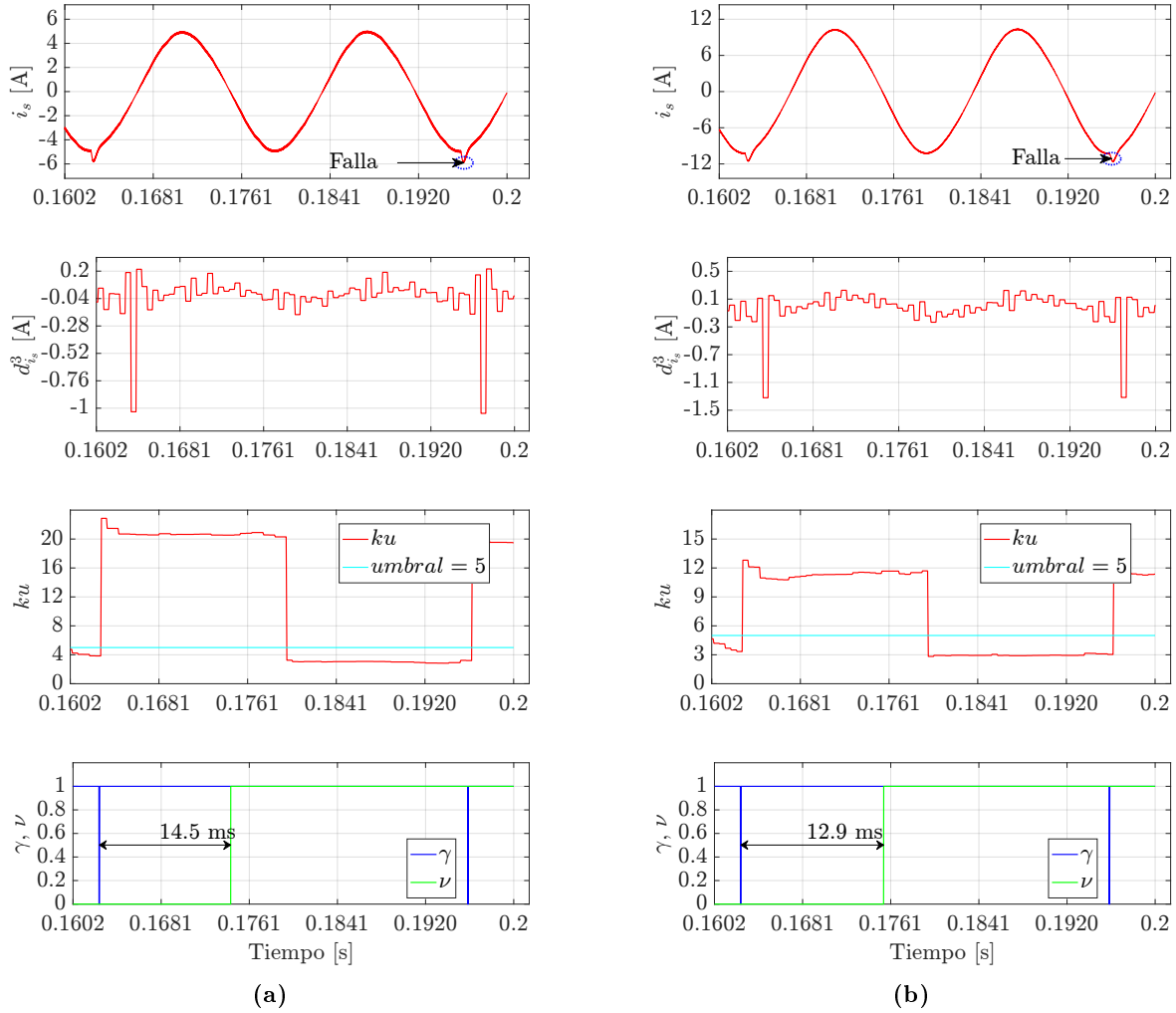


Figura 4.19: Fallas del grupo IG_4 cuando se pierde la señal de retroalimentación. a) Irradiancia igual a 500 W/m². b) Irradiancia igual a 1000 W/m².

4.6. Fallas de circuito abierto en los interruptores S_a (grupo MF_1) y S_b (grupo MF_2) del enlace de media frecuencia.

El diagnóstico de las fallas de los grupos MF_1 y MF_2 requiere que se conozca previamente el valor promedio ($\mu_{d_{v_{cd}}^3}$) de los coeficientes de fluctuación de tercer nivel de la señal $v_{cd}(t)$ para distintos niveles de irradiancia. Esta caracterización depende de los parámetros del circuito, por lo que la efectividad del algoritmo se logra siempre y cuando subsistan las mismas condiciones bajo las cuales se realizan las pruebas necesarias para obtener los datos de la Tabla 3.5. Una alternativa se basa en lograr que el sistema de diagnóstico de fallas tenga la capacidad de explorar posibles variaciones paramétricas cada cierto tiempo. En este trabajo

solamente se considera el caso en el que el circuito opera siempre bajo las mismas condiciones. Los tiempos necesarios para el diagnóstico de las fallas MF_1 y MF_2 varían en función de la irradiancia, y en general se puede afirmar que este tipo de fallas se pueden diagnosticar en menos de un ciclo de red. En la Figura 4.20 se aprecia que independientemente del nivel de irradiancia, cuando el promedio de los coeficientes de fluctuación ($\mu_{d_{v_{cd}}^3}$) es menor que cero, la señal $\nu(t)$ es igual a uno, y de esta forma se indica la existencia de una falla de circuito abierto en el interruptor S_a (grupo MF_1). Sin embargo, para diagnosticar fallas en el interruptor S_b (grupo MF_2) se necesita determinar el umbral correspondiente a la irradiancia en la que esté operando el sistema. En la Figura 4.21 se presenta el diagnóstico de las fallas del grupo MF_2 , donde se muestra un umbral diferente para cada caso.

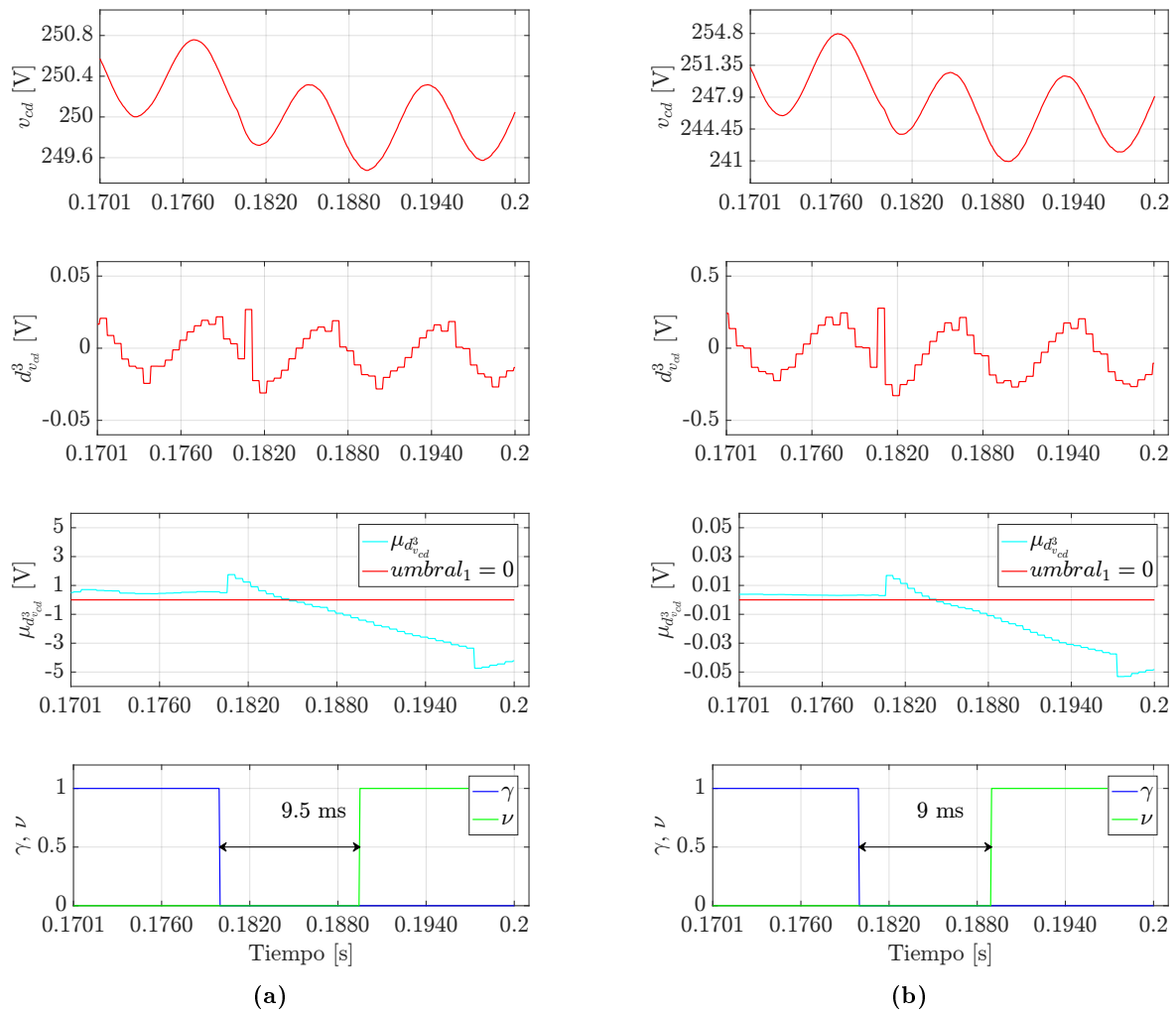


Figura 4.20: Diagnóstico de fallas del grupo MF_1 . a) Irradiancia igual a 100 W/m². b) Irradiancia igual a 1000 W/m².

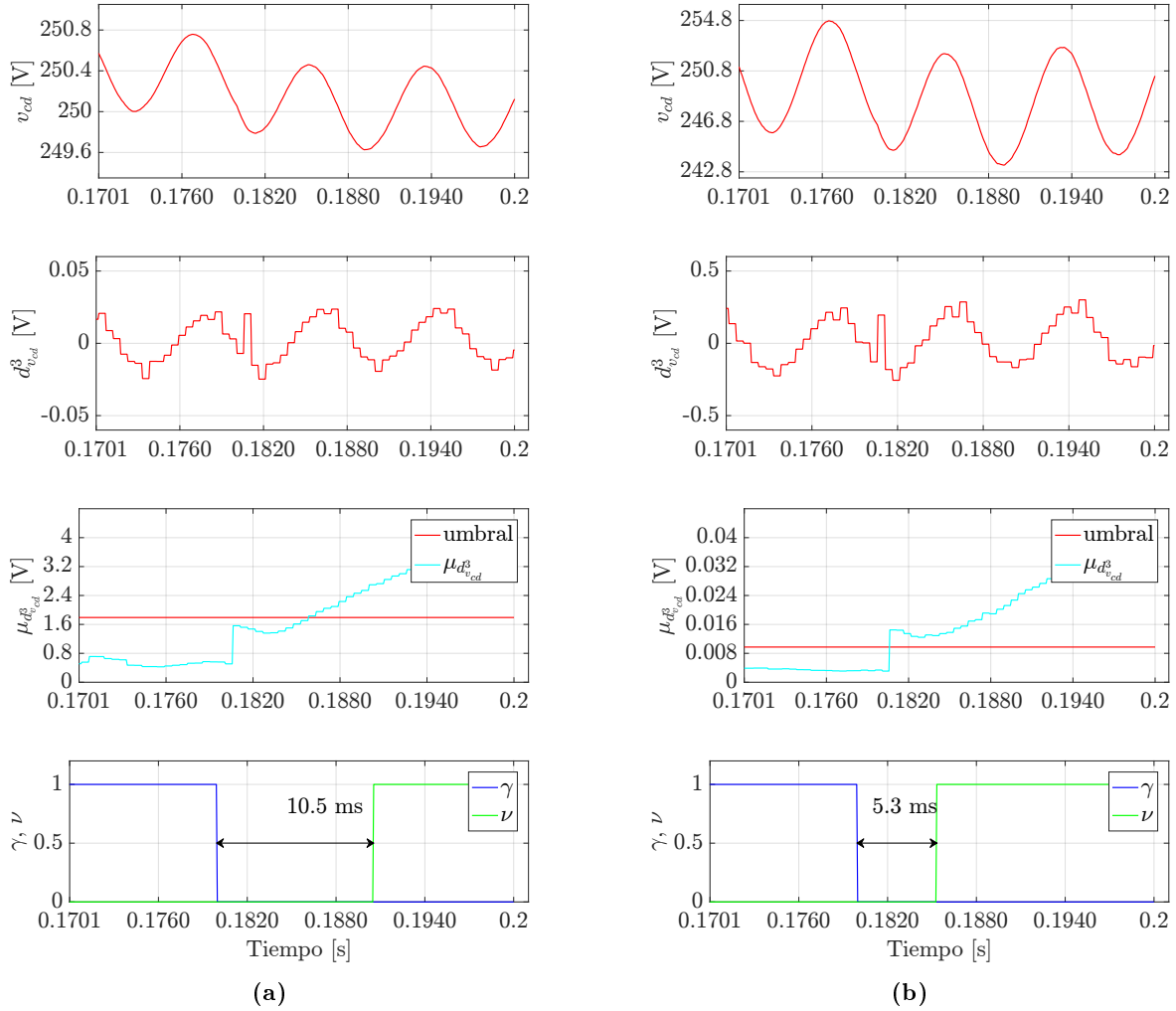


Figura 4.21: Diagnóstico de fallas del grupo MF_2 . a) Irradiancia igual a 100 W/m². b) Irradiancia igual a 1000 W/m².

4.7. Diagnóstico de fallas en el convertidor CD-CD

El estudio de diagnóstico de las fallas de circuito abierto en el convertidor CD-CD se basa en la derivada de los coeficientes de tendencia de primer nivel de la corriente $i_{pv}(t)$. Se debe mencionar que independientemente del nivel de irradiancia, cuando ocurren fallas de este tipo los coeficientes de tendencia $a^1_{i_{pv}}$ de la corriente $i_{pv}(t)$ se hacen cero, y disminuyen su valor con una pendiente negativa. Se pudiera asumir que los cambios abruptos en los niveles de irradiancia afectan el desempeño del algoritmo; sin embargo, cuando esto ocurre, el tiempo necesario para que los coeficientes de tendencia se hagan cero es mucho más rápido que en el caso de fallas de circuito abierto. En la Figura 4.22, se observa que el diagnóstico de fallas se logra en un tiempo menor a un ciclo de red para dos niveles de irradiancia diferentes: 50

W/m^2 y 1000 W/m^2 . Cuando el interruptor del convertidor CD-CD se abre, los coeficientes de tendencia $a_{i_{pv}(t)}^1$ decrecen hasta alcanzar el valor cero, y durante todo ese tiempo la pendiente de esa señal es negativa. La falla de circuito abierto en el convertidor CD-CD se diagnostica cuando la pendiente de la señal $a_{i_{pv}(t)}^1$ es menor que cero por más de medio ciclo de red.

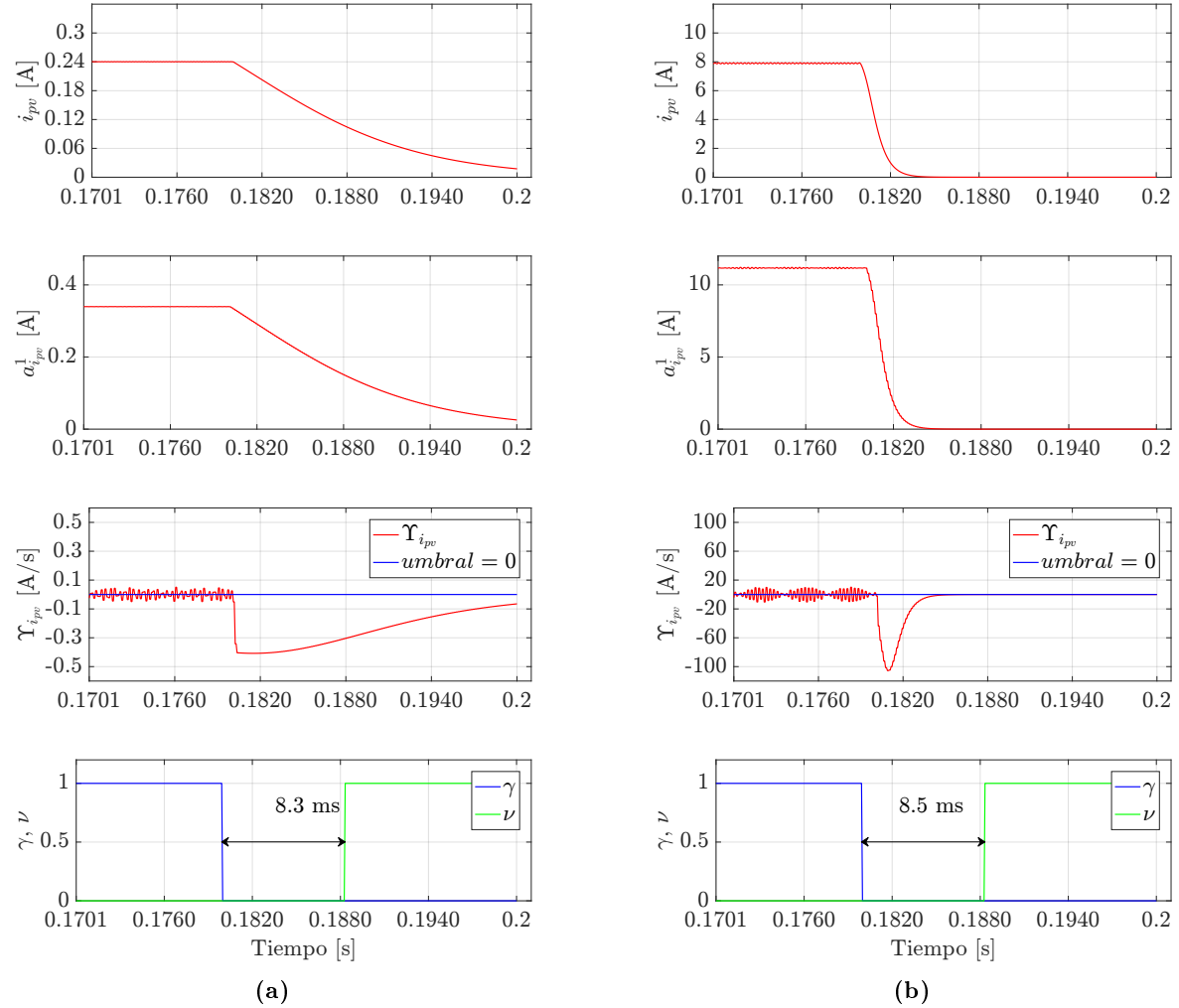


Figura 4.22: Diagnóstico de falla de circuito abierto en el interruptor del convertidor CD-CD a) Irradiancia igual a 50 W/m^2 . b) Irradiancia igual a 1000 W/m^2 .

4.8. Desempeño de los algoritmos de diagnóstico de fallas propuestos

En la Tabla 4.1 se resumen los tiempos estimados para el diagnóstico de fallas de cada uno de los algoritmos propuestos considerando las simulaciones presentadas en este capítulo. Se debe mencionar que es complejo obtener los tiempos mínimo y máximo exactos necesarios para el diagnóstico, pues dependen de los niveles de irradiancia. Sin embargo, es válido aclarar que en cualquiera de los casos analizados el tiempo de diagnóstico máximo no supera un ciclo de red (16.66 ms).

En la Figura 4.23 se muestra el tiempo de diagnóstico para algunos escenarios de fallas en función de la irradiancia. Cuando ocurre una falla de circuito abierto en alguno de los interruptores del inversor de salida, por ejemplo en el interruptor S_1 , el tiempo necesario para el diagnóstico depende del ángulo eléctrico donde ocurre la falla. En la Figura 4.23a se presenta el tiempo de diagnóstico cuando ocurre una falla de circuito abierto en el interruptor S_1 al finalizar el semiciclo positivo de la corriente $i_s(t)$, y se observa que los tiempos de diagnóstico no superan un ciclo de red. Sin embargo, si la falla ocurriera al inicio del semiciclo, los tiempos pudieran ser inferiores. En la Figura 4.23b se observa que para altos valores de irradiancia, el diagnóstico de fallas de circuito abierto en una rama del inversor de salida se realiza en un tiempo inferior a medio ciclo de red. Vale la pena resaltar que estas fallas también pueden ser diagnosticadas por el algoritmo diseñado para fallas individuales de circuito abierto en estos interruptores. Aunque los tiempos presentados en la Figura 4.23c no superan los 10 ms en relación con las fallas de circuito abierto de los interruptores del enlace de media frecuencia, por ejemplo interruptor S_a , es importante aclarar que una falla de este tipo no afecta el desempeño general del sistema. Los tiempos estimados para el diagnóstico de las fallas de circuito abierto en una rama del inversor del enlace de media frecuencia se presentan en la Figura 4.23d, y en ella se observa que para bajos niveles de irradiancia el algoritmo tiende a ser más lento. En la Figura 4.23e se visualiza que el tiempo de diagnóstico para la falla de circuito abierto en el interruptor del convertidor CD-CD se mantiene aproximadamente constante para distintos niveles de irradiancia, y esto es una consecuencia de definir la existencia de la falla después de procesar una misma cantidad de coeficientes de tendencia de la señal $i_{pv}(t)$ para cualquier nivel de irradiancia.

Tabla 4.1: Tiempos mínimo y máximo estimados para el diagnóstico de falla.

Grupo de falla	Tiempo estimado mínimo	Tiempo estimado máximo
IG_1 e IG_2	1.5 ms	12.5 ms
IG_3 y MF_3	977 μ s	8.5 ms
IG_4	7.9 ms	14.5 ms
MF_1 y MF_2	5.3 ms	10.5 ms
Interruptor S_{bst}	8.2 ms	8.5 ms

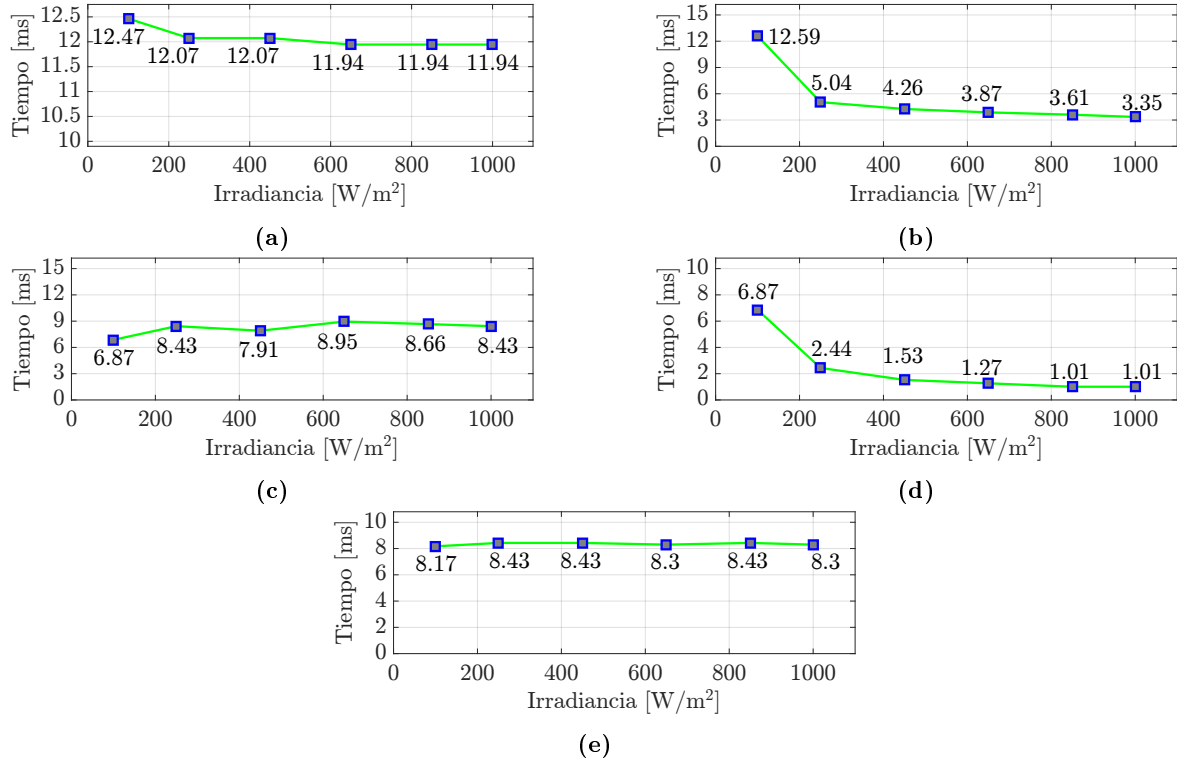


Figura 4.23: Tiempos de diagnóstico en función de la irradiancia. a) Algoritmo de diagnóstico de fallas de circuito abierto en el interruptor S_1 del inversor de salida (grupo IG_1). b) Algoritmo de diagnóstico de fallas de circuito abierto en los interruptores S_1 y S_3 del inversor de salida (grupo IG_3). c) Algoritmo de diagnóstico de fallas en el interruptor S_a del enlace de media frecuencia (grupo MF_1). d) Algoritmo de diagnóstico de fallas en los interruptores S_a y S_b del enlace de media frecuencia (grupo MF_3). e) Algoritmo de diagnóstico de fallas en el interruptor del convertidor CD-CD.

4.9. Comparación de los resultados obtenidos con los trabajos reportados en la literatura

En la Tabla 4.2 se presenta una comparación en cuanto al tiempo de diagnóstico del algoritmo propuesto y los reportados en la literatura. Se observa que aunque se logran tiempos por debajo de 1 ms tanto para fallas en el convertidor CD-CD [11],[56] como en el inversor [58], los análisis consideran un solo nivel de irradiancia. Sin embargo, con los algoritmos propuestos en esta investigación, a pesar de que el tiempo estimado oscila entre 8 y 12 ms en dependencia de la etapa de conversión de potencia que se considere, el funcionamiento es factible en un amplio rango de irradiancias, y además el grado de complejidad es menor. Otro aspecto que se debe resaltar es que no se encontraron referencias en las que se diagnostiquen fallas de circuito abierto en los interruptores de potencia del enlace de media frecuencia, a diferencia del estudio que se presentó en este proyecto de tesis, donde se define un tiempo máximo para

el diagnóstico inferior a 10 ms. A pesar de que el software del sistema de control presenta altos índices de fallas [2], existen pocas referencias [3],[54] en las cuales se dediquen esfuerzos en este sentido. El algoritmo para detectar fallas en el sistema de control basado en la curtosis de los coeficientes de detalle de la transformada Wavelet de la señal de corriente en el lado de alterna del inversor de salida, es una variante que permite resolver este problema, y además exhibe un tiempo de diagnóstico de aproximadamente 14 ms para el peor caso. Finalmente se debe agregar que los algoritmos diseñados en esta investigación, no se evaluaron considerando el sistema de control en lazo abierto. Sin embargo, aunque el algoritmo para detectar fallas individuales en los interruptores del inversor de salida se pudiera extender a otras topologías, puede operar cuando el sistema está en lazo abierto, debido a que solamente se requiere la información de los coeficientes de tendencia.

Tabla 4.2: Tiempos para el diagnóstico de fallas reportados en la literatura.

Referencia	Tiempos de diagnóstico de fallas		Observaciones
	Convertidor cd-cd	Inversor de salida	
[3]		≥ 16 ms	*
[8]		50 ms	*
[11]	67 μs	-	Se necesitan más variables que las requeridas para el sistema de control convencional
[52]	71.6 ms	-	*
[54]	33 ms	-	*
[56]	$< 66 \mu s$	-	Se debe tener un conocimiento exacto del comportamiento del sistema y no se consideran varios niveles de irradiancia.
[58]	-	0.91 ms	Se realiza el estudio para un único nivel de irradiancia
[60]	-	20 ms	*
[61]	-	12 ms	Se realiza el estudio para un único nivel de irradiancia
[63]	-	20 ms	*
Método propuesto	8.3 ms	12 ms	Se realiza el estudio para un amplio rango de irradiancias

* No se realizan observaciones debido a que los tiempos de diagnóstico son mayores en relación con el método propuesto.

Conclusiones

En este trabajo de tesis se cumplieron los objetivos propuestos y se verificó la hipótesis planteada. Se derivan las siguientes conclusiones:

1. La topología seleccionada permite transferir la potencia hacia la red eléctrica con un nivel de distorsión armónica en la señal de corriente inferior al 5 %, y es apropiada para extenderse a una estructura multinivel en la configuración de inversores conectados en cascada. El ajuste de 12 Hz para el ancho de banda del controlador de tensión del bus de CD, así como la selección del valor de la inductancia de enlace en 12.2 mH permiten garantizar el nivel de distorsión armónica de la señal de corriente por debajo del 5 % para niveles de irradiancia superiores a 200 W/m².
 2. Para lograr reducir el tiempo de respuesta del sistema de control del bus de CD de 100 ms (reportado en la literatura) a 33 ms, se emplea un estimador de la tensión del bus de CD que permite atenuar la componente armónica de segundo orden antes de ser retroalimentada al sistema de control.
 3. No es recomendable utilizar un controlador PI para regular la tensión del bus de CD cuando el sistema experimenta cambios abruptos en los niveles de irradiancia, por ejemplo de 1000 a 0 W/m².
 4. Las fallas de circuito abierto en los interruptores del inversor provocan un contenido armónico no deseado en las señales de tensión y corriente del convertidor del sistema fotovoltaico. En los primeros ciclos después de ocurrida una falla, los valores que alcanzan la tensión y la corriente pueden destruir los componentes del convertidor. Las fallas de circuito abierto más críticas, como pueden ser en los interruptores del inversor de salida o del enlace de media frecuencia, se diagnostican en menos de un ciclo de red, asumiendo que la plataforma digital es capaz de completar los cálculos de todos los algoritmos en un tiempo inferior a 65 μ s.
 5. Los sistemas fotovoltaicos operan en distintos niveles de irradiancia, y este aspecto aumenta la complejidad de los algoritmos de diagnóstico de fallas. Sin embargo, las
-

técnicas propuestas en esta investigación no tienen un alto grado de complejidad y son efectivas en un amplio rango de irradiancias (de 100 a 1000 W/m²).

6. Se diseñó y validó el sistema de control completo con operación estable en todo el rango de potencias de operación, incluyendo el algoritmo MPPT.
7. El costo del sistema fotovoltaico no se incrementa con la incorporación del esquema de diagnóstico de fallas propuesto debido a que se utilizan los mismos sensores que posee el sistema de control.
8. El esquema general de diagnóstico de fallas incorpora 5 algoritmos independientes que se basan en técnicas de procesamiento de señales. Aunque en algunos de ellos es necesaria la utilización de varios umbrales, los valores seleccionados son útiles en un amplio rango de irradiancias (100 - 1000 W/m²). La única excepción es el algoritmo de diagnóstico para fallas en los interruptores de potencia (o de los diodos) del enlace de media frecuencia, ya que el valor del umbral debe definirse en función de la irradiancia.

Aportaciones

1. Los algoritmos de diagnóstico de fallas propuestos operan en un amplio rango de irradiancias (100 - 1000 W/m²). Mientras que en los trabajos reportados sobre la detección de fallas, se realiza el análisis para niveles fijos de irradiancia.
 2. El cálculo de los coeficientes de tendencia se realiza conforme se van adquiriendo las muestras, y también se propone un procesamiento recursivo de los descriptores estadísticos, lo que permite reducir los tiempos requeridos para el diagnóstico de fallas. Los trabajos de diagnóstico de fallas en sistemas fotovoltaicos que se basan en la transformada Wavelet, sólo realizan los cálculos de los coeficientes de tendencia una única vez en cada ciclo de red después de almacenar toda la información en un vector de datos, generando retrasos en la tarea de diagnóstico.
 3. El cálculo recursivo basado en la curtosis permite realizar la tarea de diagnóstico en un tiempo menor al que se propone en la literatura, y además se utiliza un único umbral para todo el rango de irradiancias. En los trabajos reportados se utiliza la varianza para detectar fallas en el control o en el sensor de corriente del inversor de salida, pero estos análisis se realizan para una sola potencia de operación, y además no se realiza el cálculo recursivo basado en este descriptor. Cuando se analizan varios rangos de irradiancias, la información de la varianza deja de ser útil si se tiene en cuenta que se necesita un umbral diferente para cada nivel de irradiancia.
 4. La utilización de la derivada de los coeficientes de tendencia de la transformada Wavelet en el algoritmo de diagnóstico de fallas de circuito abierto del convertidor CD-CD, permite obtener una técnica de diagnóstico que no tiene un alto grado de complejidad, como es el caso de otras propuestas que se basan en modelos del sistema en el espacio de
-

estados. Además, los costos por concepto de implementación en una plataforma digital se reducen debido a que no se requiere de un procesador de alta gama.

5. Se emplean los coeficientes de detalle del tercer nivel de descomposición de la transformada Wavelet para el diagnóstico de fallas de circuito abierto en los interruptores del enlace de media frecuencia. Esto no se encuentra en la literatura.

Trabajos Futuros

- Construir un prototipo experimental basado en la topología propuesta.
- Aplicar el esquema de diagnóstico de fallas desarrollado al prototipo experimental.
- Diseñar un prototipo experimental de la topología propuesta en configuración multinivel.
- Desarrollar un esquema de diagnóstico de fallas para la topología en configuración multinivel.
- Proponer un esquema de reconfiguración de la topología en configuración multinivel que emplee un esquema de diagnóstico de fallas como base.

Bibliografía

- [1] M. Ram, M. Child, A. Aghahosseini, D. Bogdanov, and A. Poleva. Comparing Electricity Production Costs of Renewables to Fossil and Nuclear Power Plants in G20 Countries. *Greenpeace*, 2017. (Citado en la p. 1.)
 - [2] P. Hacke, S. Lokanath, P. Williams, A. Vasan, P. Sochor, G. Tamizhmani, H. Shinohara, and S. Kurtz. A Status Review of Photovoltaic Power Conversion Equipment Reliability, Safety, and Quality Assurance Protocols. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 82:1097–1112, Feb 2018. (Citado en las pp. 1, 2, 12 y 114.)
 - [3] I. S. Kim. On-Line Fault Detection Algorithm of A Photovoltaic System Using Wavelet Transform. *Solar Energy*, 126:137–145, Mar 2016. (Citado en las pp. 2, 21 y 114.)
 - [4] I. S. Kim. Fault Detection Algorithm of the Photovoltaic System Using Wavelet Transform. In *India International Conference on Power Electronics 2010 (IICPE2010)*, pages 1–6, 28-30 Jan 2011. (Citado en las pp. 2 y 21.)
 - [5] T. Suman, O. P. Mahela, and S. R. Ola. Detection of Transmission Line Faults in the Presence of Solar PV Generation Using Discrete Wavelet. In *2016 IEEE 7th Power India International Conference (PIICON)*, pages 1–6, 25-27 Nov 2016. (Citado en las pp. 2 y 19.)
 - [6] I. M. Karmacharya and R. Gokaraju. Fault Location in Ungrounded Photovoltaic System Using Wavelets and ANN. *IEEE Transactions on Power Delivery*, PP(99):1–1, 2017. (Citado en las pp. 2 y 18.)
 - [7] I. S. Kim. Islanding Detection Technique Using Wavelet Energy in Grid-Connected PV System. *International Journal of Electronics*, 103(8):1381–1396, Aug 2016. (Citado en la p. 3.)
 - [8] Z. Huang, Z. Wang, and H. Zhang. Multiple Open-Circuit Fault Diagnosis Based on Multistate Data Processing and Subsection Fluctuation Analysis for Photovoltaic Inverter. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 67(3):516–526, Mar 2018. (Citado en las pp. 3, 19 y 114.)
-

-
- [9] M. Dhimish, V. Holmes, B. Mehrdadi, M. Dales, and P. Mather. Photovoltaic Fault Detection Algorithm Based on Theoretical Curves Modelling and Fuzzy Classification System. *Energy*, 140:276–290, Dec 2017. (Citado en las pp. 3 y 20.)
 - [10] A. Livera, M. Theristis, G. Makrides, and G. E. Georghiou. On-Line Failure Diagnosis of Grid-Connected Photovoltaic Systems Based on Fuzzy Logic. In *IEEE 12th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG 2018)*, pages 1–6, 10-12 Apr 2018. (Citado en las pp. 3 y 19.)
 - [11] D. R. Espinoza-Trejo, E. Diez, E. Bárcenas, C. Verde, G. Espinosa-Pérez, and G. Bossio. Model-Based Fault Detection and Isolation in a MPPT Boost Converter for Photovoltaic Systems. In *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 2189–2194, 23-26 Oct 2016. (Citado en las pp. 3, 6, 12, 15, 113 y 114.)
 - [12] Solar Generation 6. Solar Photovoltaic Electricity Empowering the World. *Greenpeace. EPIA*, 2011. (Citado en la p. 5.)
 - [13] M. B. Marzuki, R. T. Naayagi, and V. T. Phan. Modelling and Simulation of Multilevel Inverter for Grid Connected Photovoltaic System. In *2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, pages 859–863, 22-25 Nov 2016. (Citado en la p. 5.)
 - [14] B. Xiao, L. Hang, J. Mei, C. Riley, L. M. Tolbert, and B. Ozpineci. Modular Cascaded H-Bridge Multilevel PV Inverter with Distributed MPPT for Grid-Connected Applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51(2):1722–1731, Mar 2015. (Citado en las pp. 5 y 9.)
 - [15] Annual Energy Outlook 2017. *IEA*, 2017. (Citado en la p. 5.)
 - [16] S. Essakiappan, H. S. Krishnamoorthy, P. Enjeti, R. S. Balog, and S. Ahmed. Multi-level Medium-Frequency Link Inverter for Utility Scale Photovoltaic Integration. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(7):3674–3684, Jul 2015. (Citado en las pp. 5 y 8.)
 - [17] M. R. Islam, Y. Guo, and J. Zhu. A Multilevel Medium-Voltage Inverter for Step-Up-Transformer-Less Grid Connection of Photovoltaic Power Plants. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 4(3):881–889, May 2014. (Citado en las pp. 5 y 9.)
 - [18] M. K. Alam, F. Khan, J. Johnson, and J. Flicker. A Comprehensive Review of Catastrophic Faults in PV Arrays: Types, Detection, and Mitigation Techniques. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 5(3):982–997, May 2015. (Citado en las pp. 6 y 12.)
 - [19] R. Hariharan, M. Chakkarapani, G. Saravana Ilango, and C. Nagamani. A Method to Detect Photovoltaic Array Faults and Partial Shading in PV Systems. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 6(5):1278–1285, Sep 2016. (Citado en la p. 6.)
 - [20] J. Johnson, B. Pahl, C. Luebke, T. Pier, T. Miller, J. Strauch, S. Kuszmaul, and W. Bower. Photovoltaic DC Arc Fault Detector Testing At Sandia National Laboratories. In
-

- 2011 37th IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, pages 003614–003619, 19-24 Jun 2011. (Citado en la p. 6.)
- [21] G. Wang, C. C. Youn, and A. M. Stankovic. DC-Side High Impedance Ground Fault Detection for Transformerless Single-Phase PV Systems. In *2015 North American Power Symposium (NAPS)*, pages 1–6, Oct 2015. (Citado en la p. 6.)
- [22] Z. Yi and A. H. Etemadi. Fault Detection for Photovoltaic Systems Based on Multi-Resolution Signal Decomposition and Fuzzy Inference Systems. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 8(3):1274–1283, May 2017. (Citado en las pp. 6 y 12.)
- [23] T. Basso and N. Friedman. IEEE 1547 National Standard for Interconnecting Distributed Generation: How Could It Help My Facility. *Journal Article NREL/JA-560-34875, National Renewable Energy Laboratory*, 2003. (Citado en la p. 6.)
- [24] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg. A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(5):1292–1306, Sep 2005. (Citado en las pp. 6 y 7.)
- [25] S. Z. Mohammad Noor, A. M. OMar, N. N. Mahzan, and I. R. Ibrahim. A Review of Single-Phase Single Stage Inverter Topologies for Photovoltaic System. In *2013 IEEE 4th Control and System Graduate Research Colloquium*, pages 69–74, Aug 2013. (Citado en la p. 6.)
- [26] I. D. Pharne and Y. N. Bhosale. A Review on Multilevel Inverter Topology. In *2013 International Conference on Power, Energy and Control (ICPEC)*, pages 700–703, 6-8 Feb 2013. (Citado en la p. 6.)
- [27] S. H. Shehadeh, H. H. Aly, and M. E. El-Hawary. Photovoltaic Multi-Level Inverters Technology. In *2015 IEEE 28th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, pages 648–655, 3-6 May 2015. (Citado en la p. 6.)
- [28] V. Vekhande and B. G. Fernandes. Central Multilevel Current-Fed Inverter with Module Integrated DC-DC Converters for Grid-Connected PV Plant. In *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 1933–1940, Sep 2013. (Citado en las pp. 7 y 8.)
- [29] V. Garg, S. K. Sinha, and M. P. Dave. Phase Shifted PWM Cascaded Multilevel Inverter for Solar PV Grid Integration. In *2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, pages 1–5, 4-6 Jul 2016. (Citado en la p. 7.)
- [30] V. S. Prasadaraao K, P. Sudha Rani, and G. Tabita. A New Multi Level Inverter Topology for Grid Interconnection of PV Systems. In *2014 Power and Energy Systems: Towards Sustainable Energy*, pages 1–5, Mar 2014. (Citado en las pp. 7 y 9.)
-

-
- [31] M. K. Lingam and P. Samuel. Grid Integration of PV System Using Marx Multilevel Inverter. In *2016 IEEE Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Computer and Electronics Engineering (UPCON)*, pages 647–652, 9-11 Dec 2016. (Citado en las pp. 7 y 9.)
- [32] J. M. Sandoval, V. Cárdenas, M. A. Barrios, M. González, and A. Aganza Torres. Large Scale Photovoltaic Structures with Medium-Frequency Isolation. In *2016 13th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE)*, pages 1–6, 26-30 Sep 2016. (Citado en la p. 8.)
- [33] X. Yan and A. Hamza. Control Strategy of Cascaded H-Bridge Inverter for Grid Connected with Solar Photovoltaic Conversion Systems. In *2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, pages 1–5, 31 Aug-3 Sept 2014. (Citado en la p. 9.)
- [34] S. Kouro, C. Fuentes, M. Perez, and J. Rodriguez. Single DC-Link Cascaded H-Bridge Multilevel Multistring Photovoltaic Energy Conversion System with Inherent Balanced Operation. In *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pages 4998–5005, 25-28 Oct 2012. (Citado en la p. 9.)
- [35] G. Ramya and R. Ramaprabha. Switching Loss and THD Analysis of Modular Multilevel Converter with Different Switching Frequency. In *2015 IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pages 336–340, 9-12 Jun 2015. (Citado en la p. 9.)
- [36] R. Otero-De-Leon and N. Mohan. Full-Bridge Modular Multilevel Converter with High Frequency Link for Photovoltaic Applications. In *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pages 294–299, Jun 2015. (Citado en la p. 9.)
- [37] G. Brando, A. Dannier, A. Del Pizzo, and R. Rizzo. A High Performance Control Technique of Power Electronic Transformers in Medium Voltage Grid-Connected PV Plants. In *the XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, pages 1–6, 6-8 Sep 2010. (Citado en la p. 9.)
- [38] T. Janssen and H. Krishnaswami. Voltage and Current Control of A Multi-Port NPC Inverter Configuration for A Grid-Connected Photovoltaic System. In *2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pages 1–7, Jun 2016. (Citado en la p. 10.)
- [39] M. Trabelsi, H. Abu-Rub, and B. Ge. 1-MW Quasi-Z-Source Based Multilevel PV Energy Conversion System. In *2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pages 224–229, 14-17 Mar 2016. (Citado en la p. 10.)
- [40] D. Sun, B. Ge, F. Z. Peng, A. R. Haitham, D. Bi, and Y. Liu. A New Grid-Connected PV System Based on Cascaded H-Bridge Quasi-Z Source Inverter. In *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pages 951–956, May 2012. (Citado en la p. 10.)
-

-
- [41] W. Zhao, H. Choi, G. Konstantinou, M. Ciobotaru, and V. G. Agelidis. Cascaded H-Bridge Multilevel Converter for Large-Scale PV Grid-Integration with Isolated DC-DC Stage. In *2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pages 849–856, Jun 2012. (Citado en la p. 10.)
- [42] A. K. Morya, A. Shukla, and S. Doolla. Control of Grid Connected Cascaded H-Bridge Multilevel Converter During Grid Voltage Unbalance for Photovoltaic Application. In *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 7990–7995, 10-13 Nov 2013. (Citado en la p. 10.)
- [43] H. Choi, W. Zhao, M. Ciobotaru, and V. G. Agelidis. Large-Scale PV System Based on the Multiphase Isolated DC/DC Converter. In *2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pages 801–807, Jun 2012. (Citado en la p. 10.)
- [44] A. A. R. F. E. Cardoso, N. C. Foureaux, J. A. S. Brito, and B. J. Cardoso F. Sic Based Cascaded Multilevel Converter for Solar Applications: Downscaled Prototype Development. In *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pages 1–6, 29 Nov-2 Dec 2015. (Citado en las pp. 10 y 11.)
- [45] M. González, B. Raison, S. Bacha, and L. Bun. Fault Diagnosis in A Grid-Connected Photovoltaic System By Applying A Signal Approach. In *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 1354–1359, 7-10 Nov 2011. (Citado en las pp. 12 y 18.)
- [46] A. Drews, A.C. De Keizer, H.G. Beyer, E. Lorenz, J. Betcke, W.G.J.H.M. Van Sark, W. Heydenreich, E. Wiemken, S. Stettler, P. Toggweiler, S. Bofinger, M. Schneider, G. Heilscher, and D. Heinemann. Monitoring and Remote Failure Detection of Grid-Connected PV Systems Based on Satellite Observations. *Solar Energy*, 81(4):548–564, Apr 2007. (Citado en la p. 12.)
- [47] U. Jahn and W. Nasse. Operational Performance of Grid-Connected PV Systems on Buildings in Germany. *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, 12(6):441–448, 2004. (Citado en la p. 12.)
- [48] J. A. Pecina Sánchez. Diagnóstico de Fallas en Convertidores Multinivel NPC para Sistemas Fotovoltaicos Interconectados con la Red. *Tesis de Doctorado*, Feb 2017. (Citado en las pp. 12 y 17.)
- [49] S. Ceballos, J. Pou, E. Robles, I. Gabiola, J. Zaragoza, J. L. Villate, and D. Boroyevich. Three-Level Converter Topologies with Switch Breakdown Fault-Tolerance Capability. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(3):982–995, Mar 2008. (Citado en la p. 12.)
-

-
- [50] S. R. Madeti and S. N. Singh. A Comprehensive Study on Different Types of Faults and Detection Techniques for Solar Photovoltaic System. *Solar Energy*, 158:161–185, Dec 2017. (Citado en la p. 14.)
- [51] C. Verde. Monitoreo y Diagnóstico Automático de Fallas en Sistemas Dinámicos. *TRILLAS*, page 248, 2014. (Citado en las pp. 14, 51 y 62.)
- [52] P. Jain, L. Jian, J. Poon, C. Spanos, S. R. Sanders, J. X. Xu, and S. K. Panda. A Luenberger Observer-Based Fault Detection and Identification Scheme for Photovoltaic DC-DC Converters. In *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 5015–5020, 29 Oct-1 Nov 2017. (Citado en las pp. 16 y 114.)
- [53] Z. Cen and P. Stewart. Condition Parameter Estimation for Photovoltaic Buck Converters Based on Adaptive Model Observers. *IEEE Transactions on Reliability*, 66(1):148–160, Mar 2017. (Citado en la p. 16.)
- [54] P. Jain, J. X. Xu, S. K. Panda, J. Poon, C. Spanos, and S. R. Sanders. Fault Diagnosis via PV Panel-Integrated Power Electronics. pages 1–6. IEEE, Jun 2016. (Citado en las pp. 16 y 114.)
- [55] E. Ribeiro, A. J. M. Cardoso, and C. Boccaletti. Open-Circuit Fault Diagnosis in Interleaved DC-DC Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(6):3091–3102, Jun 2014. (Citado en la p. 16.)
- [56] E. Jamshidpour, P. Poure, and S. Saadate. Photovoltaic Systems Reliability Improvement By Real-Time FPGA-Based Switch Failure Diagnosis and Fault-Tolerant DC - DC Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(11):7247–7255, Nov 2015. (Citado en las pp. 17, 113 y 114.)
- [57] K.O. Mtepele, J.A. Pecina-Sanchez, D.U. Campos-Delgado, and A.A. Valdez-Fernandez. Open Circuit Fault Diagnosis Strategy for A Generalized N-Levels CHB Multilevel Converters. *Memories of Automatic Control National Congress*, Sep 2016. (Citado en la p. 17.)
- [58] S. M. Jung, J. S. Park, H. W. Kim, K. Y. Cho, and M. J. Youn. An MRAS-Based Diagnosis of Open-Circuit Fault in PWM Voltage-Source Inverters for PM Synchronous Motor Drive Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(5):2514–2526, May 2013. (Citado en las pp. 17, 113 y 114.)
- [59] N. M. A. Freire, J. O. Estima, and A. J. M. Cardoso. A Voltage-Based Approach Without Extra Hardware for Open-Circuit Fault Diagnosis in Closed-Loop PWM AC Regenerative Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(9):4960–4970, Sep 2014. (Citado en la p. 18.)
-

-
- [60] M. Dong, H. Dong, L. Wang, J. Yang, L. Li, and Y. Wang. A Simple Open-Circuit Detection Strategy for A Single-Phase Grid-Connected PV Inverter Fed From Power Optimizers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(4):2798–2802, Apr 2018. (Citado en las pp. 18 y 114.)
- [61] V. F. Pires, D. Foito, and T. G. Amaral. Fault Detection and Diagnosis in A PV Grid-Connected T-Type Three Level Inverter. pages 933–937. IEEE, Nov 2015. (Citado en las pp. 20 y 114.)
- [62] S. G. Srivani and U. B. Vyas. Fault Detection of Switches in Multilevel Inverter Using Wavelet and Neural Network. *IEEE Transactions on Power Electronics, 7th International Conference on Power Systems (ICPS)*, page 6, 2017. (Citado en la p. 20.)
- [63] H. T. Do, X. Zhang, N. V. Nguyen, S. S. Li, and T. T. T. Chu. Passive-Islanding Detection Method Using the Wavelet Packet Transform in Grid-Connected Photovoltaic Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(10):6955–6967, Oct 2016. (Citado en las pp. 20 y 114.)
- [64] S. Kundu, N. Gupta, and KuMar P. Review of Solar Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Techniques. In *2016 7th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, pages 1–6, 17-19 Nov 2016. (Citado en la p. 24.)
- [65] C. W. Priananda, A. Rajagukguk, D. C. Riawan, and M. Ashari. New Approach of Maximum Power Point Tracking for Static Miniature Photovoltaic Farm Under Partially Shaded Condition Based on New Cluster Topology. In *2017 15th International Conference on Quality in Research (Qir): International Symposium on Electrical and Computer Engineering*, pages 444–449, 24-27 Jul 2017. (Citado en la p. 24.)
- [66] A. Sayal. MPPT Techniques for Photovoltaic System Under Uniform Insolation and Partial Shading Conditions. In *2012 Students Conference on Engineering and Systems*, pages 1–6, 16-18 Mar 2012. (Citado en la p. 24.)
- [67] N. Zinelaabidine, M. Karim, B. Bossoufi, and M. Taoussi. MPPT Algorithm Control for Grid Connected PV Module. In *2017 International Conference on Advanced Technologies for Signal and Image Processing (ATSIP)*, pages 1–6, 22-24 May 2017. (Citado en la p. 24.)
- [68] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez. Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems. Piscataway, N.J. : Chichester, West Sussex ; Hoboken, N.J, 2011. IEEE; Wiley. (Citado en la p. 24.)
- [69] H. Nademi, A. Elahidoost, and L. E. Norum. Comparative Analysis of Different MPPT Schemes for Photovoltaic Integration of Modular Multilevel Converter. pages 1–5. IEEE, Jun 2016. (Citado en la p. 24.)
-

-
- [70] D. Gonzalez, C. A. Ramos-Paja, C. Carrejo, S. Serna, and A. Saavedra. Modeling and Control of Grid-Connected Photovoltaic Systems for 100 Hz Oscillations Mitigation. In *2011 IEEE Second Latin American Symposium on Circuits and Systems (LASCAS)*, pages 1–4, February 2011. (Citado en la p. 25.)
- [71] H. Snani, M. Amarouayache, A. Bouzid, A. Lashab, and H. Bounechba. A Study of Dynamic Behaviour Performance of DC/DC Boost Converter Used in the Photovoltaic System. In *Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 15th International Conference on*, pages 1966–1971. IEEE, 10-13 Jun 2015. (Citado en las pp. 25 y 26.)
- [72] F. Beltrame, H. C. Sartori, and J. R. Pinheiro. Analysis of Different Designs for the Boost Converter Applied to PV Systems. In *Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 13th Brazilian*, pages 1–6. IEEE, 29 Nov-2 Dec 2015. (Citado en la p. 25.)
- [73] A. Yazdani and R. Iravani. *Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications*. Hoboken, N.J, 2010. IEEE Press John Wiley. (Citado en las pp. 30, 31 y 35.)
- [74] N. E. Zakzouk, A. K. Abdelsalam, A. A. Helal, and B. W. Williams. PV Single-Phase Grid-Connected Converter: DC-Link Voltage Sensorless Prospective. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 5(1):526–546, Mar 2017. (Citado en las pp. 38 y 89.)
- [75] Y. Hu, W. Xiao, W. Cao, Y. Du, and S. Finney. DC-Link Voltage Control Strategy for Reducing Capacitance and Total Harmonic Distortion in Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverters. *IET Power Electronics*, 8(8):1386–1393, Aug 2015. (Citado en las pp. 38 y 89.)
- [76] J. Walker. A Primer on Wavelets and Their Scientific Applications, Second Edition. volume 29 of *Studies in Advanced Mathematics*. Chapman and Hall/CRC, Jan 2008. (Citado en la p. 52.)
- [77] A. Yazdani and P. P. Dash. A Control Methodology and Characterization of Dynamics for a Photovoltaic (PV) System Interfaced with a Distribution Network. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 24(3):1538–1551, Jul 2009. (Citado en la p. 89.)
- [78] F. He, Z. Zhao, L. Yuan, and S. Lu. A DC-Link Voltage Control Scheme for Single-Phase Grid-Connected PV Inverters. pages 3941–3945. IEEE, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011. (Citado en la p. 89.)
-