



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

Diagnóstico de fallas múltiples en un sistema de generación eólica

TESIS

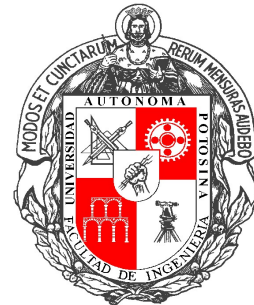
Que para obtener el grado de:
Doctor en Ingeniería Eléctrica
Opción: Electrónica de Potencia para Fuentes Alternas de Energía

Presenta:
M.I. San José de la Rosa Mendoza

Asesor:
Dr. Ricardo Álvarez Salas

Co-asesor:
Dr. Mario Arturo González García

San Luis Potosí, S.L.P., Junio de 2022



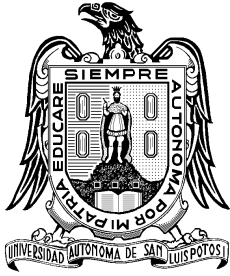
Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ingeniería

Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

Maestría en Ingeniería Eléctrica

Opción: Control Automático



Diagnóstico de fallas múltiples en un sistema de generación eólica

Presenta:

M.I. San José de la Rosa Mendoza

Sinodales:

Dr. Ricardo Álvarez Salas
Asesor

Dr. Mario Arturo González García
Co-Asesor

Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo
Revisor

Dr. Mauro Eduardo Maya Méndez
Revisor

Dr. Jorge Alberto Morales Saldaña
Suplente

Dr. Carlos Rodríguez Doñate
Revisor Externo

San Luis Potosí, S.L.P., Junio de 2022



21 de octubre de 2021

**M.I. SAN JOSÉ DE LA ROSA MENDOZA
P R E S E N T E.**

En atención a su solicitud de Temario, presentada por los **Dres. Ricardo Álvarez Salas y Mario Arturo González García**, Asesor y Coasesor de la Tesis que desarrollará Usted con el objeto de obtener el Grado de **Doctor en Ingeniería Eléctrica**, me es grato comunicarle que en la sesión del H. Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 21 de octubre del presente año, fue aprobado el Temario propuesto:

TEMARIO:

"Diagnóstico de fallas múltiples en un sistema de generación eólica"

Introducción.

1. Antecedentes y planteamiento del problema
2. Modelado y control del sistema eléctrico de un aerogenerador
3. Diagnóstico de fallas en el sistema eléctrico de un aerogenerador
4. Resultados de simulación y experimentales

Conclusiones

Referencias

"MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO"

A T E N T A M E N T E



DR. EMILIO JORGE GONZÁLEZ GALVÁN
DIRECTOR.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA
DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE INGENIERÍA
DIRECCION

Dedicatoria

A mi hija Lucia Antonella, que aunque en este momento no entiende mis palabras, quiero que en un futuro se de cuenta de lo mucho que vale para mí y que es la persona que más amo, gracias por darle un nuevo sentido a la vida y llenarla de felicidad.

Agradecimientos

A mi madre Lucia Mendoza Crispín quien siempre me ha brindado todo el apoyo a lo largo de mi vida para lograr mis metas y ser la persona que más admiro. A ti te debo todo lo que soy.

A mi esposa Alejandra E. Mata Valdez por brindarme todo su amor y su apoyo incondicional en todo momento y estar conmigo en los momentos buenos y en los malos.

A mis hermanos Ángel, Isabel, Juan y Lupe gracias por su apoyo y sus palabras de aliento son muy importantes para mi.

Al Dr. Ricardo Álvarez Salas y al Dr. Mario Arturo González García por guiarme en la realización de éste trabajo y compartir sus conocimientos. Gracias por todo su apoyo.

A mi comité revisor compuesto por el Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo, Dr. Mauro Eduardo Maya Méndez, Dr. Jorge Alberto Morales Saldaña y Dr. Carlos Rodríguez Doñate por las sugerencias y comentarios que enriquecieron el presente trabajo doctoral.

A la licenciada Ana Cecilia Rivera Rivera, por las facilidades para prestarme el equipo de laboratorio, sus consejos y sobre todo una gran amistad.

A todos mis compañeros y amigos del laboratorio y posgrado: Dani, Tobi, Barrios, Yuniel, Rosa, Charly, Julio, Mejía, Noé, Isra, Juanito y Fer; así como a los doctores: Rafa, Chema, Aganza, Efrén, Claudia, Isaac y Almaguer por su amistad, consejos y su disponibilidad de compartir su experiencia.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por otorgarme la beca para cursar el programa de Doctorado en Ingeniería Eléctrica en el CIEP.

Simbología y acrónimos

Símbolo o acrónimo	Descripción
APOD-PWM	Alternative Phase opposition Disposition Pulse Width Modulation.
BTB	Back to Back.
CA	Corriente Alterna.
CD	Corriente Directa.
CSC	Current Source Converter.
DFIG	Doubly-Fed Induction Generator.
DPM	Direct Pulse Modulation.
DSP	Digital Signal Processor.
EMI	Electromagnetic Interference.
FOC	Field-Oriented Control.
FP	Factor de Potencia.
GSC	Grid Side Converter.
IEA	International Energy Agency.
LSTM	Long Short-Term Memory.
PCC	Point of Common Coupling.
PD-PWM	Phase Disposition Pulse Width Modulation.
PLL	Phase-Locked Loop.
POD-PWM	Phase Opposition Disposition Pulse Width Modulation.
PWM	Pulse Width Modulation.
NPC	Neutral Point Clamped.
NNC	Natural Clamped Converter.
PMSG	Permanent Magnet Synchronous Generator.
SCIG	Squirrel Cage Induction Generator.
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation.
RSC	Rotor side converter.
THD	Total Harmonic Distortion.
TRF	Transformada Rápida de Fourier.
TWD	Transformada Wavelet Discreta.
VSC	Voltage source converter.
WECS	Wind Energy Conversion System.
WRIG	Wound Rotor Induction Generator.
WRSG	Wound Rotor Synchronous Generator.

WSHT	Weighted Sliding Hilbert Transform.
A	Área de sección transversal que atraviesa la masa de aire.
B_m	Coefficiente de amortiguamiento.
$C_1 - C_2$	Condensadores del bus de CD.
$D_1 - D_{12}$	Interruptores de potencia.
$F_{agu}, F_{bgu}, F_{cgu}$	Banderas superiores del GSC.
$F_{agl}, F_{bgl}, F_{cgl}$	Banderas inferiores del GSC.
$F_{aru}, F_{bru}, F_{cru}$	Banderas superiores del RSC.
$F_{arl}, F_{brl}, F_{crl}$	Banderas inferiores del RSC.
i_a, i_b, i_c	Corrientes de línea en el PCC.
i_{ag}, i_{bg}, i_{cg}	Corrientes de línea en el lado de la red.
i_{ar}, i_{br}, i_{cr}	Corrientes de línea en el rotor del generador.
i_{as}, i_{bs}, i_{cs}	Corrientes de línea en el estator del generador.
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$	Corrientes de línea en estator en el marco de referencia $\alpha\beta$.
$i_d, i_q,$	Corrientes de línea del PCC en el marco de referencia dq .
i_{dg}, i_{qg}	Corrientes de línea del lado de la red en el marco de referencia dq .
i_{ds}, i_{qs}	Corrientes de línea del estator en el marco de referencia dq .
i_{dr}, i_{qr}	Corrientes de línea del lado del rotor en el marco de referencia dq .
J	Inercia del rotor y la carga conectada.
$M_{agu}, M_{bgu}, M_{cgu}$	Umbrales superiores del GSC.
$M_{agl}, M_{bgl}, M_{cgl}$	Umbrales inferiores del GSC.
$M_{aru}, M_{bru}, M_{cru}$	Umbrales superiores del RSC.
$M_{arl}, M_{brl}, M_{crl}$	Umbrales inferiores del RSC.
n_1	Número de de dientes del engrane 1.
n_2	Número de de dientes del engrane 2.
p	Número de polos de la máquina.
p_w	Potencia del viento.
$Q_1 - Q_{24}$	Interruptores de potencia.
$R_{agu}, R_{bgu}, R_{cgu}$	Residuos superiores del GSC.
$R_{agl}, R_{bgl}, R_{cgl}$	Residuos inferiores del GSC.
$R_{aru}, R_{bru}, R_{cru}$	Residuos superiores del RSC.
$R_{arl}, R_{brl}, R_{crl}$	Residuos inferiores del RSC.
R_{blade}	Radio de la paleta del rotor en metros.
Δ_g	Factores de corrección para los umbrales del lado de la red.
Δ_r	Factores de corrección para los umbrales del lado del rotor.

ρ	Densidad del aire.
τ_L	Par aplicado al generador.
τ_e	Par eléctrico del generador.
S_{rx}	Potencia aparente en el RSC de cualquier fase.
S_{gx}	Potencia aparente en el GSC de cualquier fase.
v_w	Velocidad del viento.
v_a, v_b, v_c	Tensiones en la red eléctrica en el PCC con impedancia de red.
v_{ar}, v_{br}, v_{cr}	Tensiones en el lado del rotor.
v_{as}, v_{bs}, v_{cs}	Tensiones en el lado del estator.
v_α, v_β	Tensiones de estator en el marco de referencia $\alpha\beta$.
u_{ar}, u_{br}, u_{cr}	Señales de control del RSC.
u_{ag}, u_{bg}, u_{cg}	Señales de control del GSC.
v_{CD}	Tensión en el bus de CD.
u_α, u_β	Señales de control en el marco de referencia $\alpha\beta$.
$\Upsilon_{agu}, \Upsilon_{bgu}, \Upsilon_{cgu}$	Residuos superiores del GSC de nivel 2.
$\Upsilon_{agl}, \Upsilon_{bgl}, \Upsilon_{cgl}$	Residuos inferiores del GSC de nivel 2.
$\Upsilon_{aru}, \Upsilon_{bru}, \Upsilon_{cru}$	Residuos superiores del RSC de nivel 2.
$\Upsilon_{arl}, \Upsilon_{brl}, \Upsilon_{crl}$	Residuos inferiores del RSC de nivel 2.
Γ	Fallas en uno o dos interruptores en serie.
ω	Velocidad angular de las corrientes del estator.
ω_m	Velocidad rotacional del eje del rotor.
ω_r	Velocidad angular de las corrientes del rotor.
θ_p	Ángulo del pitch.
θ_r	Posición angular del rotor.

Índice general

Introducción	1
1. Antecedentes y planteamiento del problema	3
1.1. Tipos de aerogeneradores	3
1.1.1. Aerogenerador tipo A	4
1.1.2. Aerogenerador tipo B	4
1.1.3. Aerogenerador tipo C	5
1.1.4. Aerogenerador tipo D	5
1.2. Tipos de convertidores para el WECS	7
1.2.1. Convertidores BTB basados en VSC	7
1.2.2. Convertidores BTB matriciales	7
1.2.3. Convertidores BTB Tamden	8
1.2.4. Convertidores BTB resonantes	8
1.2.5. Convertidores BTB en configuración multinivel	9
1.3. Conceptos básicos de detección y diagnóstico de fallas en sistemas dinámicos	10
1.3.1. Técnicas de detección y diagnóstico de fallas en sistemas dinámicos	12
1.4. Consecuencias de la incorporación de las fuentes de generación eólica a la red eléctrica	12
1.5. Fallas en sistemas de generación eólica	13
1.6. Estrategias para la detección y diagnóstico de fallas en sistemas de generación eólica	13
1.7. Diagnóstico de fallas con perturbaciones en el PCC en los sistemas WECS	17
1.8. Planteamiento del problema	18
1.8.1. Hipótesis	18
1.8.2. Objetivo general	18
1.8.3. Objetivos particulares	18
2. Modelado y control del sistema eléctrico de un aerogenerador	19
2.1. Principios de operación del sistema de generación eólica	20
2.2. Modelo matemático de la turbina eólica	21
2.3. Modelo matemático de la flecha	21
2.4. Modelo matemático del convertidor NPC-BTB en el marco de referencia estacionario abc	22
2.5. Modelado del DFIG en el marco de referencia estacionario abc	24
2.6. Mapeo de coordenadas del marco abc al $\alpha\beta$	27
2.7. Mapeo de coordenadas del marco abc al dq	28
2.8. Modelo matemático del convertidor NPC-BTB en el marco de referencia síncrono dq	30

2.9. Modelado del DFIG en el marco de referencia síncrono dq	31
2.10. Seguimiento de amarre de fase PLL	31
2.11. Modulación PD-PWM	32
2.12. Esquema de control de campo orientado (FOC)	34
2.12.1. Esquema de control del RSC	36
2.12.2. Esquema de control del GSC	38
2.13. Esquema de control del WECS	41
3. Diagnóstico de fallas en el sistema eléctrico de un aerogenerador	45
3.1. Algoritmo de detección de fallas en el convertidor de electrónica de potencia	45
3.1.1. Transformada discreta de Fourier	46
3.1.2. Transformada wavelet discreta Haar	47
3.1.3. Cálculo en tiempo real de la TWD con la wavelet Haar	49
3.1.4. Transformada wavelet discreta Daubechies 4	49
3.1.5. Cálculo en tiempo real de la TWD con la wavelet Daubechies 4	50
3.2. Cálculo recursivo de descriptores estadísticos	52
3.2.1. Cálculo en tiempo real del valor promedio	52
3.2.2. Cálculo en tiempo real del valor RMS	52
3.3. Algoritmo de diagnóstico de fallas en el convertidor BTB-NPC	53
3.4. Elementos considerados para el diagnóstico de fallas	57
3.4.1. Diagnóstico de fallas en el RSC	57
3.4.2. Diagnóstico de fallas en el GSC	59
3.4.3. Diagnóstico de fallas en el bus de CD	61
4. Resultados de simulación y experimentales	63
4.1. Diagnóstico de fallas en el convertidor NPC-BTB del WECS	63
4.1.1. Falla tipo A	65
4.1.2. Falla tipo B	67
4.1.3. Falla tipo C	68
4.1.4. Falla tipo D	70
4.2. Diagnóstico de fallas en un aerogenerador con incertidumbre paramétrica	71
4.3. Diagnóstico de fallas considerando el efecto de la impedancia de red	73
4.4. Diagnóstico de fallas bajo perturbaciones en la red eléctrica	78
4.4.1. Casos de estudio	78
4.5. Diagnóstico de fallas en una plataforma experimental	82
4.5.1. Pruebas en un DSP con WECS a 1 kW	83
4.5.2. Pruebas en un DSP con WECS a 1 MVA	87
4.6. Discusión de los resultados obtenidos	89
Conclusiones	93
Referencias	97

Índice de figuras

1.1. Etapas de conversión de potencia en un WECS típico (en algunos sistemas no es necesaria la caja de engranes).	3
1.2. Aerogenerador con SCIG, compensado y acoplado a la red mediante transformador.	4
1.3. Aerogenerador con WRIG, acoplado a la red mediante transformador y control de resistencia variable.	5
1.4. Aerogenerador con DFIG con convertidor de frecuencia de escala parcial y acoplado a la red mediante transformador.	6
1.5. Aerogenerador con PMSG ó WRSG con convertidor de escala completa.	6
1.6. Tipos de convertidores BTB utilizados en aerogeneradores.	11
1.7. Tasa de falla presentada en componentes de aerogeneradores.	14
2.1. Sistema de generación eólica tipo C con esquema de control FOC.	20
2.2. Esquema de la flecha del DFIG.	22
2.3. Diagrama esquemático del convertidor NPC-BTB.	23
2.4. Estados de operación en el convertidor NPC para una fase.	23
2.5. Diagrama eléctrico de la máquina de inducción doblemente alimentada.	25
2.6. Mapeo de coordenadas del marco abc , hacia $\alpha\beta$ y dq	29
2.7. Esquema de control del PLL con las tensiones del estator.	32
2.8. Esquema de modulación PD-PWM.	33
2.9. Diagrama vectorial de las variables del DFIG orientadas al voltaje de estator.	34
2.10. Lazo de control de las corrientes i_{dr} e i_{qr}	36
2.11. Esquema de control del RSC.	39
2.12. Lazo de control interno de las corrientes i_{dg} e i_{qg}	40
2.13. Esquema de control del GSC.	42
2.14. Sistema de generación eólica con control de campo orientado.	43
3.1. Convertidor NPC -BTB y los elementos propensos a falla.	46
3.2. Explicación de diferentes niveles en la TWD.	48
3.3. Adquisición de datos del sistema de energía eólica basado en DFIG para el procesamiento del algoritmo experimental de diagnóstico de fallas en línea.	53
3.4. Diagrama de flujo del algoritmo de detección de fallas propuesto para fallas de circuito abierto en los convertidores NPC del sistema de generación de energía eólica basado en DFIG.	54
3.5. Elementos susceptibles a falla en el RSC.	58
3.6. Elementos susceptibles a falla en el GSC.	59
4.1. Sistema de generación eólica con control de campo orientado.	64

4.2. Falla Tipo A en el Convertidor BTB-NPC con falla en Q_1	65
4.3. Corrientes de línea en el RSC y GSC con falla Γ_{1a}	66
4.4. Diagnóstico de fallas en el RSC y GSC con falla Γ_{1a}	66
4.5. Comportamiento de las banderas de falla del bus de CD ante una falla del tipo Γ_{1a}	67
4.6. Falla Tipo B en el convertidor BTB-NPC con falla en Q_1 y Q_9	67
4.7. Corrientes de línea del RSC con falla Γ_{1a} y Γ_{3a}	68
4.8. Diagnóstico del convertidor BTB-NPC con falla Γ_{1a} y Γ_{3a}	69
4.9. Falla Tipo C en el Convertidor BTB-NPC.	69
4.10. Corrientes de línea del RSC y el GSC con falla Γ_{1a} y Γ_{4a}	70
4.11. Diagnóstico de fallas con la falla Γ_{1a} y Γ_{4a}	71
4.12. Falla Tipo D en el Convertidor BTB-NPC.	71
4.13. Corrientes de línea del RSC con falla Γ_{1a} y Γ_{5a}	72
4.14. Corrientes de línea del RSC con falla Γ_{1a} y Γ_{5a}	73
4.15. Corrientes de línea del RSC con falla Γ_{1a} y Γ_{2a} y variación paramétrica del 10 % en C_1	74
4.16. Diagnóstico del convertidor BTB-NPC con falla Γ_{1a} y Γ_{2a} y variación paramétrica del 10 % en C_1	75
4.17. Sistema de generación eólica con FOC y el efecto de la impedancia de red.	75
4.18. WECS con el efecto de la impedancia de red en el PCC.	76
4.19. Tensión de la fase a en el PCC del WECS con L_{red1}	76
4.20. Diagnóstico de fallas con falla Γ_{1a} y Γ_{5a} e impedancia de red L_{red1}	77
4.21. Tensión de la fase a en el PCC del WECS con L_{red2}	77
4.22. Diagnóstico de fallas con falla Γ_{1a} y Γ_{5a} e impedancia de red L_{red2}	78
4.23. Sistema de generación eólica con FOC y perturbaciones en el PCC.	79
4.24. Prueba del caso I: sag del 15 %.	80
4.25. Prueba del caso II: swell del 15 %.	81
4.26. Prueba del caso III: sag del 30 %.	82
4.27. Prueba del caso IV: swell del 30 %.	83
4.28. Prueba del caso V: sag del 50 %.	84
4.29. Prueba del caso VI: swell del 50 %.	85
4.30. Algoritmo de diagnóstico de fallas usando la TWD la wavelet Haar de nivel dos aplicado a la corriente de línea de la fase a , bajo la falla de circuito abierto en Q_1	85
4.31. Algoritmo de diagnóstico de fallas usando la TWD la wavelet Haar de nivel dos aplicado a la corriente de línea de la fase a , bajo la falla de circuito abierto en Q_{13}	86
4.32. Algoritmo de diagnóstico de fallas usando la TWD la wavelet Haar de nivel dos aplicado a la corriente de línea de la fase a , bajo la falla de circuito abierto Q_1 y Q_6	86

4.33. Algoritmo de diagnóstico de fallas usando la TWD la wavelet Haar de nivel dos aplicado a la corriente de línea de la fase a , bajo la falla de circuito abierto Q_{13} y Q_{18}	87
4.34. Algoritmo de diagnóstico de fallas usando la TWD la wavelet Haar de nivel dos aplicado a la corriente de línea de la fase a , bajo la falla de circuito abierto en Q_1 y Q_6 para 1 MVA de potencia.	89
4.35. Algoritmo de diagnóstico de fallas usando la TWD la wavelet Haar de nivel dos aplicado a la corriente de línea de la fase a , bajo la falla de circuito abierto en Q_{13} . para 1 MVA de potencia	89

Índice de tablas

1.1. Métodos de diagnóstico de fallas y tiempos de detección.	17
2.1. Estados posibles en los interruptores del convertidor NPC.	23
3.1. Combinación de interruptores de potencia en serie	57
3.2. Banderas que se activan en función de las fallas en los interruptores de potencia en el RSC.	58
3.3. Banderas que se activan en función de las fallas en los diodos del RSC.	59
3.4. Banderas que se activan en función de las fallas en los interruptores de potencia del GSC.	60
3.5. Banderas que se activan en función de las fallas consideradas en el los diodos del RSC.	60
3.6. Banderas que se activan en función de las fallas consideradas en el bus de CD.	61
4.1. Parámetros de operación del sistema de generación eólica.	64
4.2. Clasificación de fallas.	65
4.3. Impedancias de red empleadas para la prueba.	74
4.4. Perturbaciones en la red consideradas para evaluar la correcta operación del esquema de detección de fallas.	79
4.5. Parámetros de procesamiento del algoritmo en el DSP.	83
4.6. Diagnóstico de fallas utilizando la wavelet Haar ms.	87
4.7. Diagnóstico de fallas utilizando la wavelet Dabechies 4 en ms.	88
4.8. Parámetros de operación del WECS para un 1 MVA	88

Resumen

En la actualidad el área de las energías renovables ha tenido un desarrollo importante. Entre las energías renovables existentes está la energía eólica, que en los últimos años ha tenido un crecimiento significativo. Esto a pesar de las complicaciones de estos tiempos, teniendo la aceptación de esta tecnología como una opción para contribuir a la generación de energía eléctrica. Por otro lado, hoy en día el desarrollo de la tecnología de electrónica de potencia ha avanzado de tal forma que se han logrado desarrollar sistemas de conversión de energía eólica más eficientes y de bajo costo. Para mantener el sistema eólico operando en buenas condiciones es necesario un esquema de diagnóstico de fallas que esté monitoreando en todo tiempo el estado actual de un aerogenerador.

Para el correcto aprovechamiento de los aerogeneradores es indispensable que este se encuentre operando adecuadamente durante su vida útil. Por lo que, un área de oportunidad es asegurar que éstos se mantengan en operación y detectar cualquier anomalía que se tenga, en este caso los elementos que se diagnostican son los del convertidor neutral point-clamped en configuración back-to-back (BTB-NPC), debido a que son de los principales elementos que tienden a fallar.

En el presente trabajo de investigación se propone y evalúa un esquema de diagnóstico de fallas de circuito abierto en los interruptores de potencia, en los diodos de enclavamiento y en los condensadores del bus de CD, para el convertidor de electrónica de potencia de un sistema de generación eólica interconectado a la red, robusto a falsas detecciones de fallas bajo condiciones de perturbaciones en la red tales como sags y swells, contemplando los efectos de variación de la impedancia de la red y bajo diferentes regímenes de operación de potencia y de frecuencia de conmutación. El sistema eólico está compuesto por un generador de inducción doblemente alimentado (DFIG) que suministra energía a la red eléctrica a través del convertidor de electrónica de potencia basado en la topología NPC-BTB.

El convertidor opera con un esquema de control de campo orientado (FOC), mientras que el método de diagnóstico de fallas consiste en el procesamiento de las señales de corriente que fluyen a través del convertidor en el lado del rotor y del convertidor del lado la red, utilizando la transformada wavelet discreta (TWD), empleando las wavelets de tipo Haar y Daubechies 4. Se evalúa el esquema de diagnóstico verificando que no se presentan falsas detecciones, analizando casos donde ocurren variaciones de magnitud en el voltaje de la red del 15 %, 30 % y 50 % con respecto a la condición nominal de operación y utilizando impedancias de red de 1.2 mH y 0.12 mH. Por otra parte, el esquema detecta efectivamente las fallas de circuito abierto que se presenten en los interruptores del convertidor, en los diodos de enclavamiento y en los condensadores del bus de CD.

Se evalúa el esquema de diagnóstico de fallas en una plataforma digital (DSP) mostrando su factibilidad y que este puede operar en tiempo real, lo cual se emplea para el diagnóstico de fallas del convertidor mediante un procesamiento de señales de las mediciones de corrientes del convertidor del lado del rotor y las corrientes del convertidor del lado de la red. Las pruebas se realizan para una potencia de 1 kW y 1 MVA.

Introducción

En los últimos años el área de las energías renovables ha tenido un desarrollo importante debido a causas como el incremento de los gases de efecto invernadero y a la disminución de los combustibles fósiles a nivel mundial [1]. Entre las energías renovables existentes está la energía eólica, que de acuerdo a [2] el año 2020 tiene gran relevancia, ya que fue el mejor año en la historia de la industria de generación de energía eólica a nivel mundial, con un incremento de 93 GW, que representa un crecimiento del 53 % en comparación del año 2019 resultando en una capacidad instalada de 743 GW. Esto a pesar de que este fue un año desafiante y los retos que implicaron la interrupción de la cadena de suministros global y la dificultad de la construcción de proyectos, quedando demostrada la resiliencia de la industria eólica y además se refleja la aceptación de esta tecnología como una opción viable para contribuir a la generación de energía eléctrica. Por otro lado, hoy en día el desarrollo de la tecnología de electrónica de potencia ha avanzado de tal forma que se han logrado desarrollar sistemas de conversión de energía eólica más eficientes y de bajo costo. Este tipo de fuente de energía alternativa es la más viable económicamente a gran escala, ya que en sitios con buenos recursos de viento es posible obtener costos de energía más bajos en comparación a los costos correspondientes a las tecnologías de generación con combustibles fósiles [3].

En el caso particular de México al cierre del 2020, la potencia eléctrica instalada en operación de centrales eléctricas de la CFE, los productores independientes y del resto de los permisionarios fue de 83,121 MW, mientras que al 30 de abril de 2021 se incrementó hasta 89,479 MW considerando las unidades de centrales eléctricas en operación y en pruebas, lo cual refleja un incremento de 7.65 % con respecto al 2020. Por otro lado, aunque actualmente la energía eólica cuenta con solo un 8.6 % de penetración en la red aún tiene el segundo lugar entre las energías limpias, solo por debajo de la hidroeléctrica que cuenta con el 14.1 %, que aun con este valor el crecimiento de energía proveniente de las hidroeléctricas ha disminuido ya que el año 2020 representaba un 15.2 % del total instalada, lo que refleja una contribución menor [4], [5].

De acuerdo a la información recabada, la energía eólica es de suma importancia para la sociedad moderna con los problemas que esta conlleva como ser de naturaleza intermitente, la complejidad de la operación del sistema por ser un esquema integrador, los esquemas de control cada vez deben de contribuir más mejorar la calidad de la energía y con la incorporación de cargas nuevas se tiene una necesidad cada vez más evidente de incorporar esquemas de detección de fallas que garanticen su operación, sin ser invasivos en la medida de lo posible, aun cuando existan perturbaciones en la red.

Organización de la tesis

El contenido de la tesis se distribuye de la siguiente manera:

- En el Capítulo 1 se presenta el estado del arte relacionado con el diagnóstico de fallas

en sistemas de generación eólica y una búsqueda de los principales tipos de sistemas de generación eólica y de los principales convertidores de electrónica de potencia empleados.

- En el Capítulo 2 se realiza el estudio del modelo del sistema completo y del esquema control empleado, que en este caso es el control de campo orientado (Field-Oriented-Control: FOC).
- En el Capítulo 3 se proponen las técnicas que se utilizan para el diagnóstico de fallas basadas en la transformada wavelet discreta TWD, donde los esfuerzos se enfocan en el convertidor de electrónica de potencia.
- En el Capítulo 4 se muestran los algoritmos de diagnóstico operando en simulación y en una plataforma digital basada en DSP con fallas de circuito abierto en los interruptores del convertidor. Además, se incorpora el efecto de la impedancia de la red y se evalúa el desempeño de los algoritmos ante perturbaciones en la red eléctrica como sags y swells en el PCC, además de un ejemplo operando a 1 MW, para validar la operación del algoritmo de diagnóstico bajo estas condiciones.

Por último, se presentan las principales conclusiones de este trabajo y propuestas de trabajo a futuro, junto con las contribuciones que se generaron derivadas de este trabajo.

Antecedentes y planteamiento del problema

Índice

1.1. Tipos de aerogeneradores	3
1.1.1. Aerogenerador tipo A	4
1.1.2. Aerogenerador tipo B	4
1.1.3. Aerogenerador tipo C	5
1.1.4. Aerogenerador tipo D	5
1.2. Tipos de convertidores para el WECS	7
1.2.1. Convertidores BTB basados en VSC	7
1.2.2. Convertidores BTB matriciales	7
1.2.3. Convertidores BTB Tamden	8
1.2.4. Convertidores BTB resonantes	8
1.2.5. Convertidores BTB en configuración multinivel	9
1.3. Conceptos básicos de detección y diagnóstico de fallas en sistemas dinámicos	10
1.3.1. Técnicas de detección y diagnóstico de fallas en sistemas dinámicos	12
1.4. Consecuencias de la incorporación de las fuentes de generación eólica a la red eléctrica	12
1.5. Fallas en sistemas de generación eólica	13
1.6. Estrategias para la detección y diagnóstico de fallas en sistemas de generación eólica	13
1.7. Diagnóstico de fallas con perturbaciones en el PCC en los sistemas WECS	17
1.8. Planteamiento del problema	18
1.8.1. Hipótesis	18
1.8.2. Objetivo general	18
1.8.3. Objetivos particulares	18

1.1. Tipos de aerogeneradores

Un aerogenerador (o turbina eólica) es un sistema de conversión de energía eólica (Wind Energy Conversion System, WECS), el cual transforma la energía cinética del viento en energía eléctrica. Estos sistemas se conforman por dos subsistemas principales: el mecánico y el eléctrico, como se muestra en la Figura 1.1. Básicamente los aerogeneradores capturan la energía cinética del viento por medio de los álabes de la turbina para, posteriormente, ser transformada en energía mecánica rotacional de baja velocidad, la cual mediante la caja de engranes se eleva a una velocidad más alta para mover al generador eléctrico y producir energía eléctrica para su inyección a la red. La parte mecánica está constituida por dos partes principales: los álabes y la caja de engranes. En cuanto a la parte eléctrica, esta se compone de dos componentes principales: el convertidor de electrónica de potencia y el transformador que acopla la energía a la red eléctrica. Finalmente, el generador eléctrico realiza la conversión de energía mecánica a eléctrica.

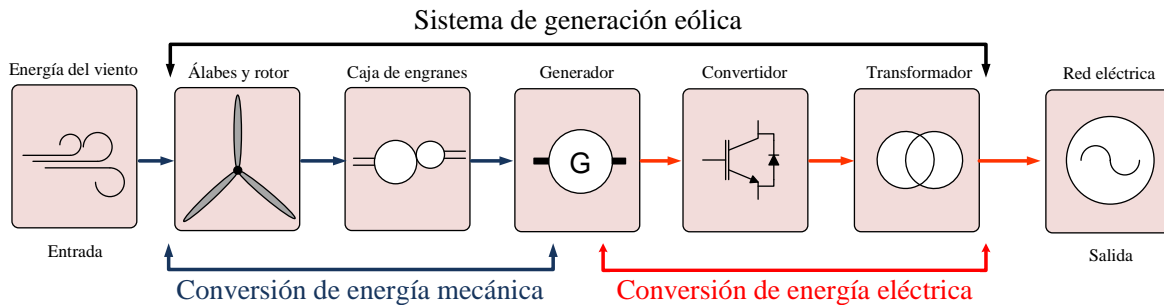


Figura 1.1: Etapas de conversión de potencia en un WECS típico (en algunos sistemas no es necesaria la caja de engranes).

El viento es una fuente de energía intermitente. Por lo tanto, los WECS deben utilizarse el mayor tiempo posible. Atendiendo a la velocidad de giro en el rotor, las turbinas eólicas se pueden clasificar en dos tipos: de velocidad fija (Tipo A) y de velocidad variable (Tipo B, C y D) según [6].

1.1.1. Aerogenerador tipo A

El aerogenerador tipo A se presenta en la Figura 1.2. Este sistema emplea un generador de inducción del tipo jaula de ardilla (Squirrel Cage Induction Generator, SCIG), y fueron los primeros que se concibieron para producir energía eléctrica de frecuencia constante. Estos sistemas se conectan directamente a la red y la frecuencia de la red determina la velocidad de rotación del generador.

El SCIG debe girar con una velocidad mayor a la sincrónica, para funcionar como generador y poder entregar potencia a la red. Por otro lado, un generador de este tipo necesita de una fuente externa para producir el campo magnético en el estator, por lo que consume potencia reactiva, la cual es suministrada por condensadores para poder generar a su vez po-

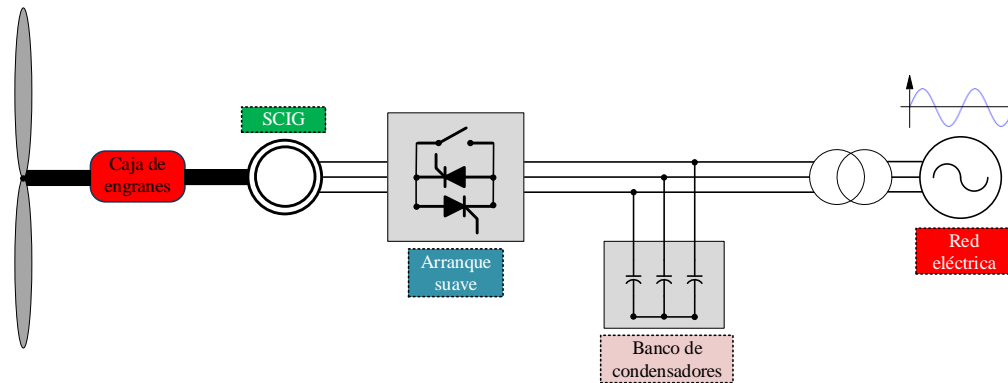


Figura 1.2: Aerogenerador con SCIG, compensado y acoplado a la red mediante transformador.

tencia activa. Este sistema presenta algunas ventajas como una construcción simple, robustez y confiabilidad debido a la sencillez de sus elementos y el costo de las partes eléctricas es relativamente bajo. Por otro lado, la principal desventaja de este tipo de aerogenerador es la necesidad de un diseño mecánico capaz de soportar las tensiones mecánicas que se generan ante ráfagas de viento y las variaciones en la potencia de salida y al poco margen de control que este tiene. El aerogenerador tipo A también presenta desventajas como son el consumo de potencia reactiva, mayor desgaste en el acoplamiento mecánico, un control muy limitado de la calidad de la energía. Limitándose sólo a la compensación reactiva con el banco de condensadores corrigiendo el ángulo de desfase entre la tensión de red y la corriente en el PCC y la necesidad de una red robusta.

1.1.2. Aerogenerador tipo B

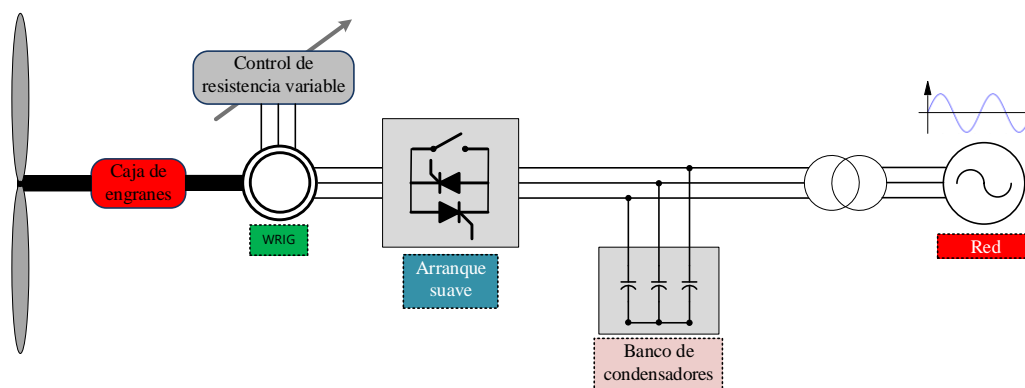


Figura 1.3: Aerogenerador con WRIG, acoplado a la red mediante transformador y control de resistencia variable.

El aerogenerador tipo B (Figura 1.3) emplea un generador de inducción de rotor devanado (Wound Rotor Induction Generator, WRIG), cuyas ventajas más notorias son que es de velocidad variable aunque en un rango limitado, lográndose mediante el control de la resistencia en el rotor. Se puede controlar el deslizamiento y rango de velocidad de hasta un 10 % por encima de la velocidad síncrona.

Presenta prácticamente las mismas desventajas que el aerogenerador tipo A, como el consumo de potencia reactiva, el desgaste mecánico y un control limitado de la calidad de la energía puesto que adicionalmente a lo que puede hacer el aerogenerador tipo A, únicamente se agrega en control del deslizamiento con la resistencia conectada en el rotor.

1.1.3. Aerogenerador tipo C

La Figura 1.4 presenta la estructura de los aerogeneradores tipo C. En este tipo de sistemas se emplea un generador de inducción doblemente alimentado (Doubly-Fed Induction Generator, DFIG), donde la ventaja principal es la potencia del convertidor de electrónica de potencia que es de solo un 30 % de la potencia nominal del generador [6], ya que este se encuentra en el circuito del rotor. Además, es posible compensar potencia reactiva y llevar el factor de potencia (FP) a la unidad sin utilizar un banco de condensadores, así como una conexión suave con la red por medio del convertidor, un amplio rango de control dinámico de la velocidad y la ausencia de la caja de engranes en algunos casos.

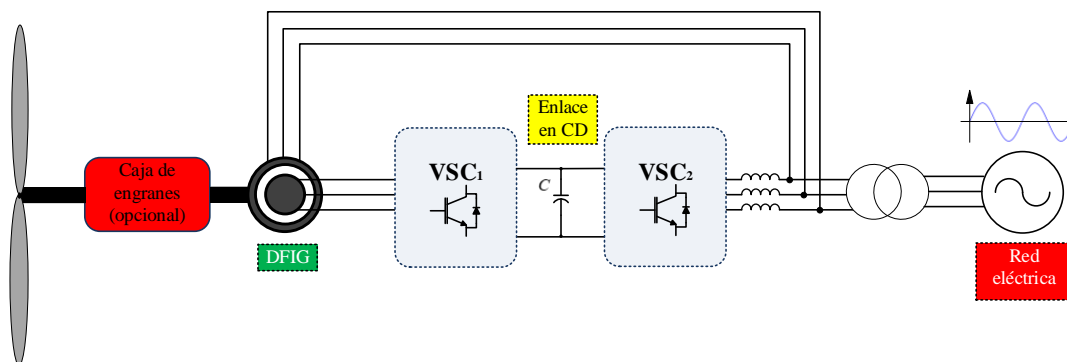


Figura 1.4: Aerogenerador con DFIG con convertidor de frecuencia de escala parcial y acoplado a la red mediante transformador.

Como desventajas tiene un mayor número de elementos por lo que las probabilidades de falla aumentan, el control es más complejo y los costos son más elevados que los tipos A y B.

1.1.4. Aerogenerador tipo D

La topología del aerogenerador Tipo D se muestra en la Figura 1.5, el cual requiere de un convertidor a escala de potencia completa. Las máquinas que se pueden emplear son:

el generador síncrono de imanes permanentes (Permanent Magnet Synchronous Generator, PMSG) o el generador síncrono de rotor devanado (Wound Rotor Synchronous Generator, WRSG). Adicionalmente se tienen algunas ventajas como la ausencia de acoplamiento con caja de engranes en algunos casos dependiendo del número de polos, compensación de potencia reactiva sin utilizar bancos condensadores, conexión suave a la red, operación a velocidad variable y desacoplo con la red eléctrica.

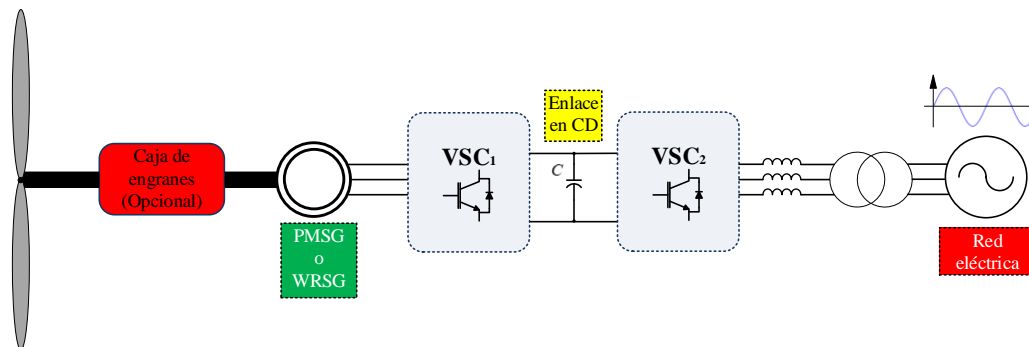


Figura 1.5: Aerogenerador con PMSG ó WRSG con convertidor de escala completa.

Las desventajas que se presentan son que el convertidor es de la misma potencia que la máquina eléctrica empleada, se tiene un mayor número de elementos, control complejo del aerogenerador, pérdidas considerables en el convertidor y un mayor número de sensores. De acuerdo a la clasificación de los aerogeneradores, las configuraciones más modernas y con más grados de libertad son las del tipo C y D. En este trabajo se analiza la del tipo C ya que se considera que se dispondrá más información relevante debido a que para su operación es necesario un número importante de sensores en el control y no es necesario agregar sensores adicionales para implementar un esquema de diagnóstico de fallas. Además, los aerogeneradores Tipo C han tenido una penetración mayor en el mercado que los aerogeneradores Tipo D [7].

1.2. Tipos de convertidores para el WECS

El convertidor de electrónica de potencia es uno de los elementos más importantes de los WECS, ya que es la interfaz para suministrar la energía cinética proveniente del viento a la red eléctrica. En la literatura se han empleado múltiples topologías de convertidores para la operación de los sistemas de generación eólica [8]. A continuación, se presenta una revisión de los convertidores más empleados en función de sus características como son: flujo bidireccional de potencia, calidad de la forma de onda de corriente (Total Harmonic Distortion, THD) que se inyecta a la red, FP unitario y nivel de potencia que procesa.

1.2.1. Convertidores BTB basados en VSC

El convertidor BTB (Back to Back) basado en VSC (Voltage Source Converter) es el más utilizado y estudiado en los aerogeneradores [9], el cual consiste de dos convertidores VSC acoplados mediante un enlace en CD, donde uno de los convertidores opera como rectificador regulando la tensión del bus de CD y el segundo opera como inversor controlando el flujo de potencia activa y compensando la potencia reactiva. En la Figura 1.6a se presenta la estructura del convertidor.

Un punto importante es que debido a que este convertidor es el más común hay un conocimiento muy extenso en la literatura. Además, muchos fabricantes producen componentes especialmente diseñados para su uso. Una ventaja de construcción del BTB-VSC es el desacoplamiento dado por el condensador entre el inversor de red y el rectificador del generador, y la inclusión de una inductancia de enlace en el Punto de Conexión Común (PCC, por sus siglas en inglés). Este convertidor tiene la propiedad de ser bidireccional en potencia activa y reactiva, y puede operar con una modulación sencilla como la SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation) [10], [11].

En estas estructuras se tienen algunas desventajas, por ejemplo en varios trabajos sobre accionamientos de velocidad variable, la presencia del enlace en CD (condensador) se menciona como un inconveniente, ya que es pesado y voluminoso, aumenta los costos y reduce la vida total del sistema. Otro inconveniente importante del BTB-VSC son las pérdidas en la conmutación en ambos convertidores. Debido a la velocidad de conmutación del BTB-VSC también puede requerir filtros de interferencia electromagnética (EMI, por sus siglas en inglés) adicionales. El filtro inductivo limita de forma natural la capacidad de flujo de potencia.

1.2.2. Convertidores BTB matriciales

El principio básico del convertidor matricial es obtener una tensión de salida con una frecuencia deseada, dada una cierta tensión de entrada, conectando adecuadamente las terminales de salida del convertidor a las terminales de entrada. La combinación real de los interruptores depende de la estrategia de modulación (Figura 1.6b). Como ventajas se puede decir que, aunque el convertidor matricial incluye seis interruptores adicionales al convertidor BTB-VSC, la ausencia del condensador de enlace puede aumentar la eficiencia y la vida útil de este. El contenido armónico de salida del convertidor matricial es menor, debido al hecho que la tensión de salida del convertidor matricial está compuesta de tres niveles de tensión [12]. Una desventaja del convertidor matricial es la limitación intrínseca de la salida voltaje. Sin entrar en el rango de sobre modulación, la tensión de salida máxima del convertidor matricial es 0.866 veces el voltaje de entrada. Para lograr la misma potencia de salida que el BTB-VSC, la corriente de convertidor matricial tiene que ser 1.15 veces mayor, dando lugar a mayores pérdidas por conducción. Además, la falta de un interruptor bidireccional ideal constituye uno de los principales obstáculos. Otro inconveniente crítico es que debido a la ausencia de una etapa de almacenamiento de energía y a la aplicación de este trabajo donde el DFIG es esencialmente una carga de naturaleza inductiva donde las corrientes de línea no tienen una trayectoria de libre circulación en todo momento, por lo que al estar conmutando

los interruptores y dejarlos abiertos se generaría un sobre voltaje elevado que comprometería la integridad del convertidor. Aunque se han propuesto algunas soluciones donde la más común es añadir en terminales del convertidor matricial dos convertidores basados en un puente de diodos trifásico que por medio de un bus de CD quedan interconectados, elevando los costos y haciendo el sistema más voluminoso [13], [14]. Por último, debido a la ausencia del condensador de enlace, no hay desacoplo entre la entrada y salida del convertidor [15], [16].

1.2.3. Convertidores BTB Tamden

El convertidor Tandem consiste en un Current Source Converter (CSC), denominado convertidor primario, y un convertidor BTB, designado el convertidor secundario (Figura 1.6c) [17]. Dado que el convertidor Tandem consta de cuatro convertidores controlados, existen varios grados de libertad adicionales que permiten tener corrientes de salida sinusoidales. El control más ventajoso de los convertidores es de controlar el convertidor primario para operar en modo de corriente de onda cuadrada. Aquí, los interruptores en el CSC se encienden y apagan sólo una vez por período fundamental de la entrada y salida respectivamente.

Como ventajas que se pueden mencionar son la baja frecuencia de conmutación del convertidor primario y el bajo nivel de la corriente conmutada en el convertidor secundario. Se afirma que las pérdidas de conmutación de un inversor Tandem pueden reducirse en un 70 % en comparación con los de un BTB equivalente [18]. En comparación con el CSC, la tensión a través de los terminales del convertidor Tandem no contiene picos de voltaje ya que el condensador de enlace del convertidor secundario está siempre conectado entre cada par de líneas de entrada y salida. Además de la función principal, que es compensar la distorsión actual introducida por el convertidor primario, el convertidor secundario también puede actuar como un compensador activo, proporcionando amortiguamiento del inversor primario. Un obstáculo inherente a la aplicación del convertidor Tandem es el elevado número de componentes y sensores necesarios. Esto aumenta los costos y la complejidad tanto de hardware como de software.

1.2.4. Convertidores BTB resonantes

Se han propuesto topologías de convertidores resonantes con el fin reducir las pérdidas de conmutación [19]. Un inconveniente común de estas topologías es que sufren de uno o más de los siguientes problemas:

- Estructura de hardware y control complejo.
- Tensión máxima alta en el enlace de CD y en la carga.
- Flujo de alta potencia a través del circuito resonante.

El único convertidor resonante tratado en esta sección es una topología, que no sufre las desventajas mencionadas anteriormente. La topología del convertidor es llamada Natural Clamped Converter (NCC) en su versión BTB. En la Figura 1.6d se muestra la topología de este tipo de convertidor resonante.

Algunas de las ventajas del NCC son que la tensión resonante está limitada y nunca excede la tensión del enlace de CD, el circuito resonante no está en la etapa de potencia del convertidor, y sólo se necesita un circuito resonante para todo el convertidor.

La topología de la Figura 1.6*d* opera con tres niveles. Esto implica, sin embargo, que los interruptores bidireccionales deben estar dimensionados para un nivel de potencia más alto [20]. En comparación con el BTB-VSC, la principal ventaja del NCC es la reducción de las pérdidas por conmutación, con lo cual se puede elevar la eficiencia general del convertidor y la inductancia del filtro de salida se puede reducir. Las pérdidas de conducción del NCC son similares a las del BTB-VSC.

La modulación del NCC puede ser PWM o DPM (Direct Pulse Modulation). El uso de DPM hace que la respuesta del convertidor sea muy rápida, mientras que el uso de PWM genera un espectro armónico comparable al de un convertidor BTB-VSC.

Para cada conmutación, sólo uno de los condensadores principales se descarga. En el caso de conmutaciones asimétricas debido a pequeñas diferencias en las características del interruptor, el desequilibrio de la tensión tiene que ser compensado activamente.

1.2.5. Convertidores BTB en configuración multinivel

Dado el desarrollo del convertidor de tres niveles, varias topologías alternativas de convertidor multinivel se han reportado en la literatura [21]. La idea general detrás del convertidor multinivel es crear una tensión sinusoidal de varios niveles de voltaje, típicamente obtenida a partir de fuentes de voltaje de condensadores. Las diferentes propuestas de topologías de convertidores se pueden clasificar en las cinco categorías mostradas en la Figura 1.6*e*:

- Convertidor multinivel con diodos de enclavamiento (Figura 1.6*e*₁).
- Convertidor multinivel con interconexión bidireccional de interruptores (Figura 1.6*e*₂).
- Convertidor multinivel con condensadores flotantes (Figura 1.6*e*₃).
- Convertidor multinivel con múltiples inversores trifásicos (Figura 1.6*e*₄).
- Convertidor multinivel con inversores de puente H monofásicos en cascada (Figura 1.6*e*₅).

Una ventaja de este tipo de convertidores es la reducción del contenido armónico en la tensión de entrada y de salida, junto con la reducción de filtros EMI. El convertidor multinivel se distingue por tener los filtros más reducidos en la entrada debido a su contenido armónico bajo, cambios menos abruptos en tensión, dispositivos con menos esfuerzo en la tensión de bloqueo. Sin embargo, las pérdidas de conmutación en el convertidor multinivel se incrementan por el número elevado de interruptores.

En [22], se afirma que para un mismo rendimiento armónico, la frecuencia de conmutación de un convertidor multinivel se puede reducir un 25 % comparada con la de un convertidor de puente completo. La desventaja más común de los convertidores de tres niveles con el enlace de CD dividido es el desequilibrio de tensión entre las tensiones del enlace en CD superior y

el inferior. Sin embargo, este problema no es muy acentuado, y es causado principalmente por diferencias en la capacidad real de cada condensador, inexactitudes en la implementación de tiempo muerto o una carga desbalanceada [23]. Mediante una modulación adecuada, se puede resolver el problema de desequilibrio en los condensadores. Sin embargo, si el problema de balance de tensión se resuelve por hardware o software, es necesario medir la tensión a través de los condensadores en el enlace de CD.

Para los convertidores basados en la topología de la Figura 1.6e₁ a la Figura 1.6e₅, otro problema es el estrés desigual de corriente en los semiconductores. De las topologías de la Figura 1.6e, es evidente que el número de semiconductores en la trayectoria de conducción es mayor que para los convertidores previos. No obstante, para valores de voltaje más bajos, las pérdidas por interruptor disminuyen, lo que puede justificar el uso de un mayor número de interruptores.

Por último, se menciona que en la literatura se emplea ampliamente el BTB-VSC por su sencillez. Además, el convertidor multinivel tiene características que también lo posicionan como una topología adecuada para utilizarla ya que es posible emplear niveles de potencia más altos que en otras topologías. Además de la reducción de la frecuencia de conmutación que permite seleccionar un inductor de enlace de un valor reducido respecto a las demás topologías, por estas razones se utilizará una estructura basada en un convertidor multinivel NPC.

1.3. Conceptos básicos de detección y diagnóstico de fallas en sistemas dinámicos

Los procesos actuales cada vez tienen una mayor complejidad en su operación, por lo que son más propensos a fallas, con consecuencias que pueden ir desde impactos económicos importantes hasta la pérdida de vidas del personal que los operan. De acuerdo a [24], se definen los siguientes conceptos:

- **Falla:** es todo cambio en el comportamiento de alguno de los componentes de un sistema de manera que este ya no pueda satisfacer la función para la cual ha sido diseñado.
- **Detección de falla:** es una indicación en línea de que algún componente del sistema está funcionando incorrectamente. Esta interpretación es booleana y evalúa el valor de un residuo respecto a un umbral.
- **Diagnóstico de falla:** es la determinación del tipo, tamaño, localización e instante de la manifestación de una falla.

1.3.1. Técnicas de detección y diagnóstico de fallas en sistemas dinámicos

Los sistemas físicos se pueden describir de diferentes formas; una de ellas es a partir de un modelo matemático obtenido a través de leyes físicas. Otra forma es utilizando la información de datos históricos o por medio de datos experimentales entrada/salida del sistema. Las técnicas de detección y diagnóstico de fallas se pueden dividir en los siguientes tipos:

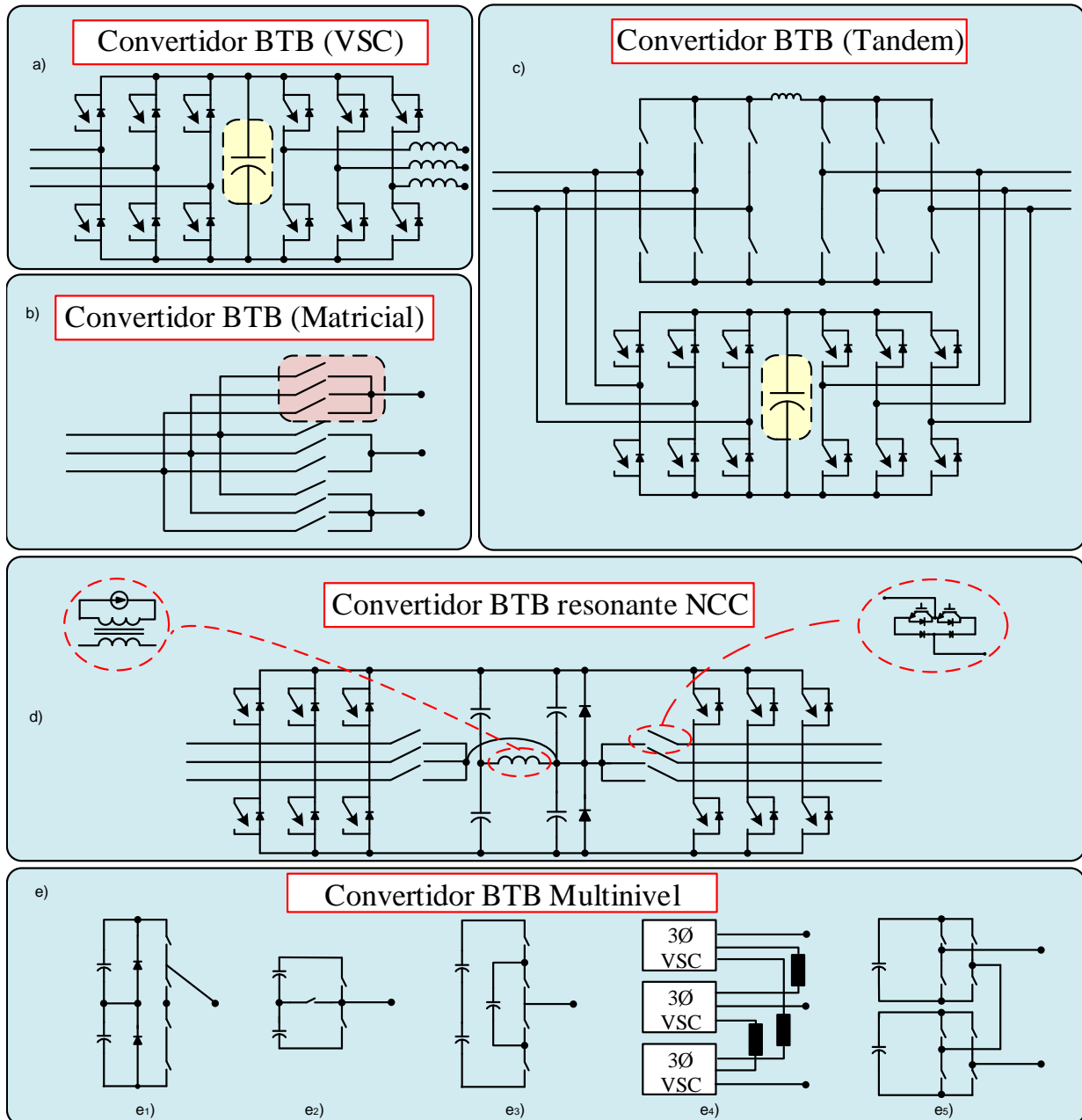


Figura 1.6: Tipos de convertidores BTB utilizados en aerogeneradores.

- Métodos basados en el comportamiento de las señales. El uso de estos métodos está recomendado cuando el modelo del sistema es difícil o imposible de obtener. Esta técnica se puede emplear en procesos cuya operación es compleja pero que están bien instrumentados. Estos métodos pueden subdividirse en las siguientes vertientes: análisis en el dominio del tiempo, el análisis en el dominio de la frecuencia o una combinación de

ambas.

- Métodos basados en modelos matemáticos. En este enfoque se usa el modelo del sistema en operación normal y se alimenta con las entradas del sistema físico. A partir de una discrepancia entre el modelo y los datos observados se deduce el funcionamiento anormal del sistema.
- Métodos basados en modelos de fallas. Este consiste en generar una base de datos con 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, los cuales permiten identificar una condición anormal del funcionamiento del sistema.

1.4. Consecuencias de la incorporación de las fuentes de generación eólica a la red eléctrica

Según la IEA [25] más del 80 % de la generación de energía eléctrica se produce con combustibles fósiles, pero las tendencias apuntan a una mayor incorporación de fuentes de energía renovables a la red, en especial mediante la energía eólica. Por lo tanto, sus efectos tendrán mayor impacto en la estabilidad de la red.

El primer sistema de generación eólica data de 1888 en Estados Unidos. Sin embargo fue hasta 1941, en ese mismo país, que se planteó de manera formal la integración de los sistemas eólicos a la red eléctrica. A pequeña escala, los efectos de la contribución de los aerogeneradores a la red eléctrica no representan un riesgo importante para la estabilidad de la red, pero a medida que se incorporan cada vez más, la energía de origen eólico empieza a tener efectos considerables en esta, debido a su naturaleza intermitente [26], [27], [28].

Los beneficios que se tienen gracias a la incorporación de energías renovables son amplios [29], como es un mayor soporte de potencia en la red, integración de redes inteligentes, modificación rápida de la potencia de la red, entre otros. No obstante, los retos con la integración de estas energías también son importantes y son temas que están en investigación actualmente [30], [31], ya que son problemas que se deben resolver para tener una red con suficiente robustez para asegurar un suministro confiable a los usuarios, estos retos tienen que ver con la desviación de la tensión y la frecuencia por la incorporación cada vez más penetrante, la naturaleza intermitente de estas energías y problemas de calidad de la energía derivados de los convertidores que se utilizan para su integración a la red, comprometiendo la estabilidad de esta.

La red posee robustez como está actualmente, además tiene una estructura sencilla donde la energía fluye de la fuente de generación a la carga, es decir de las grandes plantas de generación al consumo doméstico o industrial. Sin embargo, al incorporar las fuentes de energía renovables, incluidos los aerogeneradores, la red eléctrica se convierte en un sistema descentralizado con energía fluyendo en ambas direcciones a través de diversas trayectorias. Por lo anterior, es de suma importancia asegurar un correcto funcionamiento de los aerogeneradores en todo momento.

1.5. Fallas en sistemas de generación eólica

Los aerogeneradores son sistemas electromecánicos que tienen como principal objetivo convertir la energía cinética proveniente del viento en energía eléctrica, donde este sistema tan complejo está compuesto por múltiples subsistemas. Además, muchos de estos componentes son sometidos a distintos tipos de estrés y son propensos a múltiples fallas, entre las que se encuentran las de origen eléctrico y mecánico. Desde el punto de vista eléctrico se tienen retos importantes por la interconexión a la red eléctrica, ya que para acoplarse y poder entregar energía a esta, cumpliendo con índices de desempeño como FP unitario, contenido armónico mínimo y una alta eficiencia, es necesaria la integración de un convertidor de electrónica de potencia. También las fallas mecánicas son frecuentes debido a las partes móviles y a que la mayoría de los aerogeneradores están sometidos a condiciones climatológicas adversas.

En la literatura se ha reportado el diagnóstico de fallas en aerogeneradores aplicado a diferentes partes del sistema eólico. En [32] se presenta una revisión de métodos de diagnóstico de fallas para turbinas eólicas, donde se detallan los componentes de un aerogenerador a los que se les han implementado algún esquema de detección y diagnóstico de fallas, como son las palas, los rodamientos, la caja de engranes y el propio generador. Se ha establecido que el mayor porcentaje de las fallas que se reportan en estos sistemas se encuentran en el esquema de control y en los componentes del convertidor de electrónica de potencia [33]. En la Figura 1.7 se muestra de forma porcentual la ocurrencia de fallas en los sistemas de generación eólica.

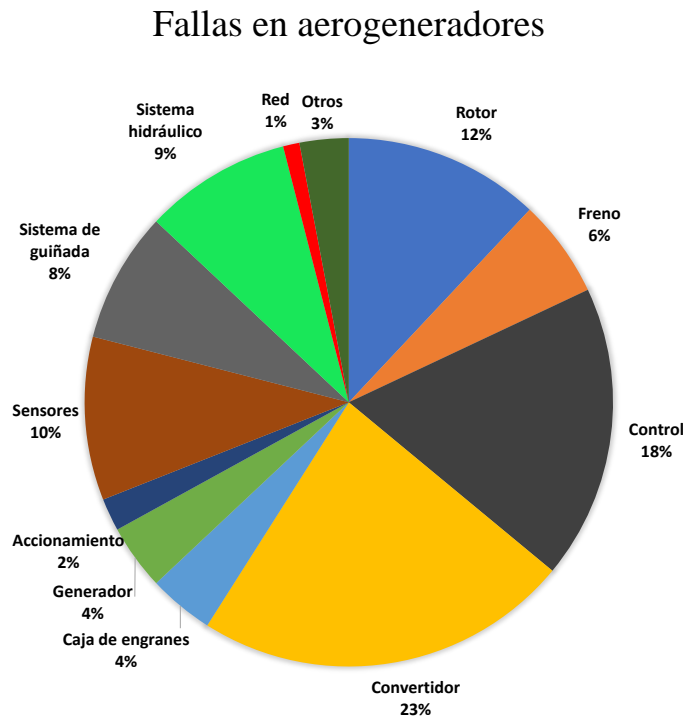


Figura 1.7: Tasa de falla presentada en componentes de aerogeneradores.

Todas las fallas afectan en diferente medida al aerogenerador, unas desde el punto de vista de mal funcionamiento y tiempo fuera de operación. Por lo tanto, las fallas deterioran el desempeño y la capacidad de operación del aerogenerador.

1.6. Estrategias para la detección y diagnóstico de fallas en sistemas de generación eólica

El estudio de técnicas de diagnóstico de fallas en el campo de la generación de energía por medio de aerogeneradores son temas de investigación actuales que se encuentran en constante evolución, cuya principal motivación es contribuir al suministro continuo de energía eléctrica a la red. Los primeros trabajos dedicados a la investigación sobre el diagnóstico de fallas son relativamente nuevos y se ubican entre los años 2000 y 2010, antes de esto las publicaciones eran escasas [34]. Hoy en día este tema está en auge, y en esta sección se muestran algunos trabajos destacados con el objetivo de establecer un panorama general de las condiciones en las que se encuentra este campo de investigación.

El diagnóstico de fallas permite llevar a cabo un correcto mantenimiento de un aerogenerador. En [35] se realizó un estudio del estado del arte para los casos de fallas en rotor, transmisión, generador, sistema eléctrico, electrónica de potencia y estructura mecánica. También hay trabajos que analizan fallas en los subsistemas de un aerogenerador como lo es [36], donde se efectuó un análisis basado en la descomposición de señales de vibración de la caja de engranes en condiciones de carga variable.

En [37] se presenta el análisis de la detección de fallas en máquinas de inducción, basada en herramientas matemáticas como lo son la Transformada Rápida de Fourier (TRF) y la Transformada Wavelet Discreta (TWD). Las fallas que se estudian son en el estator y rotor, el comportamiento de la máquina con falla se compara con una que opera de manera correcta. Una contribución importante es que se hace un análisis de robustez del algoritmo propuesto, el cual consiste en poner en operación al motor a condiciones nominales lo cual por efecto del calentamiento ocurre una variación paramétrica significativa. Algunos puntos a resaltar de este trabajo son: el algoritmo presentado no necesita el modelo de la máquina, el esquema es de tipo no invasivo y puede diagnosticar fallas de carácter incipiente de manera confiable. Este trabajo presenta resultados de simulación y experimentales los cuales evidencian las propiedades individuales de la TRF y la TWD, presentando mejores ventajas la TWD.

En la literatura existen diversos trabajos recientes sobre la detección y el diagnóstico de fallas en el convertidor NPC como un sistema aislado. En [38] se presentan dos métodos para la detección de fallas en el convertidor NPC, los cuales consisten en colocar dos sensores extras. Otro trabajo sobre tolerancia a fallas en el convertidor NPC es [39], en este caso el convertidor se utiliza para alimentar motores de inducción. Los resultados son positivos, pero se tiene el inconveniente de incluir más sensores y dispositivos extra.

También se pueden encontrar trabajos que consideran las fallas de los convertidores de electrónica de potencia en sistemas más complejos como son los sistemas de generación eólica [40]. Aquí se presenta un esquema para detectar fallas en los dispositivos de conmutación del

convertidor de un aerogenerador basado en un PMSG. El trabajo considera sólo fallas simples y no aborda el caso de fallas múltiples.

Para asegurar el correcto funcionamiento de un aerogenerador no basta con tener un historial de las fallas que se han suscitado, ni tampoco es suficiente tener un esquema preventivo intercambiando partes del sistema que aun podrían no haber dado toda su vida útil. Es importante considerar que una falla puede ocurrir en el peor momento, por lo que es más apropiado tener un esquema de diagnóstico de fallas que permita conocer el estado actual del aerogenerador, y de esta manera reducir el tiempo de no operación, aumentar la confiabilidad y reducir los costos económicos por reparaciones.

En [41] se propone la espectroscopia de impedancia para detección de fallas, aplicándose en simulación para el caso del DFIG. En otras áreas donde se ha comprobado que la espectroscopia tiene buenos resultados es en el análisis en baterías, celdas de combustible y sistemas electroquímicos. Las simulaciones presentadas se llevan a cabo en sistemas operando de manera correcta y sistemas con fallas como corto-circuito entre fases, fase a tierra y variaciones de resistencia del estátor, donde para las fallas mencionadas se hacen barridos en frecuencia para obtener diagramas de Bode y Nyquist.

En [42] se exploran las fallas mecánicas en álabes por medio de señales de las corrientes del estátor, el algoritmo que se propone para el análisis de la falla es una variante de la Transformada de Hilbert llamada Hilbert-Huang. Las fallas que se analizan son fallas en las palas y en el sistema de rodamientos que une a estas con el eje de transmisión. Cabe mencionar que las fallas se analizan de forma individual.

Como se puede ver en los trabajos previos se contempla el diagnóstico de fallas individuales (para una sola falla a la vez), por lo que se asume que la falla de un elemento no afecta a los demás. Esto no es necesariamente real pues existe una relación entre todos los componentes del aerogenerador. Apenas hasta el año 2010 se planteó el estudio de fallas múltiples donde se deja en claro que la falla de un elemento no puede aislarse de todo el sistema, debido a que generalmente la falla de un elemento propicia la falla de otro o, por lo menos, el deterioro del desempeño [43].

Otro trabajo que aborda la problemática desde el punto de vista de fallas en la red eléctrica es el expuesto en [44], donde las fallas son parecidas a las que suceden en el convertidor de electrónica de potencia. Los autores muestran resultados favorables solo cuando se consideran fallas en la red. En [45] se estudia el problema de detección de fallas en un PMSG de un aerogenerador de baja potencia. La detección de fallas se realiza por medio de la TRF y de la TWD aplicadas al módulo del vector de Park de las corrientes de estator.

En [46] se utilizan sensores de vibración para analizar las señales provenientes de los rodamientos del generador, que son utilizadas para diagnosticar fallas en los anillos deslizantes del motor. En este trabajo se concluye que un mal contacto de las fases afecta tanto el sistema eléctrico como el mecánico.

En [47] se implementan de forma experimental numerosas técnicas de análisis de señales, todas ellas tienen como objetivo diagnosticar el estado de la caja de engranes en diferentes regímenes de velocidad. Las fallas consideradas son desgaste y fractura de dientes de los engranes.

En [48] se abordan fallas múltiples de origen eléctrico y mecánico. Las fallas eléctricas consideradas son vueltas en el devanado cortocircuitadas y las mecánicas son daños en rodamientos. Los análisis se hacen con datos de vibraciones y utilizando la transformada wavelet, cuyos resultados obtenidos fueron satisfactorios para el diagnóstico de fallas mecánicas pero para las eléctricas no del todo, limitándose sólo a la detección.

En trabajos más recientes como en [49], se aborda el diagnóstico de fallas de circuito abierto en los interruptores de potencia de un aerogenerador conectado con un BTB-VSC, el cual se basa en datos estadísticos usando long short-term memory (LSTM) y en el cual realizan una comparación con técnicas como redes neuronales o máquinas de soporte vectorial. En los resultados de las pruebas que presentan se logran tiempos de detección que rondan los 22 ms.

En [50] y [51] muestran un esquema de diagnóstico de fallas basado en el espectro en frecuencia de las corrientes de línea en el RSC y el GSC empleando un BTB-VSC en ambos casos. En el primero se muestra el diagnóstico de fallas en tres subsistemas en los interruptores de potencia del RSC, en el GSC y en las corrientes de línea de la red, los sensores que se emplean con las corrientes del RSC y GSC y el par electromecánico de la máquina, y por medio de un análisis en frecuencia se muestran las componentes armónicas que aparecen en condiciones de falla. Para el segundo se realiza el análisis con dos DFIG diferentes, mostrándose las componentes armónicas de las corrientes con comportamientos similares en ambos DFIGs, en ambos casos muestran solo el evento de antes de la falla y posterior a ella. Otra contribución actual se presenta en [52] donde el enfoque propuesto combina indicadores de falla basados en el análisis en el dominio del tiempo de las señales eléctricas en las corrientes del convertidor BTB-VSC y de la frecuencia TRF en el caso de la vibración y velocidad del generador, mostrando los patrones del comportamiento en condiciones de falla, diagnosticando todas las fallas simples y algunas fallas múltiples que se evalúan en el trabajo.

Por último, en [53] se presenta un algoritmo de diagnóstico de fallas basado en el vector de Clark aplicado a las corrientes de línea de un convertidor BTB-VSC en un sistema de generación eólica empleando un PMSG. Aunque en este trabajo es posible detectar todas las fallas de los interruptores de potencia, el tiempo de detección excede los 300 ms en la mayoría de los casos. Por lo tanto, se puede establecer que en el área de diagnóstico de fallas múltiples para sistemas eólicos aún hay temas abiertos. Las contribuciones potenciales se visualizan en el estudio del diagnóstico de fallas simples y múltiples en el convertidor de electrónica de potencia que acopla la energía a la red.

Como se puede apreciar de acuerdo a la revisión del estado del arte y a la Tabla 1.1, existen métodos que son capaces de realizar una detección de fallas adecuada, pero estos han sido probados principalmente en subsistemas operando de forma desacoplada del generador eólico y en los casos que si se aborda con el sistema WECS, se tienen sensores extras que no se emplean en la ejecución del esquema de control. Además, estos algoritmos no han sido evaluados considerando los efectos de la impedancia red o bajo perturbaciones en la red eléctrica, por lo que este trabajo de investigación se centra en proponer un método de diagnóstico que sea confiable y que sea además evaluado en dichas condiciones.

Tabla 1.1: Métodos de diagnóstico de fallas y tiempos de detección.

Documento	Tiempo de diagnóstico	Descripción
[49]	22 ms - 200 ms	Tipo C, convertidor BTB-VSC usando LSTM
[52]	100 ms	Tipo C, convertidor BTB-VSC usando TRF
[53]	4 ms - 40 ms	Tipo D, convertidor BTB-VSC usando WSHT

1.7. Diagnóstico de fallas con perturbaciones en el PCC en los sistemas WECS

Dentro de la revisión del estado del arte se han observado diversas áreas de oportunidad. La operación de las turbinas eólicas también ha sido estudiada bajo condiciones anormales de la red, donde éstas se consideran como perturbaciones externas al sistema. Por ejemplo, en [54] muestra la operación de un sistema eólico basado en un DFIG ante la ocurrencia de sags y swells con magnitud del 10% en el punto de conexión común (PCC), demostrando que dichas condiciones provocan un claro deterioro en la velocidad de la máquina y en la capacidad de suministrar potencia activa y reactiva. Por otra parte, un sistema eólico que emplea un generador síncrono de rotor devanado interconectado a la red se analiza en [55] bajo perturbaciones de tipo sags y swells de hasta el 30% de magnitud por un tiempo de 50 ms, donde en este caso los estados más afectados son el nivel de potencia y la regulación del bus de CD. En otro trabajo reportado se analiza la operación de dos sistemas, uno basado en un DFIG y el otro en un WRSG [56], que son puestos a prueba bajo sags y swells del 30% con una duración de 50 ms, mostrando como se afecta la potencia generada y como se compromete la integridad de las máquinas ya que hay variaciones significativas en la velocidad. En base a los trabajos reportados se puede resaltar que se ha estudiado la dinámica del sistema de generación eólico ante perturbaciones en la red y que se han propuesto formas de mitigarlas. Por otra parte, aunque se han propuesto esquemas de diagnóstico de fallas para estos sistemas, es necesaria la evaluación de estos esquemas operando correctamente ante la presencia de perturbaciones en la red eléctrica, lo cual motiva uno de los principales puntos de la investigación realizada. La contribución central es la propuesta de un esquema de diagnóstico que es capaz de diagnosticar fallas de circuito abierto del convertidor de un sistema eólico, y que a la vez es robusto a falsas detecciones que podrían provocarse por condiciones ajenas a la turbina eólica, en específico por perturbaciones de tensión en la red y que también el algoritmo sea capaz de diagnóstico fallas bajo el efecto de la impedancia de la red y bajo diferentes regímenes de operación.

1.8. Planteamiento del problema

En esta sección se presenta la hipótesis del presente trabajo y los objetivos general y particulares.

1.8.1. Hipótesis

En base al análisis efectuado basado en la revisión del estado del arte, se propone la siguiente hipótesis para este trabajo: Mediante técnicas de procesamiento digital de señales es posible diagnosticar fallas múltiples en aerogeneradores basados en DFIG. Particularmente se considera el caso de fallas de circuito abierto en los interruptores del convertidor del lado del rotor y en los interruptores del convertidor del lado de la red.

1.8.2. Objetivo general

Diseño de esquemas de diagnóstico de fallas eléctricas de circuito abierto en el convertidor de electrónica de potencia de un aerogenerador basado en DFIG, empleando técnicas de procesamiento digital de señales con un mínimo de mediciones y su evaluación en condiciones realistas de operación.

1.8.3. Objetivos particulares

- Analizar la interacción entre el DFIG conectado a la red y el convertidor de electrónica de potencia en condiciones de falla.
- Realizar el estudio de diagnóstico de fallas en el aerogenerador operando bajo un esquema de control de campo orientado.
- Proponer esquemas de diagnóstico de fallas simples y múltiples en el convertidor de electrónica de potencia para los interruptores de potencia.
- Evaluar los esquemas para diagnóstico de fallas en el sistema induciendo diferentes escenarios de fallas múltiples, en condiciones realistas de operación.

Modelado y control del sistema eléctrico de un aerogenerador

Índice

2.1. Principios de operación del sistema de generación eólica	20
2.2. Modelo matemático de la turbina eólica	21
2.3. Modelo matemático de la flecha	21
2.4. Modelo matemático del convertidor NPC-BTB en el marco de referencia estacionario abc	22
2.5. Modelado del DFIG en el marco de referencia estacionario abc . . .	24
2.6. Mapeo de coordenadas del marco abc al $\alpha\beta$	27
2.7. Mapeo de coordenadas del marco abc al dq	28
2.8. Modelo matemático del convertidor NPC-BTB en el marco de referencia síncrono dq	30
2.9. Modelado del DFIG en el marco de referencia síncrono dq	31
2.10. Seguimiento de amarre de fase PLL	31
2.11. Modulaci3n PD-PWM	32
2.12. Esquema de control de campo orientado (FOC)	34
2.12.1. Esquema de control del RSC	36
2.12.2. Esquema de control del GSC	38
2.13. Esquema de control del WECS	41

Los principios de operaci3n de los subsistemas del WECS se encuentran ampliamente reportados, y aspectos como el modelado de la turbina, la flecha, el convertidor BTB-NPC y el DFIG son producto de trabajos previos. Sin embargo, es importante resaltar que para lograr los objetivos de este trabajo, es necesaria la correcta operaci3n de todo el WECS por lo que aunque dichos aspectos no sean el objetivo central de este trabajo es necesario abordarlos, ya que garantizando la operaci3n correcta de todos los subsistemas del WECS se puede emplear el esquema de diagn3stico de fallas propuesto en este trabajo para el diagn3stico de fallas en los elementos del convertidor.

2.1. Principios de operación del sistema de generación eólica

El sistema de generación eólica propuesto para el estudio es el mostrado en la Figura 2.1, el cual se encarga de convertir la energía proveniente del viento en energía eléctrica acoplando a la red mediante un convertidor de electrónica de potencia en configuración BTB, que controla la energía transformada de mecánica a eléctrica utilizando el DFIG.

El convertidor de electrónica de potencia está constituido por dos convertidores NPC, el primero que está acoplado a la parte del rotor del DFIG se le llama Rotor Side Converter, RSC y el segundo que se interconecta con la red eléctrica se le llama Grid Side Converter, GSC, ambos tienen como objetivo gestionar el suministro de potencia del WECS.

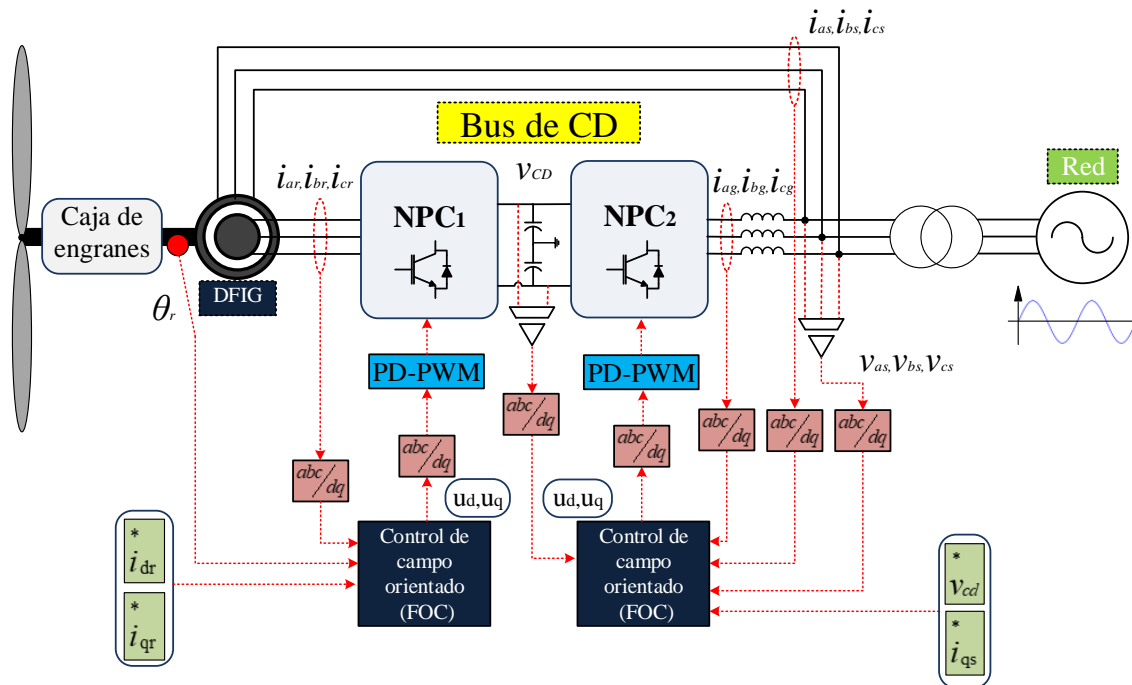


Figura 2.1: Sistema de generación eólica tipo C con esquema de control FOC.

2.2. Modelo matemático de la turbina eólica

La potencia de una masa de aire en movimiento está representada por la expresión (2.2.1) siendo la expresión de energía cinética de un fluido en movimiento; donde ρ es la densidad del aire, v_w la velocidad del viento y A es el área de sección transversal que atraviesa la masa de aire.

$$P_w = \frac{1}{2} \rho A v_w^3 \quad (2.2.1)$$

En [57] se habla sobre la incorporación de la energía eólica y los efectos que esta tendrá en la interconexión con la red. También se indica que la potencia del viento que se extrae por el aerogenerador está limitada por el coeficiente de Betz ($C_{p(Betz)} \approx 59.26\%$) de la energía cinética del viento que incide en los álabes de la turbina. El determinar el coeficiente de extracción $C_p(\lambda, \theta_p)$ no es sencillo, en la práctica oscila entre 40 y 50% debido a las pérdidas por rozamiento [58], ya que esta tarea requiere de análisis de elemento finito y de conocimientos en aerodinámica. Debido a lo anterior, se opta por la utilización de aproximaciones numéricas para su cálculo.

De esta manera la potencia extraída del viento está dada por (2.2.2). Quedando como límite superior el valor de $C_{p(Betz)}$ para la extracción de potencia.

$$P_v = \frac{1}{2} \rho A v^3 C_p(\lambda, \theta_p) \quad (2.2.2)$$

$$C_p(\lambda, \theta_p) = C_1(C_2 - C_3\theta_p - C_4\theta_p^x - C_5)e^{-C_6} + C_7 \quad (2.2.3)$$

donde $C_1 = 0.5$, $C_2 = 116\lambda'$, $C_3 = 0.4$, $C_4 = 0$, $C_5 = 5$, $C_6 = 21\lambda'$ y $C_7 = 0.01\lambda$, y

$$\lambda = \frac{\omega_m R_{blade}}{v_w} \quad (2.2.4)$$

$$\lambda' = \frac{1}{\lambda - 0.08\theta_p} = \frac{0.035}{\theta_p^3 + 1} \quad (2.2.5)$$

donde ω_m es la velocidad rotacional del rotor (en radianes por segundo), R_{blade} es el radio de la paleta del rotor en metros y θ_p es el ángulo del pitch.

2.3. Modelo matemático de la flecha

Para la flecha del generador se puede utilizar el modelo de dos masas [59], donde la flecha se considera rígida. Entonces aplicando la segunda Ley de Newton de movimiento para sistemas rotacionales de acuerdo al esquema de la Figura 2.2, se puede relacionar el par de la máquina y su velocidad angular por 2.3.1 quedando como

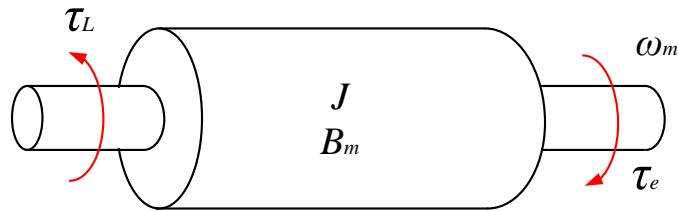


Figura 2.2: Esquema de la flecha del DFIG.

$$\tau_L = J \left(\frac{2}{p} \right) \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \left(\frac{2}{p} \right) \omega_m + \tau_e \quad (2.3.1)$$

donde:

- J es la inercia del rotor y la carga conectada en Kg · m²,
- p como el número de Polos,
- ω_m es la velocidad angular del sistema mecánico en rad/s,
- B_m es el coeficiente de amortiguamiento asociado al sistema rotacional de la máquina y la carga mecánica en N·m·s,
- τ_L es el par aplicado al generador en N · m.
- τ_e es el par eléctrico del generador en N · m.

Teniendo en la caja de engranes las siguientes relaciones:

$$\frac{\tau_1}{\tau_2} = \frac{n_1}{n_2} \quad (2.3.2)$$

donde τ_1 y n_1 son el par y número de dientes del engrane 1 del lado de los álabes y τ_2 y n_2 son el par y número de dientes del engrane 2 del lado del eje del generador.

2.4. Modelo matemático del convertidor NPC-BTB en el marco de referencia estacionario abc

La topología del convertidor NPC fue introducida en el año de 1981 [60]. Esta topología cuenta con las ventajas presentadas en el Capítulo 1, además de ser una estructura que puede operar en sistemas monofásicos y trifásicos.

En este trabajo se emplean dos convertidores NPC trifásico en configuración Back to Back como se muestra en la Figura 2.3.

La Tabla 2.1 muestra las posibles combinaciones de la tensión vista desde la línea a referenciada al neutro, donde esta configuración se puede extrapolar a las demás fases.

Tabla 2.1: Estados posibles en los interruptores del convertidor NPC.

Estado de conmutación	Operación del interruptor				Tensión a la salida
	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	
P	On	On	Off	Off	$V_{cd}/2$
O	Off	On	On	Off	0
N	Off	Off	On	On	$-V_{cd}/2$

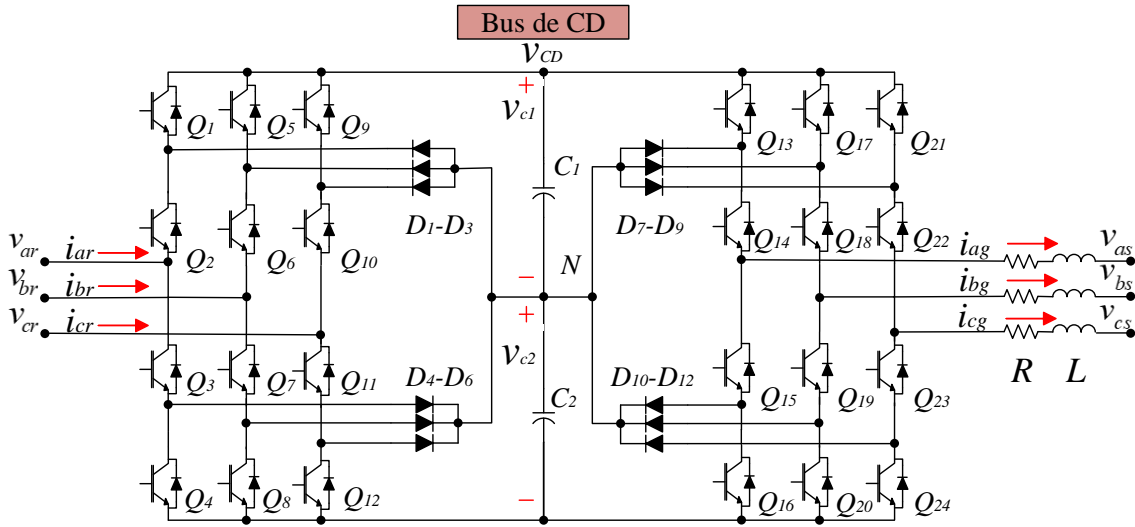


Figura 2.3: Diagrama esquemático del convertidor NPC-BTB.

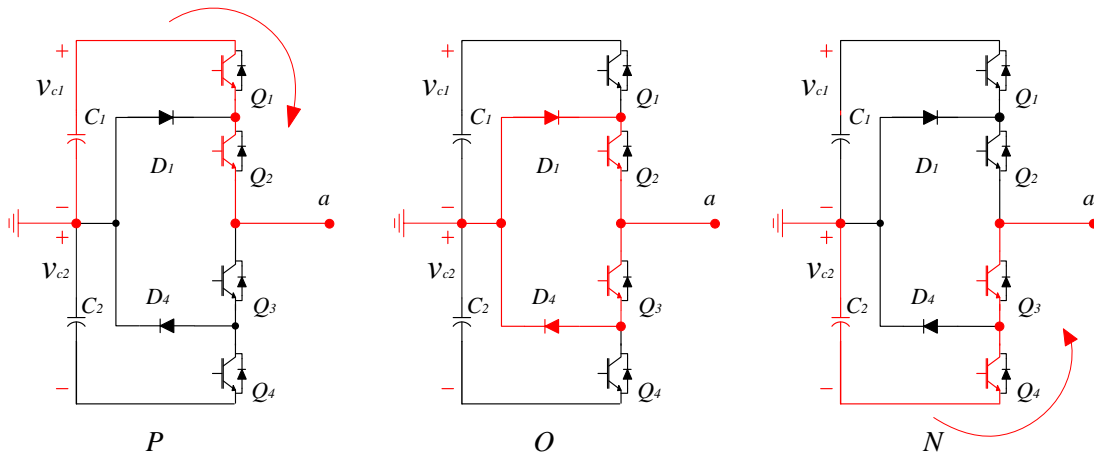


Figura 2.4: Estados de operación en el convertidor NPC para una fase.

- Se tiene la tensión de línea a neutro de $\frac{V_{cd}}{2}$ encendiendo Q_1 y Q_2 .
- Se tiene tensión nula de fase a neutro encendiendo Q_2 y Q_3 llevando a la polarización de D_1 y Q_4 .
- Se tiene la tensión de línea a neutro de $-\frac{V_{cd}}{2}$ encendiendo Q_3 y Q_4 .

El esquema eléctrico de la Figura 2.3 está compuesto por tres inductancias de enlace L , R es una resistencia parásita de L con un valor pequeño, ya que se asume un factor de calidad

alto. Las tensiones v_{ar} , v_{br} y v_{cr} corresponden al RSC, las tensiones v_{as} , v_{bs} y v_{cs} se ubican en el GSC, v_{cd} es la tensión del bus de CD, la cual corresponde a la suma de las tensiones v_{C1} y v_{C2} en los condensadores C_1 y C_2 respectivamente; i_{ar} , i_{br} e i_{cr} que corresponden a las corrientes líneas del RSC, mientras que i_{ag} , i_{bg} e i_{cg} son las corrientes de línea en el GSC.

Las ecuaciones del convertidor BTB-NPC en el marco de referencia abc se obtienen a partir del modelo promedio, las cuales están dadas por las expresiones 2.4.1 - 2.4.8.

$$v_{ar} = \frac{u_{ar}v_{cd}}{2} \quad (2.4.1)$$

$$v_{br} = \frac{u_{br}v_{cd}}{2} \quad (2.4.2)$$

$$v_{cr} = \frac{u_{cr}v_{cd}}{2} \quad (2.4.3)$$

$$L \frac{di_{ag}}{dt} = -Ri_{ag} + v_{as} - \frac{u_{ag}v_{cd}}{2} \quad (2.4.4)$$

$$L \frac{di_{bg}}{dt} = -Ri_{bg} + v_{bs} - \frac{u_{bg}v_{cd}}{2} \quad (2.4.5)$$

$$L \frac{di_{cg}}{dt} = -Ri_{cg} + v_{cs} - \frac{u_{cg}v_{cd}}{2} \quad (2.4.6)$$

$$C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{1}{2}(u_{ar}i_{ar} + u_{br}i_{br} + u_{cr}i_{cr} - u_{ag}i_{ag} - u_{bg}i_{bg} - u_{cg}i_{cg}) \quad (2.4.7)$$

$$C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} = -\frac{1}{2}(u_{ar}i_{ar} + u_{br}i_{br} + u_{cr}i_{cr} - u_{ag}i_{ag} - u_{bg}i_{bg} - u_{cg}i_{cg}) \quad (2.4.8)$$

donde el subíndice r y g indican a que convertidor pertenece el parámetro.

2.5. Modelado del DFIG en el marco de referencia estacionario abc

El modelo del DFIG es esencialmente el mismo para una máquina de jaula de ardilla, la diferencia radica en que las terminales del rotor de la máquina tipo jaula están en corto circuito y no se tiene acceso a dicho devanado, en cambio las del DFIG están abiertas y se puede interconectar un convertidor para controlar el flujo de potencia.

Para el desarrollo del modelo del DFIG se asume que es simétrico, que se alimenta por un sistema trifásico balanceado, que el núcleo magnético del rotor y del estator es lineal y que las pérdidas del núcleo son despreciables. El modelo no considera las variaciones debido a la temperatura que pueden presentarse en las resistencias de los devanados. El modelo del DFIG se puede obtener de [59], cuyo circuito equivalente se puede representar como se muestra en la Figura 2.5, donde se observan los devanados de estator de las tres fases abc y los devanados de rotor. El flujo magnético que produce cada uno de los devanados del estator y rotor determina la velocidad a la cual se mueve el eje del rotor, teniendo siempre un deslizamiento característico de las máquinas de inducción dado por:

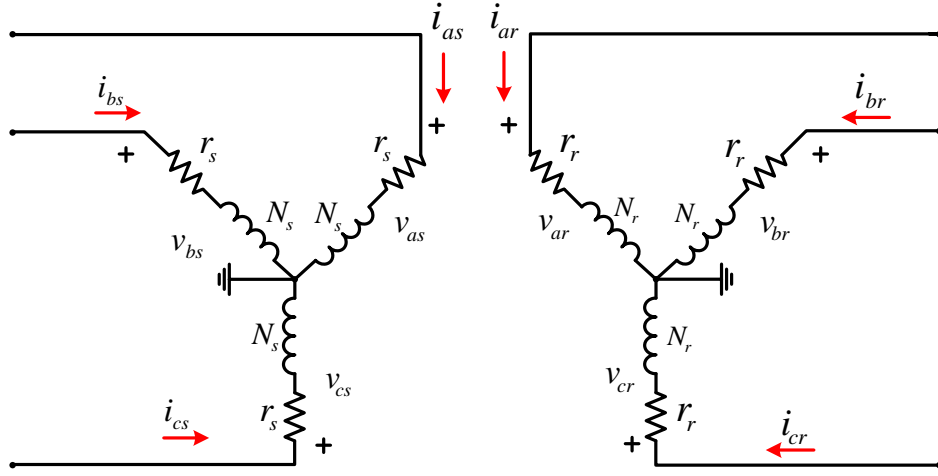


Figura 2.5: Diagrama eléctrico de la máquina de inducción doblemente alimentada.

$$s = \frac{\omega - \frac{p}{2}\omega_m}{\omega} \quad (2.5.1)$$

donde ω corresponde a la velocidad síncrona del estator y ω_m a la velocidad mecánica del eje del rotor la cual es posible representar como:

$$\omega_m = \frac{2}{p}(1 - s)\omega \quad (2.5.2)$$

y para la frecuencia en las corrientes del rotor se tiene:

$$\omega_r = s\omega \quad (2.5.3)$$

Con base al análisis de la Figura 2.5, utilizando las leyes de Kirchoff y Faraday, y obteniendo las variables del rotor referidas al estator se puede llegar a la forma matricial dada por (2.5.4).

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \\ v'_{ar} \\ v'_{br} \\ v'_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r'_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r'_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i'_{ar} \\ i'_{br} \\ i'_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \\ \lambda'_{ar} \\ \lambda'_{br} \\ \lambda'_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.5.4)$$

En el caso del DFIG, los enlaces de flujo en términos de las inductancias y corrientes de los devanados en el rotor y estator son expresados mediante 2.5.5.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \\ \lambda'_{ar} \\ \lambda'_{br} \\ \lambda'_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}'_{sr} \\ (\mathbf{L}'_{sr})^T & \mathbf{L}'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i'_{ar} \\ i'_{br} \\ i'_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.5.5)$$

donde las matrices de impedancias \mathbf{L}_s , \mathbf{L}'_r , \mathbf{L}'_{sr} están representadas como:

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.5.6)$$

$$\mathbf{L}'_r = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L'_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.5.7)$$

$$\mathbf{L}'_{sr} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.5.8)$$

de donde λ_{as} , λ_{bs} y λ_{cs} , representan los enlaces de flujo del estator y λ'_{ar} , λ'_{br} y λ'_{cr} los del rotor referidos (denotados con comilla simple todas las variables referidas), L_{ms} es la inductancia de magnetización del estator, L_{ls} es la inductancia de dispersión de los devanados del estator, L'_{lr} es la inductancia de dispersión de los devanados del rotor referida, L'_{sr} es la inductancia mutua entre estator y rotor, L'_{mr} es la inductancia de magnetización del rotor referida y θ_r es la posición angular en el rotor.

Sustituyendo (2.5.5) en (2.5.4) se puede llegar a una expresión en función de parámetros eléctricos como se muestra en (2.5.9).

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \\ v'_{ar} \\ v'_{br} \\ v'_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{M}_s & \mathbf{M}_{sr} \\ \mathbf{M}_{sr} & \mathbf{M}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i'_{ar} \\ i'_{br} \\ i'_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.5.9)$$

$$\mathbf{M}_s = \begin{bmatrix} r_s + L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & r_s + L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & r_s + L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.5.10)$$

$$\mathbf{M}_r = \begin{bmatrix} r'_r + L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & r'_r + L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & r'_r + L'_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.5.11)$$

$$\mathbf{M}_{sr} = \begin{bmatrix} \frac{dL_{ms}\cos(\theta_r)}{dt} & \frac{dL_{ms}\cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3})}{dt} & \frac{dL_{ms}\cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3})}{dt} \\ \frac{dL_{ms}\cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3})}{dt} & \frac{dL_{ms}\cos(\theta_r)}{dt} & \frac{dL_{ms}\cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3})}{dt} \\ \frac{dL_{ms}\cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3})}{dt} & \frac{dL_{ms}\cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3})}{dt} & \frac{dL_{ms}\cos(\theta_r)}{dt} \end{bmatrix} \quad (2.5.12)$$

La ecuación para el par eléctrico relacionado con las corrientes de línea de rotor y estator está dada por (2.5.13).

$$\tau_e = \left(\frac{P}{2}\right) \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} \begin{bmatrix} L_{ms}\cos(\theta_r) & L_{ms}\cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms}\cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms}\cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{ms}\cos(\theta_r) & L_{ms}\cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms}\cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms}\cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{ms}\cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{ar} \\ i'_{br} \\ i'_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.5.13)$$

Desde el punto de vista mecánico se retoma el modelo de dos masas y despreciando B_m de la ecuación 2.3.1, ya que este valor es generalmente pequeño y usualmente no se considera, se tiene la expresión 2.5.14.

$$\tau_L = J \left(\frac{2}{p}\right) \frac{d\omega_m}{dt} + \tau_e \quad (2.5.14)$$

2.6. Mapeo de coordenadas del marco abc al $\alpha\beta$

En esta sección se presenta de forma simplificada el mapeo de coordenadas del marco de referencia estacionario abc a un marco de referencia también estacionario pero ortogonal como lo es el marco $\alpha\beta$ (Figura 2.6). El marco de referencia ortogonal se emplea en el vector de flujo del estator en el cual se orienta al generador del WECS.

La transformación se logra empleando la expresión 2.6.1.

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.6.1)$$

De forma simplificada para la matriz de transformación se propone la siguiente forma.

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.6.2)$$

Para regresar del plano ortogonal al original se puede utilizar la siguiente expresión

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta}^T \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.6.3)$$

ya que se tiene la particularidad de que $\mathbf{T}_{\alpha\beta}^T = \mathbf{T}_{\alpha\beta}^{-1}$, y además para sistemas trifásicos balanceados la componente de secuencia cero es nula.

2.7. Mapeo de coordenadas del marco abc al dq

Se emplea la matriz de transformación de la ecuación 2.7.1 para mapear las señales de corrientes y tensiones variantes en el tiempo (marco de referencia estacionario abc) a invariantes en el tiempo (marco de referencia síncrono dq). Esto permite simplificar el sistema y resolver el problema de regulación en el marco de referencia dq , donde se tienen las siguientes propiedades:

- Las variables en el tiempo se mapean como constantes simplificando la tarea de control.
- Permite un desacoplo natural de las componentes de potencia activa y reactiva.
- Si el sistema es balanceado la componente de secuencia cero en tensión es nula.
- Si el sistema no tiene neutro la componente de secuencia cero en corriente es nula.
- Si el sistema es balanceado en tensión y las cargas están equilibradas, ambas componentes de secuencia cero son nulas.

En la literatura se ha estudiado a fondo la transformada dq , donde también se pueden incluir propiedades que describen el comportamiento de los armónicos en el marco de referencia dq . Se puede aprovechar este mapeo para caracterizar el comportamiento armónico en dq que en el caso de la TRF es de interés conocer el rango de frecuencias en el cual opera el WECS. Algunas de estas propiedades son:

- Los armónicos impares múltiplos de tres sólo se mapean dentro de la componente de secuencia cero.
- Los armónicos impares no múltiplos de tres se mapean dentro de las componentes d y q .
- La componente fundamental sólo se mapea en la componente d como constante.

El mapeo de las señales del marco de referencia abc al marco de referencia dq se muestran en [59] detallando el procedimiento y metodología de la transformación. En resumen consiste en mapear el sistema trifásico que está en un marco de referencia estacionario al marco de referencia dq , el cual es un marco de referencia giratorio a una velocidad angular ω como se muestra en la Figura 2.6.

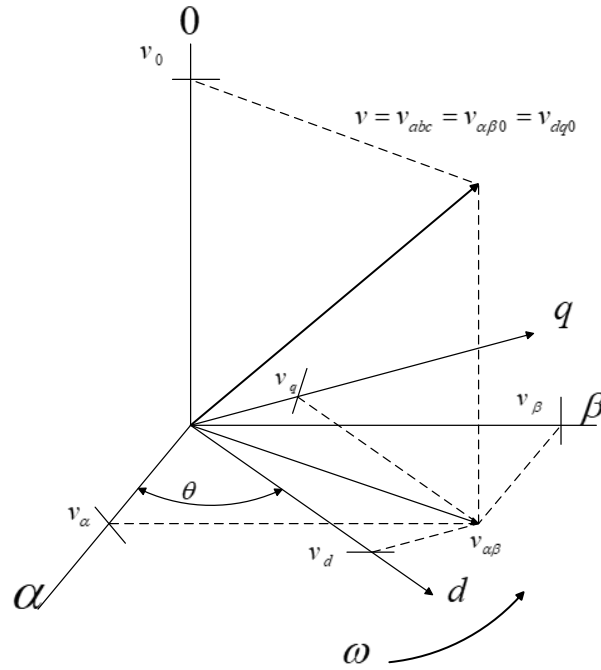


Figura 2.6: Mapeo de coordenadas del marco abc , hacia $\alpha\beta$ y dq .

El mapeo se realiza con la siguiente matriz de transformación:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta) & \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \text{cos}(\theta) & \text{cos}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.7.1)$$

Definiendo a la matriz de transformación \mathbf{T}_{dq} se obtiene:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.7.2)$$

donde f se refiere a cualquier variable de tensión o corriente en las líneas. Para regresar del marco de referencia giratorio dq a las coordenadas estacionarias originales abc se emplea la transformada dq inversa dada por la siguiente expresión

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq}^{-1} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.7.3)$$

donde la componente cero en sistemas trifásicos balanceados es nula por lo que en general se emplean solo las componentes dq .

2.8. Modelo matemático del convertidor NPC-BTB en el marco de referencia síncrono dq

Ahora se presenta el modelo del convertidor NPC-BTB en las coordenadas del marco de referencia dq , obtenido en [61], de acuerdo a [62] y del análisis de la Figura 2.3, donde se asumen las siguientes consideraciones: la frecuencia de conmutación de los interruptores del convertidor es mayor que la frecuencia de red por lo menos 10 veces, las pérdidas en los elementos de conmutación se consideran nulas y las tensiones de línea están balanceadas. De esta manera se puede determinar el modelo dado por las ecuaciones (2.8.1)-(2.8.6).

$$v_{dr} = \frac{u_{dr}v_{cd}}{2} \quad (2.8.1)$$

$$v_{qr} = \frac{u_{qr}v_{cd}}{2} \quad (2.8.2)$$

$$L \frac{di_{dg}}{dt} = -Ri_{dg} + L\omega i_{qg} + v_{ds} - \frac{u_{dg}v_{cd}}{2} \quad (2.8.3)$$

$$L \frac{di_{qg}}{dt} = -Ri_{qg} - L\omega i_{dg} + v_{qs} - \frac{u_{qg}v_{cd}}{2} \quad (2.8.4)$$

$$C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{3}{4}(u_{dr}i_{dr} + u_{qr}i_{qr} - u_{dg}i_{dg} - u_{qg}i_{qg}) \quad (2.8.5)$$

$$C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} = -\frac{3}{4}(u_{dr}i_{dr} + u_{qr}i_{qr} - u_{dg}i_{dg} - u_{qg}i_{qg}) \quad (2.8.6)$$

2.9. Modelado del DFIG en el marco de referencia síncrono dq

En [6] se encuentra detallado el desarrollo para obtener el modelo del DFIG a partir de su representación equivalente en el marco de referencia síncrono dq . Dicho modelo está dado por las ecuaciones (2.9.1)-(2.9.5)

$$v_{ds} = -r_s i_{sd} - \omega \lambda_{qs} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \quad (2.9.1)$$

$$v_{qs} = -r_s i_{sq} + \omega \lambda_{ds} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \quad (2.9.2)$$

$$v_{dr} = -r_r i_{rd} - s\omega \lambda_{qr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} \quad (2.9.3)$$

$$v_{qr} = -r_r i_{rq} + s\omega \lambda_{dr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} \quad (2.9.4)$$

$$\tau_e = \frac{3p}{4} L_{ms} (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (2.9.5)$$

donde las tensiones v_{ds}, v_{qs} , v_{dr}, v_{qr} y las corrientes i_{qs}, i_{dr} , i_{ds} e i_{qr} corresponden a las variables eléctricas que están asociadas a los enlaces de flujo λ_{ds} , λ_{qs} , λ_{dr} y λ_{qr} , mientras que la última expresión corresponde a las variables mecánicas en función de las corrientes, la inductancia de magnetización, el deslizamiento del DFIG y el número de polos. Los enlaces de flujo están dados por:

$$\lambda_{ds} = (L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms}) i_{ds} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{dr} \quad (2.9.6)$$

$$\lambda_{qs} = (L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms}) i_{qs} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qr} \quad (2.9.7)$$

$$\lambda_{dr} = (L_{lr} + \frac{3}{2} L_{ms}) i_{dr} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds} \quad (2.9.8)$$

$$\lambda_{qr} = (L_{lr} + \frac{3}{2} L_{ms}) i_{qr} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs} \quad (2.9.9)$$

El objetivo principal de realizar la transformación de coordenadas del marco de referencia abc al dq es explotar las propiedades que ya se mencionaron previamente, facilitando la operación del WECS completo.

2.10. Seguimiento de amarre de fase PLL

Debido al mapeo de coordenadas de abc a dq y al esquema de control es necesario utilizar un (Phase-Locked Loop, PLL) utilizando como marco de referencia la tensión de estator y rotor, que provea el ángulo del vector tanto de estator como de rotor. El PLL consta de un PI que se encarga de minimizar el error entre el ángulo calculado y el ángulo medido del marco de referencia, donde el vector del sistema abc (entradas del PLL) se orienta completamente sobre el eje d al estar balanceadas las tensiones, por lo que el eje q es nulo, con lo que dicha

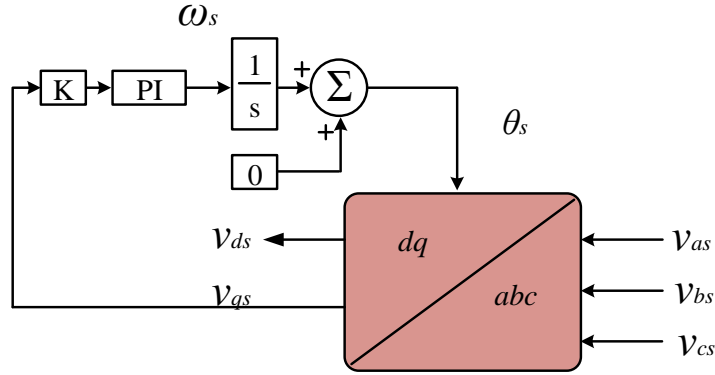


Figura 2.7: Esquema de control del PLL con las tensiones del estator.

señal funciona como señal de error para el PI. La Figura 2.7 muestra un esquema simplificado del PLL.

En el caso de las variables de tensiones y corrientes del rotor y las corrientes del lado de la red se utilizan PLL análogos al de la Figura 2.7. Analizando análogamente a al PLL como una función de transferencia de segundo orden y considerando una frecuencia natural $\omega_n = 360\pi$ para que tenga una velocidad de respuesta mayor a la velocidad de red y un coeficiente de amortiguamiento de $\xi = 0.8$ para un menor sobre tiro y oscilaciones [63], [64] se tienen las siguientes ganancias para el PI del esquema del PLL

$$K_{pPLL} = \frac{2\xi\omega_n}{V_p} \quad (2.10.1)$$

$$K_{iPLL} = \frac{\omega_n^2}{V_p} \quad (2.10.2)$$

donde V_p es el valor pico de la tensión de fase de la red.

2.11. Modulación PD-PWM

Para la topología convertidor NPC hay diversas técnicas de modulación, las cuales son la extensión a multinivel de la modulación PWM para convertidores de puente completo. Las más conocidas son las siguientes [65]:

- Oposición de disposición de fase alterna (APOD, por sus siglas en inglés), donde las portadoras en bandas adyacentes están en contra fase.
- Oposición de disposición de fase (POD, por sus siglas en inglés), donde las portadoras sobre la referencia cero están en contrafase con aquellas debajo del cero.
- Disposición de fase (PD, por sus siglas en inglés), donde todas las portadoras están en fase.

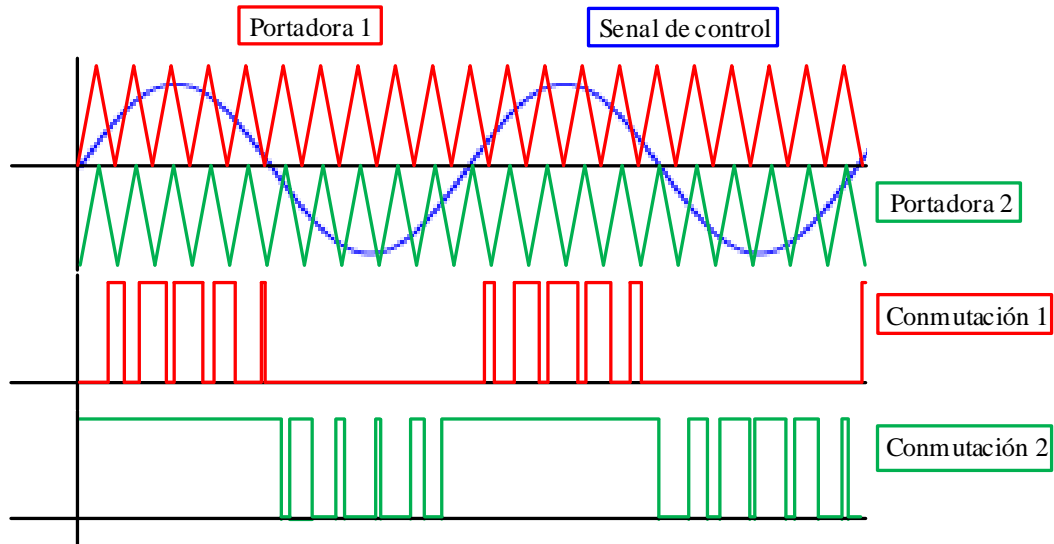


Figura 2.8: Esquema de modulación PD-PWM.

Para el presente trabajo se emplea la técnica PD-PWM [65], ya que tiene el mejor desempeño en cuanto a los armónicos de tensión en las líneas del convertidor BTB-NPC que se utiliza para el funcionamiento de los interruptores de potencia. Esta técnica de modulación se presenta en la Figura 2.8. Las señales de conmutación 1 y 2 que se muestran corresponden al patrón generado entre la señal de control y de conmutación de dos interruptores en función de comparar la señal de control con las señales portadoras 1 y 2 respectivamente. Como se puede observar, debido a los patrones de conmutación resultantes de esta estrategia de modulación en los diferentes interruptores, los tiempos de detección de un algoritmo de diagnóstico de fallas se ven afectados, ya que existe un período de tiempo en el que los interruptores Q_1 , Q_4 , Q_5 , Q_8 , Q_9 y Q_{12} en el lado del rotor, y Q_{13} , Q_{16} , Q_{17} , Q_{20} , Q_{21} y Q_{24} en el lado de la red no operan, siendo esto válido para las fallas donde el interruptor quede abierto.

El peor momento para darse cuenta de que está ocurriendo una sola falla, es precisamente cuando la falla de circuito abierto ocurre justo en el momento en que la modulación comienza a estar inactiva para ese interruptor, el sistema parecerá estar en una operación correcta y la falla no se podrá identificar hasta que pase el medio ciclo inoperante, cuando su patrón de conmutación se activa nuevamente. Por lo tanto, el tiempo de detección de fallas estará compuesto, en el peor de los casos por medio ciclo de red más el tiempo necesario para procesar el algoritmo de diagnóstico de fallas en sí. Vale la pena señalar que este efecto no ocurre si aparece una falla múltiple que involucre dos interruptores complementarios.

2.12. Esquema de control de campo orientado (FOC)

De acuerdo con el esquema de la Figura 2.1 los convertidores NPC del WECS tienen objetivos de control específicos que deben de cumplir para mantenerse en operación. Estos objetivos de control se logran mediante el uso del control de campo orientado (FOC), el cual está basado en la representación del sistema de generación mediante un modelo ortogonal, análogo al modelo de un motor de CD de excitación separada, en el cual es posible aplicar controladores PI independientes para cada objetivo de control.

El objetivo del RSC es el de controlar la potencia activa P_s y reactiva Q_s en el estator del DFIG, lo que involucra poder controlar la corriente que fluye por el estator. Sin embargo, el RSC está conectado a las terminales del rotor, por lo que por medio de las corrientes del rotor se realiza de forma indirecta el control de la corriente de estator. Lo anterior implica el cálculo de las referencias de corriente de rotor, las cuales a su vez producen las corrientes de estator con las que se obtiene la potencia activa y reactiva deseada. Dichas referencias se obtienen a partir de relaciones algebraicas que involucran a las variables de potencia y a las corrientes de rotor y estator, esto se ve más detallado en la subsección del control del RSC [66]. La Figura 2.9 muestra el diagrama vectorial de la orientación del voltaje de estator para el control del convertidor BTB-NPC, donde θ_s es el desplazamiento angular con respecto al eje α del marco de referencia ortogonal $\alpha\beta$ [67].

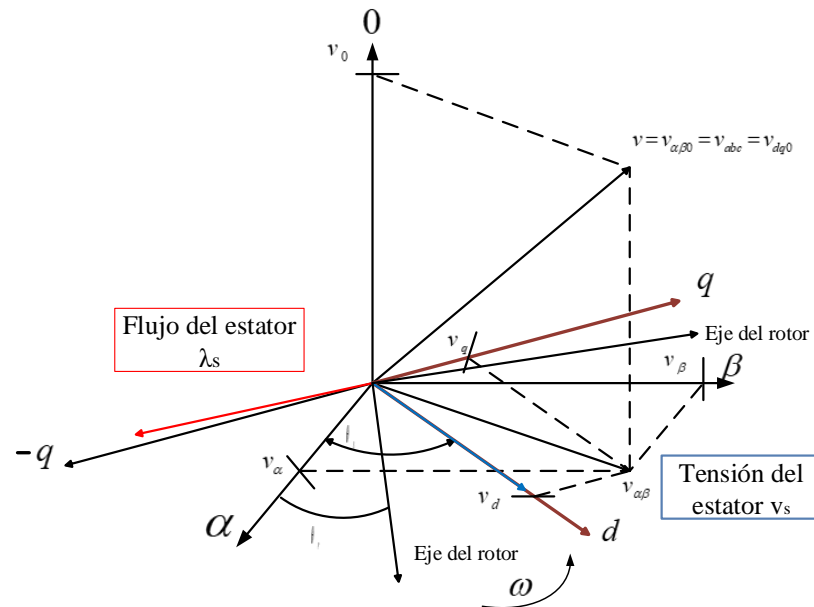


Figura 2.9: Diagrama vectorial de las variables del DFIG orientadas al voltaje de estator.

De acuerdo a la Figura 2.9 se utiliza como marco de referencia la tensión del estator, donde ésta es colineal al eje d . Por otro lado, el flujo del estator generado es un vector ortogonal con el voltaje de estator alineado con el eje $-q$. Lo que resulta en lo siguiente:

$$v_{ds} = v_s \quad (2.12.1)$$

$$v_{qs} = 0 \quad (2.12.2)$$

$$\lambda_{ds} = 0 \quad (2.12.3)$$

$$\lambda_{qs} = -\lambda_s \quad (2.12.4)$$

Sustituyendo las expresiones anteriores en la de flujo en el estator (2.9.6 y 2.9.7), proponiendo las siguientes consideraciones $L_M = \frac{3}{2}L_{ms}$, $L_s = L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms}$, $L_l = L_{lr} + \frac{3}{2}L_{ms}$, con $\lambda_s = L_M i_{ms}$ (donde i_{ms} es la corriente de magnetización), por lo tanto el flujo del estator en el marco de referencia dq queda definido como:

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_M i_{dr} = 0 \quad (2.12.5)$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_M i_{qr} = -\lambda_s = -L_M i_{ms} \quad (2.12.6)$$

Por estar orientado a la tensión del estator. De las ecuaciones anteriores se puede obtener las corrientes i_{ds} e i_{qs} y sustituyendo en las ecuaciones de flujo del rotor se tiene:

$$\lambda_{dr} = i_{dr} \frac{L_l L_s - L_M^2}{L_s} \quad (2.12.7)$$

$$\lambda_{dr} = i_{qr} \frac{L_l L_s - L_M^2}{L_s} - \frac{L_M^2}{L_s} i_{ms} \quad (2.12.8)$$

Sustituyendo las expresiones anteriores en 2.9.3 y 2.9.4 se obtienen las tensiones orientadas v_{dr} y v_{qr} al flujo λ_s :

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + \sigma L_r \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_{slip} (\sigma L_r i_{qr} + \frac{L_M^2}{L_s} i_{ms}) \quad (2.12.9)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \sigma L_r \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_{slip} \sigma L_r i_{dr} \quad (2.12.10)$$

donde

$$\omega_{slip} = \omega_s - \omega_r \quad (2.12.11)$$

$$\sigma L_r = \frac{L_l L_s - L_M^2}{L_s} \quad (2.12.12)$$

extrayendo los siguientes subsistemas

$$v_{dr1} = R_r i_{dr} + \sigma L_r \frac{di_{dr}}{dt} \quad (2.12.13)$$

$$v_{qr1} = R_r i_{qr} + \sigma L_r \frac{di_{qr}}{dt} \quad (2.12.14)$$

en donde v_{dr1} y v_{qr2} dependen solamente de i_{dr} e i_{qr} respectivamente. Aplicando la transformada de Laplace, teniendo como salidas $I_{dr}(s)$ e $I_{qr}(s)$ y entradas v_{dr1} y v_{qr2} se obtienen las siguientes funciones de transferencia con las cuales es posible controlar la corriente en el rotor:

$$\frac{I_{dr}(s)}{v_{dr1}} = \frac{1}{\sigma L_r s + R_r} \quad (2.12.15)$$

$$\frac{I_{qr}(s)}{v_{qr1}} = \frac{1}{\sigma L_r s + R_r} \quad (2.12.16)$$

2.12.1. Esquema de control del RSC

Las funciones de transferencia 2.12.15 y 2.12.16 tienen la misma forma, por lo tanto, pueden escribirse como:

$$G_{rsc}(s) = \frac{I_{dr}(s)}{v_{dr1}} = \frac{I_{qr}(s)}{v_{qr1}} = \frac{1}{\sigma L_r s + R_r} \quad (2.12.17)$$

a partir de la cual se diseñan los controladores correspondientes para las componentes d y q de la corriente en el rotor, llevando a cabo un solo proceso de diseño. En este trabajo se seleccionan controladores PI, cuya función de transferencia está definida por:

$$C_{rsc}(s) = K_{pr} + \frac{K_{ir}}{s} \quad (2.12.18)$$

La función de transferencia en lazo cerrado de $G_{rsc}(s)$ como planta y $C_{rsc}(s)$ como controlador tiene la forma de un sistema característico de segundo orden y está dada por:

$$\frac{I_{dr}}{I_{dr}^*} = \frac{C_{rsc}(s)G_{rsc}(s)}{1 + C_{rsc}(s)G_{rsc}(s)} = \frac{K_{pr}s + K_{ir}}{\sigma L_r s^2 + (K_{pr} + R_r)s + K_{ir}} \quad (2.12.19)$$

Para una mejor representación se muestra el esquema del controlador en lazo cerrado de las corrientes en dq en el lado del rotor en la Figura 2.10.

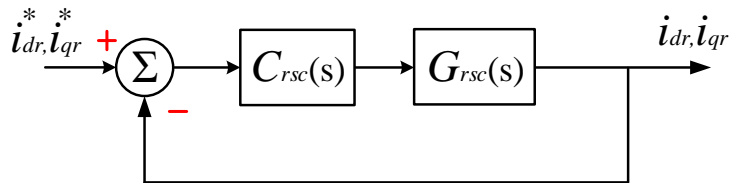


Figura 2.10: Lazo de control de las corrientes i_{dr} e i_{qr} .

El cálculo de las ganancias K_{pr} y K_{ir} al igual que con el PLL, se obtienen al comparar la función de transferencia en lazo cerrado con la función de transferencia de segundo orden, asociando los términos comunes a los parámetros del controlador PI.

$$k_{pr} = 2\xi_r\omega_{nr}L_r - R_r \quad (2.12.20)$$

$$k_{ir} = L_r\omega_{nr}^2 \quad (2.12.21)$$

Para la sintonización se revisan artículos como [68], [69] en los que se dan recomendaciones y tener un punto de partida para la elección de los parámetros de diseño. Donde se recalca que no existe una manera sistemática y eficiente de sintonizar los compensadores. A pesar de que no se da un método óptimo para elegir los parámetros de diseño, se dice que el lazo interno debe responder más rápido que el lazo externo, y que la respuesta de los lazos debe ser de mayor a menor en este orden:

- Lazo interno del GSC
- Lazo interno del RSC
- Lazo externo del GSC

Por otro lado, en [70], [71] se dan recomendaciones de la frecuencia de corte para cada compensador. Dichos artículos no concuerdan entre sí y en cada uno de éstos se realiza la sintonización con criterios distintos. No obstante, coinciden en que el lazo interno debe ser más rápido que el lazo externo. La frecuencia natural se tiene que elegir con base en la velocidad de respuesta del PLL. Algunos recomiendan utilizar una frecuencia una década menor que la frecuencia de operación del PLL. El factor de amortiguamiento se elige de un valor alto para que la respuesta del PI no presente oscilaciones ni sobretiros elevados. Los parámetros de diseño son: $\omega_{nr} = 170$ rad/s debido a que con este valor se asegura superar la velocidad de los lazos mencionados y con $\xi_r = 0.9$ se tiene una respuesta con un amortiguamiento adecuado y con una respuesta relativamente rápida.

Del lazo de corriente se observan los siguientes dos puntos:

1. Los controladores PI proveen como acción de control las variables v_{dr1} y v_{qr1} . Sin embargo, al RSC se le deben proveer las señales de tensión en el marco de referencia dq , es decir v_{dr} y v_{qr} .
2. El esquema de control sólo define el control de las corrientes de rotor, sin embargo, el objetivo debe ser el control de la potencia activa y reactiva en el estator del DFIG.

Respecto al primer punto hay que realizar una compensación a v_{dr1} y v_{qr1} . De esta manera v_{dr} y v_{qr} quedan como:

$$v_{dr} = v_{dr1} - \omega_{slip}(\sigma L_r i_{qr} + \frac{L_M^2}{L_s} i_{ms}) \quad (2.12.22)$$

$$v_{qr} = v_{qr1} + \omega_{slip}\sigma L_r i_{dr} \quad (2.12.23)$$

En el segundo punto, para traducir el control de corrientes de rotor en el control de P_s y Q_s , una opción es obtener las referencias i_{dr}^* e i_{qr}^* a partir de valores deseados P_s^* y Q_s^* . Para esto, es necesario partir de las expresiones en el marco de referencia dq que describen la potencia activa y reactiva en terminales del estator del DFIG, las cuales se definen como:

$$P_s = \frac{3}{2}(v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs}) \quad (2.12.24)$$

$$Q_s = \frac{3}{2}(v_{qs}i_{ds} - v_{ds}i_{qs}) \quad (2.12.25)$$

y para el rotor como:

$$P_r = \frac{3}{2}(v_{dr}i_{dr} + v_{qr}i_{qr}) \quad (2.12.26)$$

$$Q_r = \frac{3}{2}(v_{qr}i_{dr} - v_{dr}i_{qr}) \quad (2.12.27)$$

Debido a que el marco de referencia se encuentra orientado al voltaje de estator, se tiene que $v_{qs} = 0$ y $\lambda_{ds} = 0$. Por su parte, R_s es de un valor muy pequeño y por lo tanto se puede considerar que $R_s \approx 0$; de tal manera que v_{ds} se simplifica y se puede llegar a:

$$i_{dr}^* = -\frac{2}{3} \frac{P_s^* L_s}{L_M v_{ds}} \quad (2.12.28)$$

$$i_{qr}^* = \frac{2}{3} \frac{Q_s^* L_s}{L_M v_{ds}} - i_{ms} \quad (2.12.29)$$

A partir de las referencias se muestra el esquema de control a bloques del RSC en la Figura 2.11.

2.12.2. Esquema de control del GSC

En el caso del GSC, tiene como objetivo el controlar de la tensión en el bus de CD para lo cual se requieren dos lazos de control en cascada. El lazo interno genera las señales moduladoras necesarias para el PD-PWM del GSC. Por su parte el lazo externo genera las referencias de control para el lazo interno, cuyas referencias se definen en función de los objetivos de control.

2.12.2.1. Lazo de control interno del GSC

El lazo de control interno requiere la utilización de las ecuaciones 2.8.3 y 2.8.4 del GSC en el marco de referencia dq y despejando para v_{ds} y v_{qs} y con $v_{dgl} = \frac{u_{dg}v_{cd}}{2}$ y $v_{dql} = \frac{u_{qg}v_{cd}}{2}$ se puede obtener:

$$v_{ds} = Ri_{dg} + \omega Li_{qg} + L \frac{di_{dg}}{dt} + v_{dgl} \quad (2.12.30)$$

$$v_{qs} = Ri_{qg} - \omega Li_{dg} + L \frac{di_{qg}}{dt} + v_{qgl} \quad (2.12.31)$$

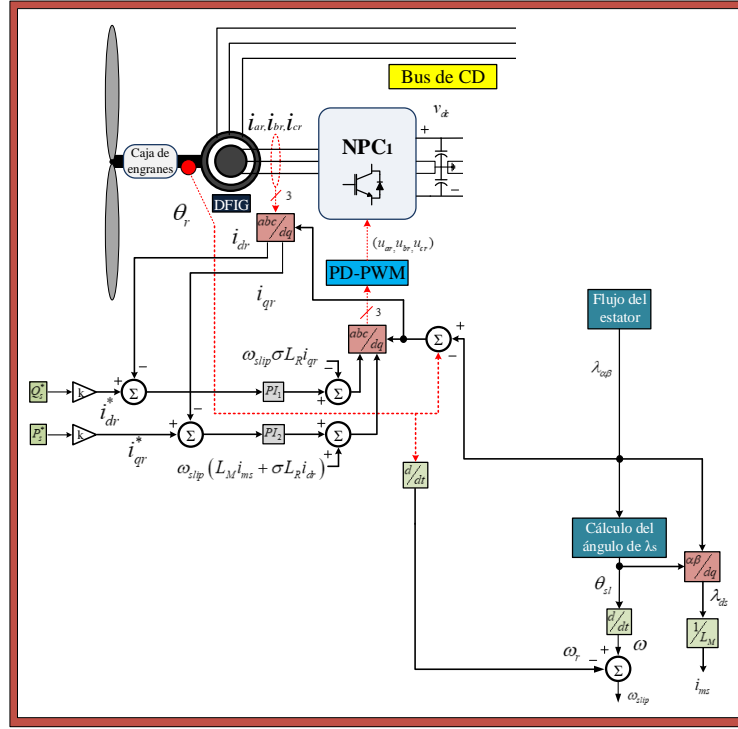


Figura 2.11: Esquema de control del RSC.

Debido a que como se selecciona el marco de referencia orientado al estator λ_s , se cumple que las componentes de tensión v_{ds} es directamente la magnitud de v_s y que v_{qs} es nulo. Despejando para las tensiones del convertidor se tienen las siguientes ecuaciones:

$$v_{dgl} = -Ri_{dg} - L \frac{di_{dg}}{dt} - \omega L i_{qg} + v_{ds} \quad (2.12.32)$$

$$v_{qgl} = -Ri_{qg} - L \frac{di_{qg}}{dt} + \omega L i_{dg} \quad (2.12.33)$$

donde de forma similar a como se realizó en el RSC, las ecuaciones diferenciales del GSC constituyen las plantas a partir de las cuales se diseñan los controladores de corriente. Por otra parte, los términos que sobran son de compensación, que se nombran como Z_1 y Z_2 que son útiles para la síntesis de las señales de modulación v_{dgl} y v_{qgl} .

$$v_{dgl} = -v_{dgl} - \omega L i_{qg} + v_{ds} \quad (2.12.34)$$

$$v_{qgl} = -v_{qgl} + \omega L i_{dg} \quad (2.12.35)$$

con

$$Z_1 = -\omega L i_{qg} + v_{ds} \quad (2.12.36)$$

$$Z_2 = \omega L i_{dg} \quad (2.12.37)$$

lo que resulta en

$$v_{dq1} = Ri_{dq} + L \frac{di_{dq}}{dt} \quad (2.12.38)$$

$$v_{qg1} = Ri_{qg} + L \frac{di_{qg}}{dt} \quad (2.12.39)$$

Así, para el diseño de los controladores se parte de las ecuaciones anteriores, cuyas funciones de transferencia son:

$$\frac{I_{dg}(s)}{V_{ds1}(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (2.12.40)$$

$$\frac{I_{qg}(s)}{V_{qs1}(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (2.12.41)$$

El esquema de control de la Figura 2.12 muestra la función de transferencia en lazo cerrado del sistema controlador C_{rsc} y la planta G_{rsc} que controlan las corrientes en dq en el lado de la rotor.

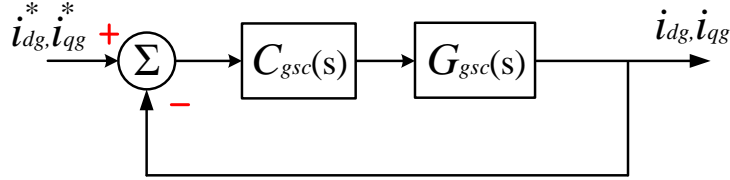


Figura 2.12: Lazo de control interno de las corrientes i_{dg} e i_{qg} .

Las funciones de transferencia 2.12.40 y 2.12.41 tienen la misma forma, por lo tanto, se pueden escribir como:

$$G_{gsc}(s) = \frac{I_{dg}(s)}{V_{ds1}(s)} = \frac{I_{qg}(s)}{V_{qs1}(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (2.12.42)$$

Dado que la función de transferencia del controlador PI está definida como:

$$C_{gsc}(s) = K_{pg} + \frac{K_{ig}}{s} \quad (2.12.43)$$

la función de transferencia en lazo cerrado de $G_{gsc}(s)$ como planta y $C_{gsc}(s)$ como controlador está entonces dada por:

$$\frac{I_{dg}}{I_{dg}^*} = \frac{C_{gsc}(s)G_{gsc}(s)}{1 + C_{gsc}(s)G_{gsc}(s)} = \frac{K_{pg}s + K_{ig}}{Ls^2 + (K_{pg} + R)s + K_{ig}} \quad (2.12.44)$$

Las ganancias K_{pg} y K_{ig} se obtienen al comparar la función de transferencia en lazo cerrado con la función de transferencia de segundo orden, asociando los términos comunes los parámetros del controlador PI.

$$K_{pg} = 2\xi_g\omega_{ng}L - R \quad (2.12.45)$$

$$K_{ig} = L\omega_{ng}^2 \quad (2.12.46)$$

El lazo de control interno del GSC debe ser más rápido que el lazo de control del RSC y del lazo externo del GSC, por lo que se elige una $\omega_{ng} = 1570$ rad/s debido a que con este valor se asegura superar la velocidad de los lazos mencionados y con $\xi_g = 0.9$ se tiene una respuesta con un amortiguamiento adecuado y con una respuesta relativamente rápida.

2.12.2.2. Lazo de control externo del GSC

Los lazos internos de control se utilizan para la generación de las señales moduladoras del GSC; sin embargo, a estos lazos se les debe dar valores de referencia de corriente. Estos valores se determinan por medio de los objetivos específicos de control que se deseen lograr a través del convertidor y mediante lazos externos de control. En este caso, la regulación del bus de CD para los condensadores C_1 y C_2 . El diseño de este lazo de control parte de las ecuaciones de las potencias en terminales del GSC:

$$P_{GSC} = \frac{3}{2}(v_{dst}i_{dg} + v_{qsl}i_{qg}) \quad (2.12.47)$$

$$Q_{GSC} = \frac{3}{2}(v_{qsl}i_{dg} - v_{dst}i_{qg}) \quad (2.12.48)$$

Como el marco de referencia está orientado a la tensión de red y asumiendo que el inductor L tiene una caída de tensión muy baja, entonces se cumple que las tensiones en terminales del GSC están dadas por $v_{dgl}=v_{dgl}$ y que $v_{qgl} = 0$. Se sustituyen estos valores en 2.12.47 y 2.12.48 se tiene:

$$P_{GSC} = \frac{3}{2}(v_{ds}i_{dg}) \quad (2.12.49)$$

$$Q_{GSC} = \frac{3}{2}(-v_{ds}i_{qg}) \quad (2.12.50)$$

que están en términos de las corrientes del GSC en el marco de referencia dq , lo que resulta en un control de la potencia reactiva por medio de la corriente i_{qg} , de tal forma que se controla la potencia con la siguiente expresión:

$$i_{qg}^* = -\frac{2}{3v_{ds}}Q_{GSC}^* \quad (2.12.51)$$

Una vez realizado el control del lado del GSC se forma el esquema de la Figura 2.13, en el cual se muestra como interactúan los lazos de control internos y externos del GSC para cumplir con los requerimientos de control.

2.13. Esquema de control del WECS

Una vez diseñados los controladores tanto para el RSC como para el GSC se tiene el esquema de control completo para el WECS, el cual se muestra en la Figura 2.14. El WECS

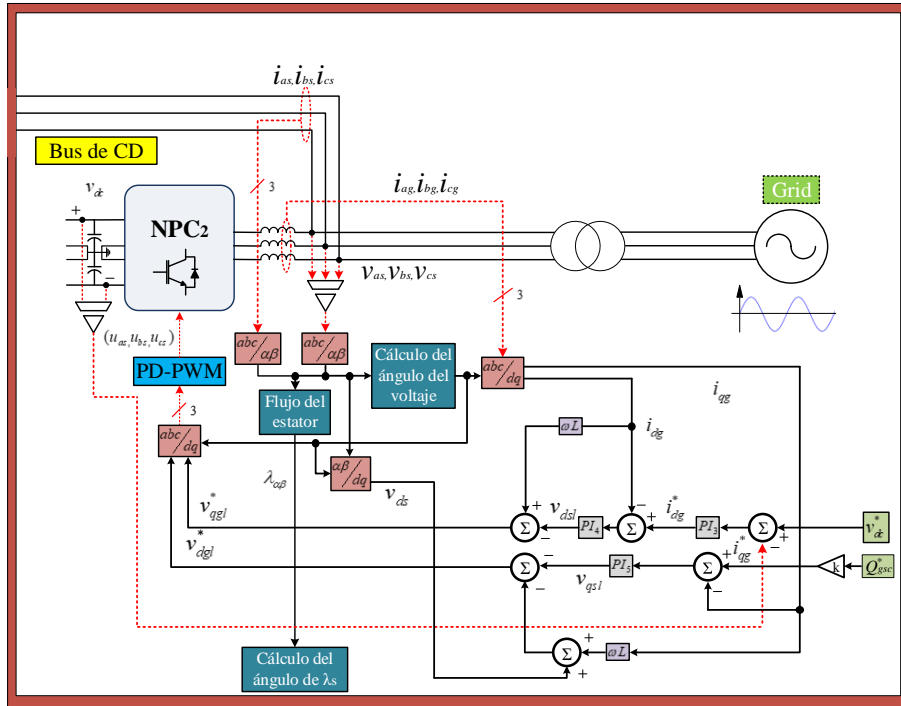


Figura 2.13: Esquema de control del GSC.

con el esquema de control FOC necesita las referencias para poder operar suministrando potencia activa y reactiva a la red eléctrica.

La ley de control en el marco de referencia dq está dada por las siguientes expresiones:

$$u_{dr} = v_{drl} - (\omega - \omega_r)\rho L_r i_{qr} \quad (2.13.1)$$

$$u_{qr} = v_{qrl} - (\omega - \omega_r)(L_M i_{ms} \rho L_r i_{dr}) \quad (2.13.2)$$

$$u_{gs} = v_{ds} + \omega L - v_{dsl} \quad (2.13.3)$$

$$u_{gr} = -\omega L - v_{qsl} \quad (2.13.4)$$

donde las variables u_{dr} y u_{qr} se encargan del control de la potencia activa y reactiva en el RSC. Por otro lado, las variables u_{dg} y u_{qg} se encargan de la potencia activa y reactiva en el GSC. Por medio de las corrientes de línea medidas en terminales de ambos convertidores y el valor del bus de CD, se obtienen los datos necesarios para el esquema de diagnóstico y cabe destacar que son las mismas corrientes que ya se emplean en el control FOC, por lo que se mantiene el esquema de diagnóstico de fallas como no invasivo.

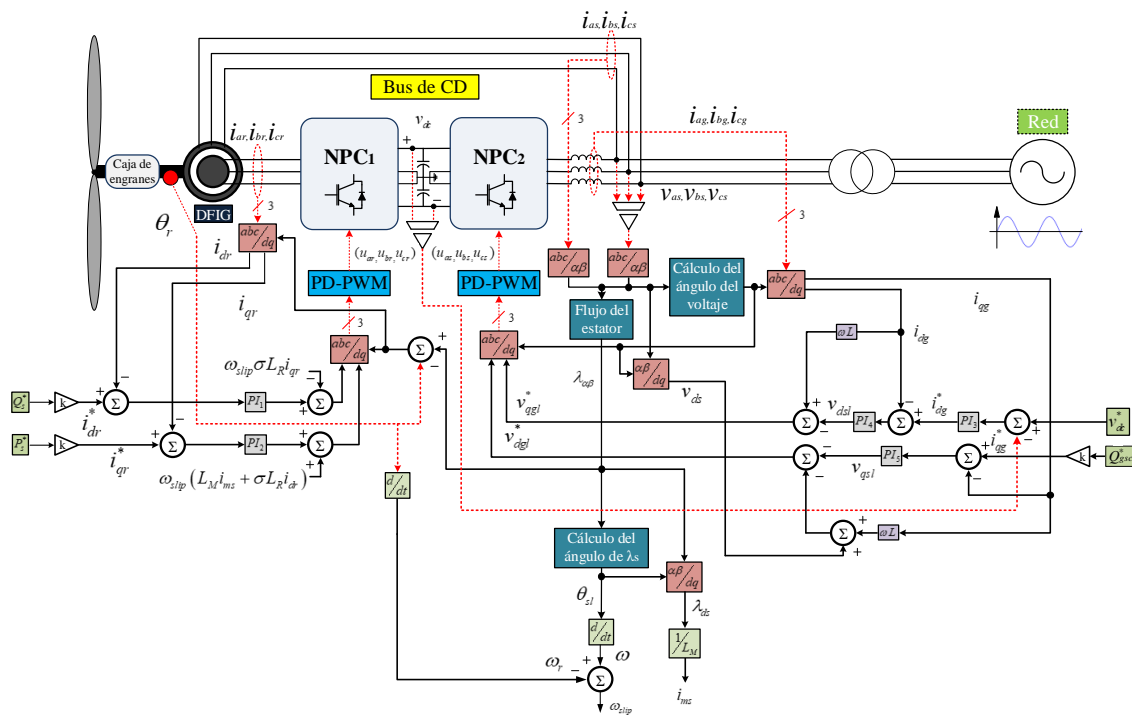


Figura 2.14: Sistema de generación eólica con control de campo orientado.

Diagnóstico de fallas en el sistema eléctrico de un aerogenerador

Índice

3.1. Algoritmo de detección de fallas en el convertidor de electrónica de potencia	45
3.1.1. Transformada discreta de Fourier	46
3.1.2. Transformada wavelet discreta Haar	47
3.1.3. Cálculo en tiempo real de la TWD con la wavelet Haar	49
3.1.4. Transformada wavelet discreta Daubechies 4	49
3.1.5. Cálculo en tiempo real de la TWD con la wavelet Daubechies 4	50
3.2. Cálculo recursivo de descriptores estadísticos	52
3.2.1. Cálculo en tiempo real del valor promedio	52
3.2.2. Cálculo en tiempo real del valor RMS	52
3.3. Algoritmo de diagnóstico de fallas en el convertidor BTB-NPC	53
3.4. Elementos considerados para el diagnóstico de fallas	57
3.4.1. Diagnóstico de fallas en el RSC	57
3.4.2. Diagnóstico de fallas en el GSC	59
3.4.3. Diagnóstico de fallas en el bus de CD	61

3.1. Algoritmo de detección de fallas en el convertidor de electrónica de potencia

En este capítulo se desarrolla el esquema para el diagnóstico de fallas en el convertidor BTB-NPC del sistema de generación eólica. En la Figura 3.1 se muestran los elementos propensos a falla teniendo un total de 24 interruptores de potencia, 12 diodos de enclavamiento y dos condensadores en el bus de CD, donde en el caso de los interruptores de potencia solamente se considera que falla el IGBT en modo circuito abierto, mientras que los diodos antiparalelo se mantienen operando de forma normal. Con el objetivo de no incrementar el costo y la complejidad del WECS, el algoritmo propuesto emplea como base las señales de las corrientes de línea del RSC y del GSC, además de la tensión del bus de CD, proporcionados por los mismos sensores que son necesarios para el funcionamiento del sistema de control basado en FOC.

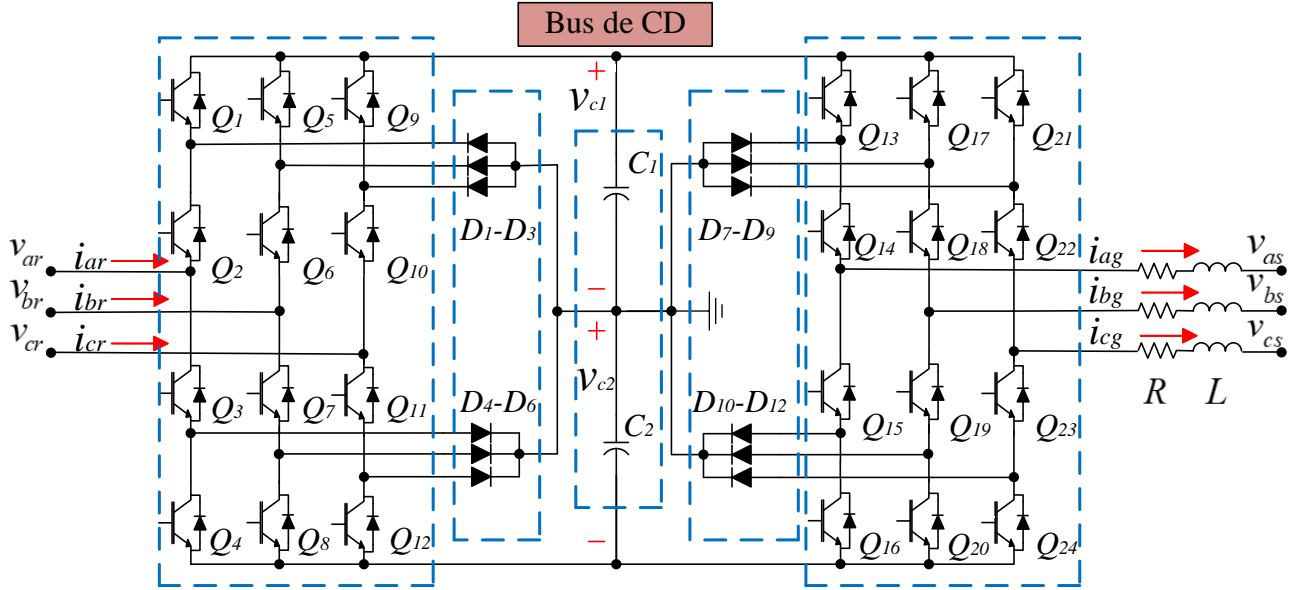


Figura 3.1: Convertidor NPC -BTB y los elementos propensos a falla.

3.1.1. Transformada discreta de Fourier

Una de las principales técnicas de procesamiento digital de señales empleada es la transformada discreta de Fourier (DFT, por sus siglas en inglés), ya que es un método básico para el análisis de señales y una referencia de comparación para los demás métodos.

La DFT tiene las propiedades de transformar una señal en el dominio del tiempo a una representación en el dominio de la frecuencia [72], la cual se obtiene mediante

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{\frac{-j2\pi nk}{N}} \quad k = 1, 2, 3, \dots, N - 1 \quad (3.1.1)$$

donde n es el número de muestra, N el número total de muestras, k la k -ésima transformación. Otra forma encontrada en la literatura es proponiendo $W_N = e^{\frac{-j2\pi}{N}}$, resultando en la siguiente expresión:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] W_N^{nk} \quad k = 1, 2, 3, \dots, N - 1 \quad (3.1.2)$$

3.1.2. Transformada wavelet discreta Haar

El método de la transformada wavelet permite análisis de señales no estacionarias; su forma continua está dada por:

$$W_f(u, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \frac{1}{\sqrt{s}} \Phi\left(\frac{t-u}{s}\right) dt \quad (3.1.3)$$

donde s es la escala, u denota la traslación. La wavelet Haar es el tipo más simple de wavelet y también sirve como un punto de comparación para todas las wavelets. Una de las aplicaciones de la Transformada wavelet es para comprimir señales de audio y para eliminar el ruido [73].

La transformada wavelet puede implementarse en tiempo discreto y se le denomina transformada wavelet discreta (TWD). A continuación, se muestra la aplicación de la TWD con la wavelet Haar. Partiendo de una señal \mathbf{f} discreta como se muestra en 3.1.4.

$$\mathbf{f} = (f_1, f_2, f_3, \dots, f_N) \quad (3.1.4)$$

donde N es un entero par positivo. Estos valores pueden ser obtenidos de una señal analógica en instantes de tiempo $t_1, t_2, t_3, \dots, t_N$, por lo tanto \mathbf{f} también puede ser representado por:

$$\mathbf{f} = (g(t_1), g(t_2), g(t_3), \dots, g(t_N)) \quad (3.1.5)$$

Con la TWD se descompone la señal en dos partes, que de forma individual tienen una longitud de $\frac{N}{2}$ elementos. La primera contiene el promedio o tendencia (\mathbf{a}^1) y la segunda contiene la diferencia o fluctuación (\mathbf{d}^1), las cuales están descritas por:

$$\mathbf{f} \xrightarrow{H_1} = (\mathbf{a}^1 | \mathbf{b}^1) \quad (3.1.6)$$

donde \mathbf{f} es una función discreta, \mathbf{a}^1 es la componente promedio o tendencia y \mathbf{d}^1 es la componente de diferencia o fluctuación. Las componentes quedan definidas como:

$$\mathbf{a}^1 = (a_1, a_2, a_3, \dots, a_{N/2}) \quad \mathbf{d}^1 = (d_1, d_2, d_3, \dots, d_{N/2}) \quad (3.1.7)$$

Los términos \mathbf{a}^1 y \mathbf{d}^1 se obtienen de las siguientes expresiones.

$$a_m = \frac{f_{2m-1} + f_{2m}}{\sqrt{2}} \quad d_m = \frac{f_{2m-1} - f_{2m}}{\sqrt{2}} \quad (3.1.8)$$

donde $m = 1, 2, 3, \dots, \frac{N}{2}$.

3.1.2.1. TWD con múltiples niveles

En la Figura 3.2 se representa cómo es la descomposición de la TWD para múltiples niveles, donde se puede observar que para generar más niveles de descomposición sólo basta con tomar la señal de tendencia del nivel anterior y realizar de nuevo el procesamiento de la TWD. Estas componentes mantendrán un porcentaje de la señal de forma desacoplada, ya que tiene un efecto de filtro pasa bajas (componente de tendencia) y otro pasa altas (componente de fluctuación).

La descomposición de las señales para mayores niveles se define como:

$$\mathbf{f} \xrightarrow{H_1} = (\mathbf{a}^1 | \mathbf{d}^1) \quad (3.1.9)$$

$$\mathbf{f} \xrightarrow{H_2} = (\mathbf{a}^2 | \mathbf{b}^2 | \mathbf{b}^1) \quad (3.1.10)$$

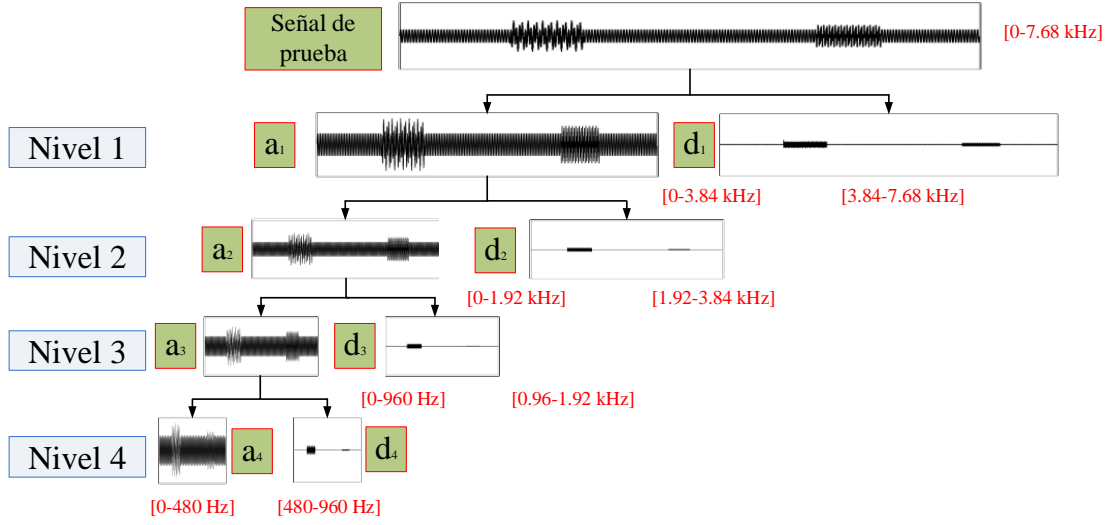


Figura 3.2: Explicación de diferentes niveles en la TWD.

$$\mathbf{f} \xrightarrow{H_3} = (\mathbf{a}^3 | \mathbf{b}^3 | \mathbf{b}^2 | \mathbf{b}^1) \quad (3.1.11)$$

$$\mathbf{f} \xrightarrow{H_4} = (\mathbf{a}^4 | \mathbf{b}^4 | \mathbf{b}^3 | \mathbf{b}^2 | \mathbf{b}^1) \quad (3.1.12)$$

$$\mathbf{f} \xrightarrow{H_5} = (\mathbf{a}^5 | \mathbf{b}^5 | \mathbf{b}^4 | \mathbf{b}^3 | \mathbf{b}^2 | \mathbf{b}^1) \quad (3.1.13)$$

⋮

$$\mathbf{f} \xrightarrow{H_n} = (|\mathbf{a}^n | \mathbf{b}^n | \dots | \mathbf{b}^5 | \mathbf{b}^4 | \mathbf{b}^3 | \mathbf{b}^2 | \mathbf{b}^1) \quad (3.1.14)$$

en el cual el superíndice denota el nivel, y donde cada uno de los niveles contiene sólo la mitad de información del anterior.

Ahora generalizando para cualquier componente \mathbf{a}_m y \mathbf{d}_m , se utilizan las señales de escalamiento Haar de un nivel, y están dadas por:

$$\mathbf{v}_1^1 = \left(\frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}}, 0, 0, \dots, 0 \right) \quad \mathbf{w}_1^1 = \left(\frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}}, 0, 0, \dots, 0 \right) \quad (3.1.15)$$

$$\mathbf{v}_2^1 = \left(0, 0, \frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}}, \dots, 0 \right) \quad \mathbf{w}_2^1 = \left(0, 0, \frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}}, \dots, 0 \right) \quad (3.1.16)$$

$$\vdots \quad \vdots \quad (3.1.17)$$

$$\vdots \quad \vdots \quad (3.1.18)$$

$$\vdots \quad \vdots \quad (3.1.19)$$

$$\mathbf{v}_{N/2}^1 = \left(0, 0, \dots, \frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \quad \mathbf{w}_{N/2}^1 = \left(0, 0, \dots, \frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}} \right) \quad (3.1.20)$$

De esta manera quedan definidas las componentes \mathbf{a}_m y \mathbf{d}_m como:

$$\mathbf{a}_m = \mathbf{f} \mathbf{v}_m^1 \quad \mathbf{d}_m = \mathbf{f} \mathbf{w}_m^1 \quad (3.1.21)$$

3.1.3. Cálculo en tiempo real de la TWD con la wavelet Haar

Para implementar la TWD con la wavelet Haar en tiempo real, se propone el siguiente enfoque de procesamiento, basado en ecuaciones en diferencias:

$$a_1 = \frac{f[i-1] + f[i]}{\sqrt{2}} \quad d_1 = \frac{f[i-1] - f[i]}{\sqrt{2}} \quad (3.1.22)$$

$$a_2 = \frac{a_1[i-1] + a_1[i]}{\sqrt{2}} \quad d_2 = \frac{d_1[i-1] + d_1[i]}{\sqrt{2}} \quad (3.1.23)$$

$$a_3 = \frac{a_2[i-1] + a_2[i]}{\sqrt{2}} \quad d_3 = \frac{d_2[i-1] + d_2[i]}{\sqrt{2}} \quad (3.1.24)$$

$$a_4 = \frac{a_3[i-1] + a_3[i]}{\sqrt{2}} \quad d_4 = \frac{d_3[i-1] + d_3[i]}{\sqrt{2}} \quad (3.1.25)$$

$$\begin{array}{c} \vdots \\ \vdots \\ a_n = \frac{a_{n-1}[i-1] + a_{n-1}[i]}{\sqrt{2}} \quad d_n = \frac{d_{n-1}[i-1] + d_{n-1}[i]}{\sqrt{2}} \end{array} \quad (3.1.26)$$

3.1.4. Transformada wavelet discreta Daubechies 4

La TWD con la wavelet Daubechies 4 se define de forma similar a la TWD con la wavelet de Haar, solo que es de soporte más largo (mayor número de elementos). Sin embargo, este ligero cambio brinda mejores herramientas para el procesamiento de señales. Por ejemplo, si una señal \mathbf{f} es próxima a ser lineal sobre el soporte de una wavelet Daubechies 4, entonces el valor de fluctuación \mathbf{d}_1 es casi nulo.

La TWD con la wavelet Daubechies 4 descompone la señal en dos partes, similarmente a la wavelet Haar. La primera contiene el promedio o tendencia a_1 y la segunda contiene la diferencia o fluctuación d_1 , pero hay una diferencia significativa para obtener estos valores, las cuales están descritas por:

$$\mathbf{f} \xrightarrow{D_1} = (\mathbf{a}^1 | \mathbf{b}^1) \quad (3.1.27)$$

Ahora si se definen las señales de escalamiento y las wavelets como:

$$\mathbf{v}_1^1 = (\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, 0, 0, \dots, 0) \quad \mathbf{w}_1^1 = (\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4, 0, 0, \dots, 0) \quad (3.1.28)$$

$$\mathbf{v}_2^1 = (0, 0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, 0, 0, \dots, 0) \quad \mathbf{w}_1^1 = (0, 0, \beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4, 0, 0, \dots, 0) \quad (3.1.29)$$

$$\mathbf{v}_3^1 = (0, 0, 0, 0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, 0, \dots, 0) \quad \mathbf{w}_1^1 = (0, 0, 0, 0, \beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4, \dots, 0) \quad (3.1.30)$$

$$\begin{array}{c} \vdots \\ \vdots \\ \vdots \end{array}$$

$$\mathbf{v}_{N/2-1}^1 = (0, 0, \dots, 0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4) \quad \mathbf{w}_{N/2-1}^1 = (0, 0, \dots, 0, \beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4) \quad (3.1.31)$$

$$\mathbf{v}_{N/2}^1 = (\alpha_3, \alpha_4, 0, 0, \dots, 0, \alpha_1, \alpha_2) \quad \mathbf{w}_{N/2}^1 = (\beta_3, \beta_4, 0, 0, \dots, 0, \beta_1, \beta_2) \quad (3.1.32)$$

con

$$\alpha_1 = \frac{1 + \sqrt{3}}{4\sqrt{2}} \quad \alpha_2 = \frac{3 + \sqrt{3}}{4\sqrt{2}} \quad \alpha_3 = \frac{3 - \sqrt{3}}{4\sqrt{2}} \quad \alpha_4 = \frac{1 - \sqrt{3}}{4\sqrt{2}} \quad (3.1.33)$$

$$\beta_1 = \frac{1 - \sqrt{3}}{4\sqrt{2}} \quad \beta_2 = \frac{\sqrt{3} - 3}{4\sqrt{2}} \quad \beta_3 = \frac{3 + \sqrt{3}}{4\sqrt{2}} \quad \beta_4 = \frac{-1 - \sqrt{3}}{4\sqrt{2}} \quad (3.1.34)$$

Entonces de esta manera quedan definidas las componentes \mathbf{a}_m y \mathbf{d}_m como:

$$\mathbf{a}_m = \mathbf{f} \cdot \mathbf{v}_m^1 \quad \mathbf{d}_m = \mathbf{f} \cdot \mathbf{w}_m^1 \quad (3.1.35)$$

3.1.5. Cálculo en tiempo real de la TWD con la wavelet Daubechies 4

Para la implementación en tiempo real del TWD con la wavelet Daubechies 4, se pueden escribir las siguientes ecuaciones de diferencias:

$$a_1 = \alpha_1 f[i] + \alpha_2 f[i - 1] + \alpha_3 f[i - 2] + \alpha_4 f[i - 3] \quad (3.1.36)$$

$$d_1 = \beta_1 f[i] + \beta_2 f[i - 1] + \beta_3 f[i - 2] + \beta_4 f[i - 3] \quad (3.1.37)$$

$$a_2 = \alpha_1 a_1[i] + \alpha_2 a_1[i - 1] + \alpha_3 a_1[i - 2] + \alpha_4 a_1[i - 3] \quad (3.1.38)$$

$$d_2 = \beta_1 d_1[i] + \beta_2 d_1[i - 1] + \beta_3 d_1[i - 2] + \beta_4 d_1[i - 3] \quad (3.1.39)$$

$$a_3 = \alpha_1 a_2[i] + \alpha_2 a_2[i - 1] + \alpha_3 a_2[i - 2] + \alpha_4 a_2[i - 3] \quad (3.1.40)$$

$$d_3 = \beta_1 d_2[i] + \beta_2 d_2[i - 1] + \beta_3 d_2[i - 2] + \beta_4 d_2[i - 3] \quad (3.1.41)$$

$$a_4 = \alpha_1 a_3[i] + \alpha_2 a_3[i - 1] + \alpha_3 a_3[i - 2] + \alpha_4 a_3[i - 3] \quad (3.1.42)$$

$$d_4 = \beta_1 d_3[i] + \beta_2 d_3[i - 1] + \beta_3 d_3[i - 2] + \beta_4 d_3[i - 3] \quad (3.1.43)$$

$$\vdots$$

$$a_n = \alpha_1 a_{n-1}[i] + \alpha_2 a_{n-1}[i - 1] + \alpha_3 a_{n-1}[i - 2] + \alpha_4 a_{n-1}[i - 3] \quad (3.1.44)$$

$$d_n = \beta_1 d_{n-1}[i] + \beta_2 d_{n-1}[i - 1] + \beta_3 d_{n-1}[i - 2] + \beta_4 d_{n-1}[i - 3] \quad (3.1.45)$$

En este trabajo se evalúan solamente la wavelet Haar y la wavelet Daubechies 4, ya que la wavelet Haar representa un punto básico de referencia para las demás wavelets, además de que varios trabajos la emplean en el diagnóstico de fallas [74], [75]. La wavelet Daubechies 4 tiene propiedades adicionales a la wavelet Haar, como ser capaz de acentuar más los cambios de gradiente debido a ser una wavelet asimétrica y ser de soporte más grande [76]. Además en la literatura sobre trabajos con sistemas de generación eólica se ha reportado que para desbalances en los devanados de un generador síncrono en un sistema de generación tipo D se generan corrientes con diferente valor RMS lo que otras wavelets también fueron capaces de detectar [77]. Se determinó que la información que se obtiene con estas wavelets es suficiente para los propósitos de diagnóstico, ya que es posible determinar las fallas en el convertidor

BTB-NPC, donde se puede determinar si la falla fue en el RSC o en GSC, además de la fase en la que sucedió y los posibles elementos que fallan.

Es importante visualizar en la transformada wavelet como se subdividen las componentes de frecuencia de la señal procesada en cada uno de los niveles de descomposición. Partiendo de la señal de corriente original con frecuencia de muestreo de 15.36 kHz, para cumplir el criterio de Nyquist la frecuencia que se ve reflejada es solamente hasta 7.68 kHz, en la primera etapa se descompone la señal de corriente en dos partes asemejándose a un filtro pasa bajas y uno pasa altas, obteniéndose dos diferentes versiones de la señal original: una parte corresponde a la señal de tendencia o detalle de nivel 1 que corresponde a un rango de frecuencias de 0 a 3.84 kHz, y la señal de fluctuación o aproximación de nivel 1 con un rango de 3.84 a 7.68 KHz. Posteriormente, se repite el proceso de transformación tomando la componente de tendencia de nivel 1, de la cual se derivan los términos de tendencia y fluctuación de nivel 2, cada parte con los rangos de frecuencia de 0 a 1.92 kHz y 1.92 a 3.84 kHz, respectivamente. En la Figura 3.2 se muestra esta división de frecuencias hasta el nivel 4 de descomposición. Para el algoritmo de diagnóstico de fallas se propone emplear la componente de tendencia de nivel 2, puesto que con la componente de nivel 1 aún se tienen frecuencias en el orden de 3.84 kHz, lo cual sigue siendo un valor alto para la frecuencia de red, mientras que en el nivel 2 se tiene un total de 64 muestras por ciclo y un filtrado a frecuencias menores a 1.92 kHz. Es claro que con niveles superiores de descomposición la señal contendrá pocas muestras por ciclo (32 en nivel 3, 16 en nivel 4), pero también el algoritmo se vería más comprometido en su rapidez, ya que cuando el nivel de descomposición es mayor también se tiene un mayor desfaseamiento con respecto a la señal original.

Dado que con la frecuencia de muestreo de 15.36 kHz se tienen 256 muestras por ciclo de 60 Hz de las señales de corriente sensadas, y es posible determinar hasta que nivel de descomposición se puede llegar partiendo de la señal original. En principio se puede realizar hasta que solamente queden dos muestras, pero en dicho caso la información de la cual se dispone ya es mínima. Esto sucedería en el nivel 8 de descomposición; sin embargo, en este trabajo solamente se llega hasta el nivel 4, ya que en este nivel se cuenta únicamente con 16 muestras quedando en la componente de tendencia información de frecuencia limitada hasta 480 Hz.

Por otro lado, el fenómeno de aliasing es indeseable en señales muestreadas, el cual se presenta cuando la frecuencia de muestreo no es lo suficientemente alta como para mantener la información de la señal original. En este caso se tienen señales que tienen como componente fundamental 60 Hz en las mediciones del lado de la red y de 20 y 30 Hz en el lado del rotor, junto con sus componentes armónicas dependientes de la frecuencia de conmutación con frecuencias mucho mayores, ya que se conmuta a 5 kHz en el caso del WECS operando a 1 kW y a 600 Hz operando a 1 MVA, basado en los niveles de potencia que se manejan en aerogeneradores [7]. Para el esquema de diagnóstico y para las tareas de control las componentes que se requieren principalmente son las componentes fundamentales, por lo que se debe de garantizar que el muestreo para el caso de las señales fundamentales cumpla el teorema de Nyquist, muestreando al menos al doble de la frecuencia de interés para el caso idealizado, y en la práctica a unas ocho veces la frecuencia de interés. En la presente propuesta se muestrea

a 15.36 kHz, estando por encima de esta condición (Figura 3.2).

3.2. Cálculo recursivo de descriptores estadísticos

3.2.1. Cálculo en tiempo real del valor promedio

El valor promedio de un vector de datos N para la iteración i está definido como:

$$\mu[i] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n+i], \quad (3.2.1)$$

cuya forma recursiva está:

$$\mu[i] = \mu[i-1] + \frac{x[i] - x[i-N]}{N}. \quad (3.2.2)$$

3.2.2. Cálculo en tiempo real del valor RMS

El valor RMS definido como la raíz cuadrada de la media aritmética de los cuadrados de los elementos de un vector de longitud N , en el cual se resuelve a partir de la siguiente expresión para la iteración i :

$$RMS[i] = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x^2[n+i]}, \quad (3.2.3)$$

La forma recursiva del valor RMS está dada por:

$$RMS[i] = \sqrt{RMS^2[i-1] + \frac{x^2[i] - x^2[i-N]}{N}}, \quad (3.2.4)$$

donde se almacenan N valores de la función x . El valor RMS actual depende del valor RMS resultante en la última muestra, por lo que tiene la propiedad de recursividad, que se utiliza para reducir la carga computacional.

3.3. Algoritmo de diagnóstico de fallas en el convertidor BTB-NPC

El algoritmo se programó para obtener las señales de tendencia y fluctuación hasta el nivel 4 de descomposición para las señales de corrientes de línea en el RSC y en el GSC, con un total de 256 muestras por señal. Para los objetivos de este trabajo se utiliza únicamente la componente de tendencia de nivel 2 en el valor promedio de dichas corrientes, debido a que las señales a analizar se encuentran en un rango de frecuencias en el que el nivel 2 solamente utilizan 68 datos y se obtienen una representación que no pierde la información que se requiere para el diagnóstico de falla en el convertidor NPC-BTB, ya que los principales

efectos de las fallas propuestas se manifiestan a frecuencia fundamental, de esta información se filtra muy poca por la componente de fluctuación. La estructura propuesta del método diagnóstico de fallas se muestra en la Fig. 3.3, donde los datos se obtienen del sistema de generación eólica basado en DFIG controlado por FOC, específicamente con las corrientes de línea de los convertidores RSC y GSC.

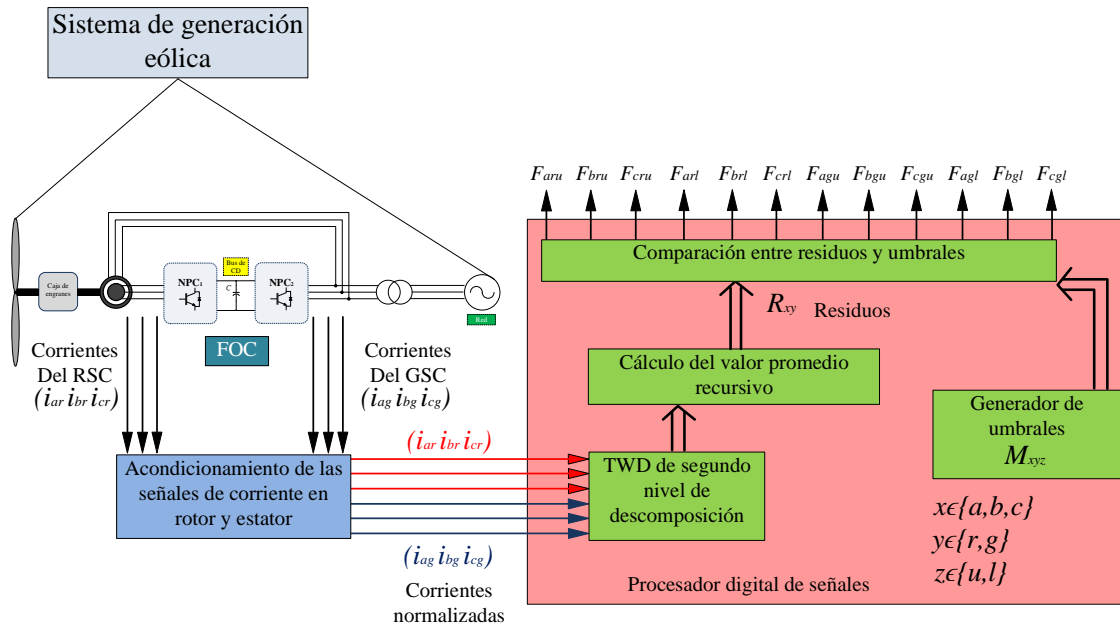


Figura 3.3: Adquisición de datos del sistema de energía eólica basado en DFIG para el procesamiento del algoritmo experimental de diagnóstico de fallas en línea.

El diagrama de flujo de la Fig. 3.4 muestra el algoritmo de diagnóstico de fallas propuesto implementado en el DSP para la detección de fallas de circuito abierto en los interruptores del convertidor, diodos de enclavamiento y el bus de cd. Solo se consideran las corrientes del RSC y GSC en terminales, que ya se utilizan en el esquema de control propuesto. El algoritmo consiste en recibir las señales de corriente y realizar un procesamiento a través de la TWD utilizando las wavelets de tipo Haar y Daubechies 4, luego se calculan los valores promedio y RMS sobre la señal de tendencia de 2do nivel de cada corriente, estos se comparan con los umbrales superior e inferior $M_{aru}, M_{brl}, M_{cru}, M_{arl}, M_{brl}$ y M_{crl} para el caso del rotor, $M_{agu}, M_{bgu}, M_{cgu}, M_{agl}, M_{bgl}$ y M_{cgl} para el caso de lado de la red, donde el primer subíndice denota la fase, el segundo se refiere al lado del rotor o del lado de la red y el tercero indica un umbral superior o inferior. Los residuos se definen como $R_{ar}, R_{br}, R_{cr}, R_{ag}, R_{bg}$ y R_{cg} , que corresponden al valor medio del componente de tendencia de segundo nivel de las wavelets en las corrientes de la línea del rotor y del estator.

Para establecer estos umbrales, se supone que las condiciones de operación de las corrientes de línea en el rotor I_{rx} y del estator I_{gx} están equilibradas en funcionamiento normal. La

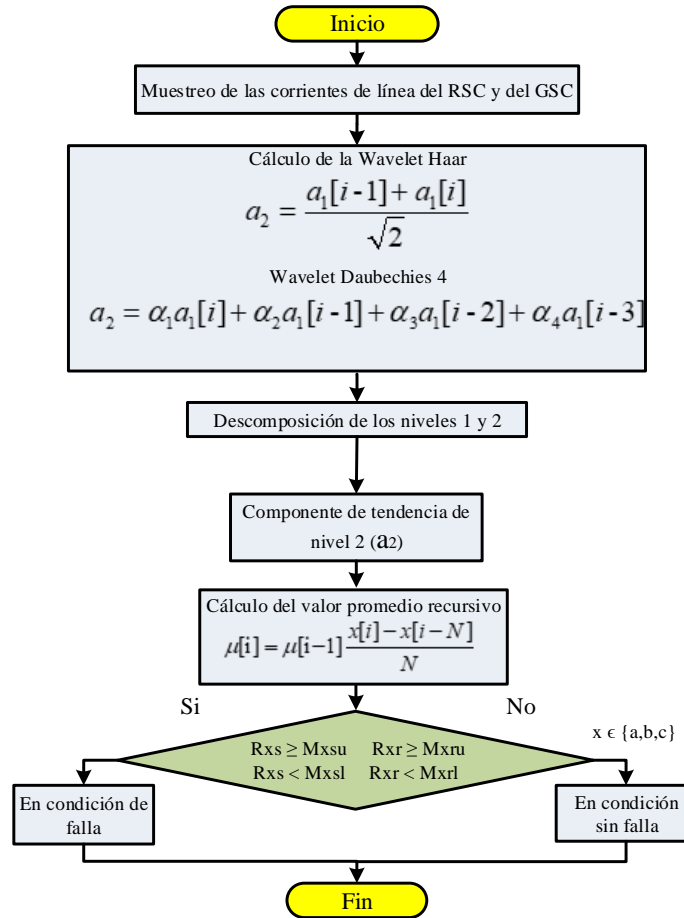


Figura 3.4: Diagrama de flujo del algoritmo de detección de fallas propuesto para fallas de circuito abierto en los convertidores NPC del sistema de generación de energía eólica basado en DFIG.

corriente nominal en el rotor se puede calcular con las condiciones de funcionamiento de los voltajes de línea V_{rx} en el rotor y la potencia aparente S_{rx} como:

$$I_{rx} = \frac{S_{rx}}{3V_{rx}}, \quad (3.3.1)$$

y la corriente nominal en el lado de la red con los voltajes de línea V_{sx} en el estator y la potencia aparente S_{sx} con $x \in \{a, b, c\}$:

$$I_{gx} = \frac{S_{gx}}{3V_{sx}}. \quad (3.3.2)$$

De esta forma los umbrales para el rotor se definen como:

$$M_{aru} = M_{bru} = M_{cru} = I_{rn} \Delta_r, \quad (3.3.3)$$

$$M_{arl} = M_{brl} = M_{crl} = -I_{rn}\Delta_r, \quad (3.3.4)$$

y de forma similar, pero utilizando los valores nominales de funcionamiento, los umbrales en el lado de la red se definen como:

$$M_{agu} = M_{bgu} = M_{cgu} = I_{gn}\Delta_g, \quad (3.3.5)$$

$$M_{agl} = M_{bgl} = M_{cgl} = -I_{gn}\Delta_g, \quad (3.3.6)$$

donde Δ_r y Δ_g son factores de corrección estimados mediante la observación del sistema en condiciones de falla y normales de operación.

Los valores de los umbrales se definen con base en la utilización de parámetros eléctricos como la corriente que circula por el RSC y el GSC que son dependientes de la potencia del generador, es decir, se ajustan a los requerimientos del WECS, y empleando los factores de corrección Δ_r y Δ_g , que se obtienen en base a la observación del comportamiento de las corrientes del WECS. La propuesta se realiza mediante el comportamiento en lazo abierto, pudiendo así obtener umbrales que dependan de los mismos parámetros eléctricos, pero sin la corrección que realiza el sistema de control que trata de llevar al WECS al punto de operación deseado. De esta forma es posible tener una función de la corriente que se asemeja más a un semiciclo o funciones que tienen una representación más sencilla que las que se obtienen con el WECS en lazo cerrado.

En cada caso, si las condiciones donde los umbrales del RSC y del GSC son superados por los valores promedio de la señal de tendencia, se activan las banderas binarias F_{aru} , F_{bru} , F_{cru} , F_{arl} , F_{brl} y F_{crl} para las corrientes del RSC, F_{agu} , F_{bgu} , F_{cgu} , F_{agl} , F_{bgl} y F_{cgl} para las corrientes del GSC, y por último, las señales F_{cu} y F_{cl} para el bus de CD.

Las siguientes expresiones muestran las condiciones de activación de cada señal binaria, que son independientes para cada fase. Para el bus de CD se tienen 2 umbrales M_{cdu} y M_{cdl} , lo cual al ser una componente de CD el valor promedio de la tensión del bus de CD en operación normal es directamente la referencia del bus de CD.

$$\text{Diagnóstico en } i_{ar} = \begin{cases} R_{ar} \geq M_{aru} & \rightarrow F_{aru} = 1 \\ R_{ar} < M_{aru} & \rightarrow F_{aru} = 0 \\ R_{ar} \geq M_{arl} & \rightarrow F_{arl} = 0 \\ R_{ar} < M_{arl} & \rightarrow F_{arl} = 1 \end{cases} \quad (3.3.7)$$

$$\text{Diagnóstico en } i_{br} = \begin{cases} R_{br} \geq M_{bru} & \rightarrow F_{bru} = 1 \\ R_{br} < M_{bru} & \rightarrow F_{bru} = 0 \\ R_{br} \geq M_{brl} & \rightarrow F_{brl} = 0 \\ R_{br} < M_{brl} & \rightarrow F_{brl} = 1 \end{cases} \quad (3.3.8)$$

$$\text{Diagnóstico en } i_{cr} = \begin{cases} R_{cr} \geq M_{cru} & \rightarrow F_{cru} = 1 \\ R_{cr} < M_{cru} & \rightarrow F_{cru} = 0 \\ R_{cr} \geq M_{crl} & \rightarrow F_{crl} = 0 \\ R_{cr} < M_{crl} & \rightarrow F_{crl} = 1 \end{cases} \quad (3.3.9)$$

$$\text{Diagnóstico en } i_{ag} = \begin{cases} R_{ag} \geq M_{agu} & \rightarrow F_{agu} = 1 \\ R_{ag} < M_{agu} & \rightarrow F_{agu} = 0 \\ R_{ag} \geq M_{agl} & \rightarrow F_{agl} = 0 \\ R_{ag} < M_{agl} & \rightarrow F_{agl} = 1 \end{cases} \quad (3.3.10)$$

$$\text{Diagnóstico en } i_{bg} = \begin{cases} R_{bs} \geq M_{bgu} & \rightarrow F_{bgu} = 1 \\ R_{bg} < M_{bgu} & \rightarrow F_{bgu} = 0 \\ R_{bg} \geq M_{bgl} & \rightarrow F_{bgl} = 0 \\ R_{bg} < M_{bgl} & \rightarrow F_{bgl} = 1 \end{cases} \quad (3.3.11)$$

$$\text{Diagnóstico en } i_{cg} = \begin{cases} R_{cg} \geq M_{cgu} & \rightarrow F_{cgu} = 1 \\ R_{cg} < M_{cgu} & \rightarrow F_{cgu} = 0 \\ R_{cg} \geq M_{cgl} & \rightarrow F_{cgl} = 0 \\ R_{cg} < M_{cgl} & \rightarrow F_{cgl} = 1 \end{cases} \quad (3.3.12)$$

$$\text{Diagnóstico en } v_{cd} = \begin{cases} R_{cd} \geq M_{cdu} & \rightarrow F_{cu} = 1 \\ R_{cd} < M_{cdu} & \rightarrow F_{cu} = 0 \\ R_{cd} \geq M_{cdl} & \rightarrow F_{cdl} = 0 \\ R_{cd} < M_{cdl} & \rightarrow F_{cl} = 1 \end{cases} \quad (3.3.13)$$

En el caso de que solo se active un indicador, se clasifica como falla simple correspondiente a un solo interruptor o dos en serie. Por otro lado, si se activan varias banderas lógicas al mismo tiempo, se clasifican como fallas múltiples, siendo resultado de fallas en más de un interruptor que no están en serie.

En el caso de las banderas de bus de CD, sólo se activan cuando el bus de CD se encuentra en condición de falla. Bajo las fallas en los dispositivos de potencia como en los diodos de enclavamiento éstas no se activan.

3.4. Elementos considerados para el diagnóstico de fallas

Las fallas simples corresponden a las combinaciones de fallas de la Tabla 3.1, que se relacionan a los interruptores de potencia del convertidor BTB-NPC. Se disponen los interruptores de la manera mostrada, ya que su respuesta ante falla es similar, por lo que se puede decir que falló un elemento, otro o la combinación de ambos, por lo que se asocia dichos interruptores por ejemplo los interruptores Q_1 y/o Q_2 corresponde a que puede fallar uno o el otro interruptor o ambos.

3.4.1. Diagnóstico de fallas en el RSC

Las permutaciones y combinaciones posibles están dadas respectivamente por:

$${}_n P_r = \frac{n!}{(n-r)!} \quad (3.4.1)$$

Tabla 3.1: Combinación de interruptores de potencia en serie

Falla simples en el RSC	Interruptores asociados
Γ_{1a}	Q_1 y/o Q_2
Γ_{2a}	Q_5 y/o Q_6
Γ_{3a}	Q_9 y/o Q_{10}
Γ_{4a}	Q_3 y/o Q_4
Γ_{5a}	Q_7 y/o Q_8
Γ_{6a}	Q_{11} y/o Q_{12}
Fallas simples en el GSC	Interruptores asociados
Γ_{1b}	Q_{13} y/o Q_{14}
Γ_{2b}	Q_{17} y/o Q_{18}
Γ_{3b}	Q_{21} y/o Q_{22}
Γ_{4b}	Q_{15} y/o Q_{16}
Γ_{5b}	Q_{19} y/o Q_{20}
Γ_{6b}	Q_{23} y/o Q_{24}

$${}^n C_r = \frac{n!}{(n-r)!r!} \tag{3.4.2}$$

En el RSC pueden fallar los interruptores $Q_1 - Q_{12}$ y los diodos de enclavamiento de $D_1 - D_6$, como se muestra en la Figura 3.5.

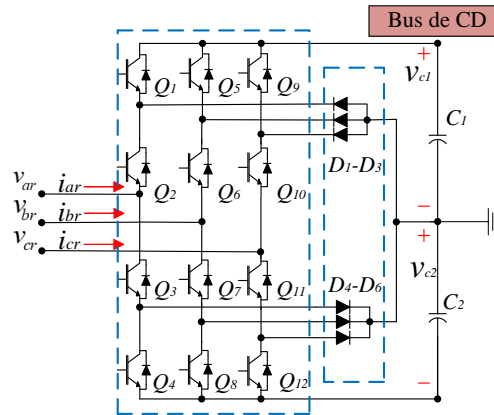


Figura 3.5: Elementos susceptibles a falla en el RSC.

Primeramente se puede observar que existen múltiples combinaciones de fallas de circuito abierto en los interruptores de potencia, las cuales se muestran en la Tabla 3.2.

La Tabla 3.2 arroja resultados interesantes, donde se puede ver que la mayoría de las fallas son diagnosticadas correctamente, a excepción de que sucedan en la misma rama, cuyas fallas arrojan como resultado un valor promedio nulo por lo que se confunde el algoritmo

Tabla 3.2: Banderas que se activan en función de las fallas en los interruptores de potencia en el RSC.

Falla	F_{aru}	F_{bru}	F_{cru}	F_{arl}	F_{brl}	F_{crl}	F_{agu}	F_{bgu}	F_{cgu}	F_{agl}	F_{bgl}	F_{cgl}	F_{cu}	F_{cl}
Sin falla	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Γ_{1a}	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Γ_{2a}	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Γ_{3a}	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Γ_{4a}	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Γ_{5a}	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Γ_{6a}	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
Γ_{1a} y Γ_{2a}	1	1	0	0	0	1	0	0	0	1	1	1	0	0
Γ_{1a} y Γ_{3a}	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	0	0
Γ_{1a} y Γ_{4a}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Γ_{1a} y Γ_{5a}	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Γ_{1a} y Γ_{6a}	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
Γ_{2a} y Γ_{3a}	0	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0
Γ_{2a} y Γ_{4a}	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Γ_{2a} y Γ_{5a}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Γ_{2a} y Γ_{6a}	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
Γ_{3a} y Γ_{4a}	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Γ_{3a} y Γ_{5a}	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Γ_{3a} y Γ_{6a}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Γ_{4a} y Γ_{5a}	0	0	1	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0
Γ_{4a} y Γ_{6a}	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0
Γ_{5a} y Γ_{6a}	1	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0

con el sistema operando en condiciones sin falla. Otro aspecto que se puede observar y que a diferencia del WECS operando en lazo abierto, es que con el esquema de FOC el bus de CD no se ve afectado en gran medida, por lo que las banderas de este no se activan en ninguna prueba, lo que indica que el control a pesar de estar en condiciones de falla hace lo posible por mantener el bus regulado.

Tabla 3.3: Banderas que se activan en función de las fallas en los diodos del RSC.

Falla	F_{aru}	F_{bru}	F_{cru}	F_{arl}	F_{brl}	F_{crl}	F_{agu}	F_{bgu}	F_{cgu}	F_{agl}	F_{bgl}	F_{cgl}	F_{cu}	F_{cl}
D_1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
D_2	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0
D_3	0	0	1	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0
D_4	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
D_5	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
D_6	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0

Por otro lado, la Tabla 3.3 muestra el efecto que se tiene en las corrientes de línea cuando

se tiene una falla en los diodos de enclavamiento. En el caso de los que se encuentran en el RSC es posible detectar las fallas sin problema ya que las banderas activadas no corresponden a ningún patrón de los observados en los interruptores de potencia.

3.4.2. Diagnóstico de fallas en el GSC

En la Figura 3.6 se muestran los elementos propensos a falla en el GSC dados por los interruptores de potencia y los diodos de enclavamiento. En el caso de las fallas en los inte-

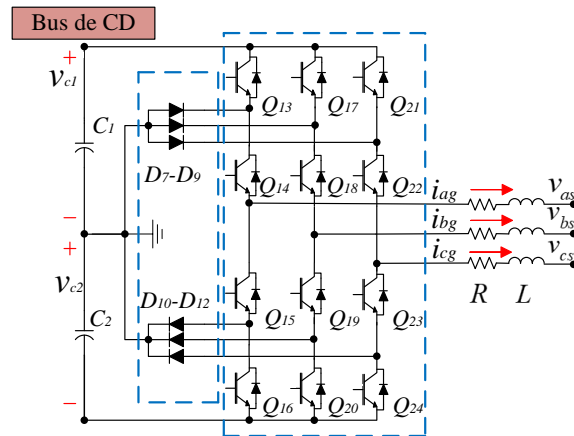


Figura 3.6: Elementos susceptibles a falla en el GSC.

ruptores de potencia del GSC se consideran las mismas combinaciones que en el RSC, como se muestra en la Tabla 3.4, puesto que prácticamente tienen la misma cantidad de elementos tanto en los interruptores de potencia como en los diodos de enclavamiento.

Estas fallas muestran patrones diferentes a los que suceden en el RSC, por lo que es posible detectar que elemento o elementos fueron los que fallaron. La Tabla 3.5 muestra los elementos del D_7 al D_{12} , que representan los diodos de enclavamiento del GSC. En este caso las fallas arrojan resultados similares a los que se presentan en las fallas simples en el GSC. Por otro lado, se diferencian de las fallas en el RSC, por lo que al menos se puede discernir que la falla se encuentra en el GSC y que el responsable de la falla es un diodo de enclavamiento o un interruptor de potencia.

3.4.3. Diagnóstico de fallas en el bus de CD

En el caso de las fallas en el bus de CD se consideran sólo circuitos abiertos en las terminales de C_1 y C_2 . Solamente en estos casos se activan las banderas correspondientes a falla en el bus de CD.

El bus de CD se compone de los condensadores C_1 y C_2 , sin embargo al suceder una falla en ellos no solo se activan las banderas del bus, si no que también afecta a las de las corrientes, mostrando que el bus impacta directamente en el valor promedio visto en las corrientes del GSC.

Tabla 3.4: Banderas que se activan en función de las fallas en los interruptores de potencia del GSC.

Falla	F_{aru}	F_{bru}	F_{cru}	F_{arl}	F_{brl}	F_{crl}	F_{agu}	F_{bgu}	F_{cgu}	F_{agl}	F_{bgl}	F_{cgl}	F_{cu}	F_{cl}
Γ_{1b}	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
Γ_{2b}	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
Γ_{3b}	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
Γ_{4b}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
Γ_{5b}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
Γ_{6b}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
Γ_{1b} y Γ_{2b}	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0
Γ_{1b} y Γ_{3b}	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0
Γ_{1b} y Γ_{4b}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Γ_{1b} y Γ_{5b}	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0
Γ_{1b} y Γ_{6b}	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0
Γ_{2b} y Γ_{3b}	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0
Γ_{2b} y Γ_{4b}	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0
Γ_{2b} y Γ_{5b}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Γ_{2b} y Γ_{6b}	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0
Γ_{3b} y Γ_{4b}	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0
Γ_{3b} y Γ_{5b}	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0
Γ_{3b} y Γ_{6b}	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0
Γ_{4b} y Γ_{5b}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0
Γ_{4b} y Γ_{6b}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0
Γ_{5b} y Γ_{6b}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0

Tabla 3.5: Banderas que se activan en función de las fallas consideradas en el los diodos del RSC.

Falla	F_{aru}	F_{bru}	F_{cru}	F_{arl}	F_{brl}	F_{crl}	F_{agu}	F_{bgu}	F_{cgu}	F_{agl}	F_{bgl}	F_{cgl}	F_{cu}	F_{cl}
D_7	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
D_8	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
D_9	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
D_{10}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
D_{11}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
D_{12}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0

Tabla 3.6: Banderas que se activan en función de las fallas consideradas en el bus de CD.

Falla	F_{aru}	F_{bru}	F_{cru}	F_{arl}	F_{brl}	F_{crl}	F_{agu}	F_{bgu}	F_{cgu}	F_{agl}	F_{bgl}	F_{cgl}	F_{cu}	F_{cl}
C_1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0
C_2	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1
C_1 y C_2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

Existe una relación entre el modelo del WECS, el esquema de control FOC y el esquema

de diagnóstico propuesto. El modelo del WECS parte de las consideraciones que describen la operación a frecuencia fundamental y los armónicos de alta frecuencia de las corrientes del WECS, el cual ya está simplificado en el marco de referencia dq , puesto que no se consideran pérdidas en los condensadores o en los interruptores de potencia. El esquema de control está ampliamente respaldado, y en este caso cumple un papel importante conservando los índices de desempeño como mantener la potencia activa y reactiva y la regulación del bus de CD, por lo que si el esquema de control cumple dichas condiciones, el esquema de diagnóstico no será dependiente del esquema de control, es decir el esquema de diagnóstico es sólo dependiente de las corrientes de línea del RSC y del GSC.

Resultados de simulación y experimentales

Índice

4.1. Diagnóstico de fallas en el convertidor NPC-BTB del WECS	63
4.1.1. Falla tipo A	65
4.1.2. Falla tipo B	67
4.1.3. Falla tipo C	68
4.1.4. Falla tipo D	70
4.2. Diagnóstico de fallas en un aerogenerador con incertidumbre paramétrica	71
4.3. Diagnóstico de fallas considerando el efecto de la impedancia de red	73
4.4. Diagnóstico de fallas bajo perturbaciones en la red eléctrica	78
4.4.1. Casos de estudio	78
4.5. Diagnóstico de fallas en una plataforma experimental	82
4.5.1. Pruebas en un DSP con WECS a 1 kW	83
4.5.2. Pruebas en un DSP con WECS a 1 MVA	87
4.6. Discusión de los resultados obtenidos	89

En este Capítulo se presenta la evaluación del esquema de diagnóstico de fallas propuesto, de forma experimental en una plataforma digital DSP y mediante simulación en la herramienta Matlab[®]. Los resultados que se muestran son bajo diferentes condiciones de operación, considerando al WECS en operación con un bus infinito, con impedancia en la red específicamente en el PCC representada por un inductor, y por último se propone analizarlo en presencia de perturbaciones en la red eléctrica. Los resultados muestran que a pesar de estas condiciones ajenas al WECS, el esquema de diagnóstico es capaz de diagnosticar las fallas en los interruptores del convertidor NPC-BTB, o por lo menos identificar combinaciones de elementos que podrían ser los responsables, considerando a los diodos antiparalelo operantes.

4.1. Diagnóstico de fallas en el convertidor NPC-BTB del WECS

En esta sección se considera el WECS operando en condiciones normales, sin perturbaciones en la red ni el efecto de la impedancia de red y con el esquema de control FOC como se

muestra en la Figura 4.1, y posteriormente suceden fallas en los elementos que componen el convertidor NPC-BTB. Se provocan diversas fallas observando como impactan en las señales de corriente de línea del RSC y del GSC y en la tensión del bus de CD, que son señales esenciales para el esquema de control.

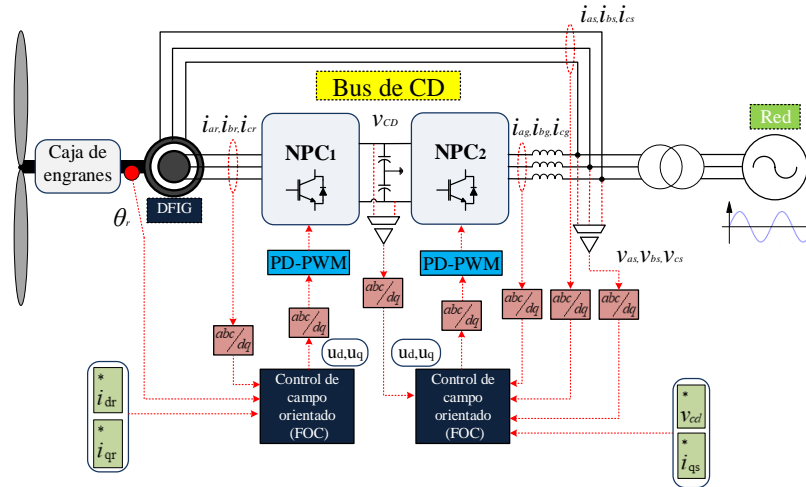


Figura 4.1: Sistema de generación eólica con control de campo orientado.

Tabla 4.1: Parámetros de operación del sistema de generación eólica.

Tensiones en la carga (v_a , v_b y v_c)	$127 V_{rms}$
Tensión en el bus de CD (v_{CD})	600 V
Inductor de enlace (L)	10 mH
Condensadores (C_1 y C_2)	2200 μ F
Potencia nominal (P)	3 kW
Frecuencia de conmutación (f_s) por interruptor	5 kHz
Inductor de enlace rotor (L_r)	29.54m
Resistencia de enlace rotor (R_r)	5.79 Ω
Inductor de enlace estator (L_s)	27.14 mH
Resistencia de enlace estator (R_s)	5.38 Ω
Inductor de enlace (L_m)	150 mH
Momento de inercia (J)	0.4 kg/m^2
Frecuencia de operación de la red (f_s)	60 Hz
Velocidad del viento V_v	12 m/s
Angulo del Pitch θ_p	15°

Para las pruebas en simulación se utilizó un convertidor NPC-BTB trifásico interconectado a la red, con los parámetros que se muestran en la Tabla 4.1. Para la máquina se utilizaron

los datos que corresponden a un DFIG marca De Lorenzo modelo DL2053A de 3kW.

Se dividen las fallas en diferentes tipos para tener una clasificación más precisa y sencilla de identificar, los cuales dependen de la localización de la falla. A continuación se presenta un ejemplo de cada una y según la Tabla 4.2, si esta falla se clasifica como simple o múltiple.

Tabla 4.2: Clasificación de fallas.

Falla tipo A	falla simple
Falla tipo B	falla múltiple
Falla tipo C	falla múltiple
Falla tipo D	falla múltiple

4.1.1. Falla tipo A

En la Figura 4.2 se muestra en el convertidor BTB-NPC con un ejemplo de la falla tipo A, en donde pueden quedar abiertos dos de los interruptores en serie o simplemente uno de ellos, mientras los demás elementos se mantienen en un funcionamiento normal. Para la siguiente

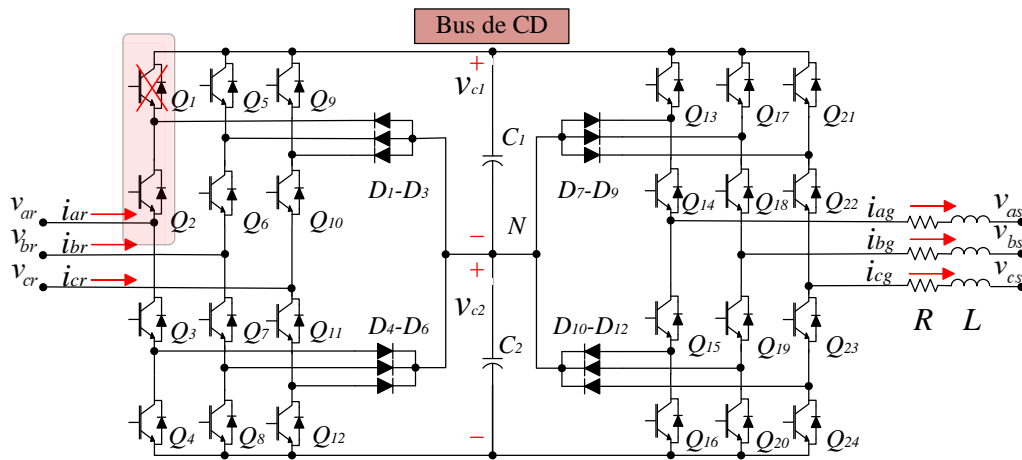


Figura 4.2: Falla Tipo A en el Convertidor BTB-NPC con falla en Q_1 .

prueba se considera una falla simple donde Q_1 queda abierto, mostrándose en la Figura 4.3 el efecto que esta tiene en las corrientes de línea del RSC y en las corrientes de línea del GSC. Uno de los principales efectos que se pueden observar es que hay un deterioro importante en la forma de onda de las corrientes del RSC. Sin embargo, en las corrientes del GSC se muestran corrientes senoidales con una caída en la magnitud pero sin deformar la señal.

En la Figura 4.4 se muestran los resultados del diagnóstico de esta falla, la cual inicia en 9.1 s, activándose F_0 como señal de inicio de falla y puede observarse que esta es detectada cuando se activa la bandera F_{aru} . Hay que notar que es la única bandera que se activa bajo esta condición.

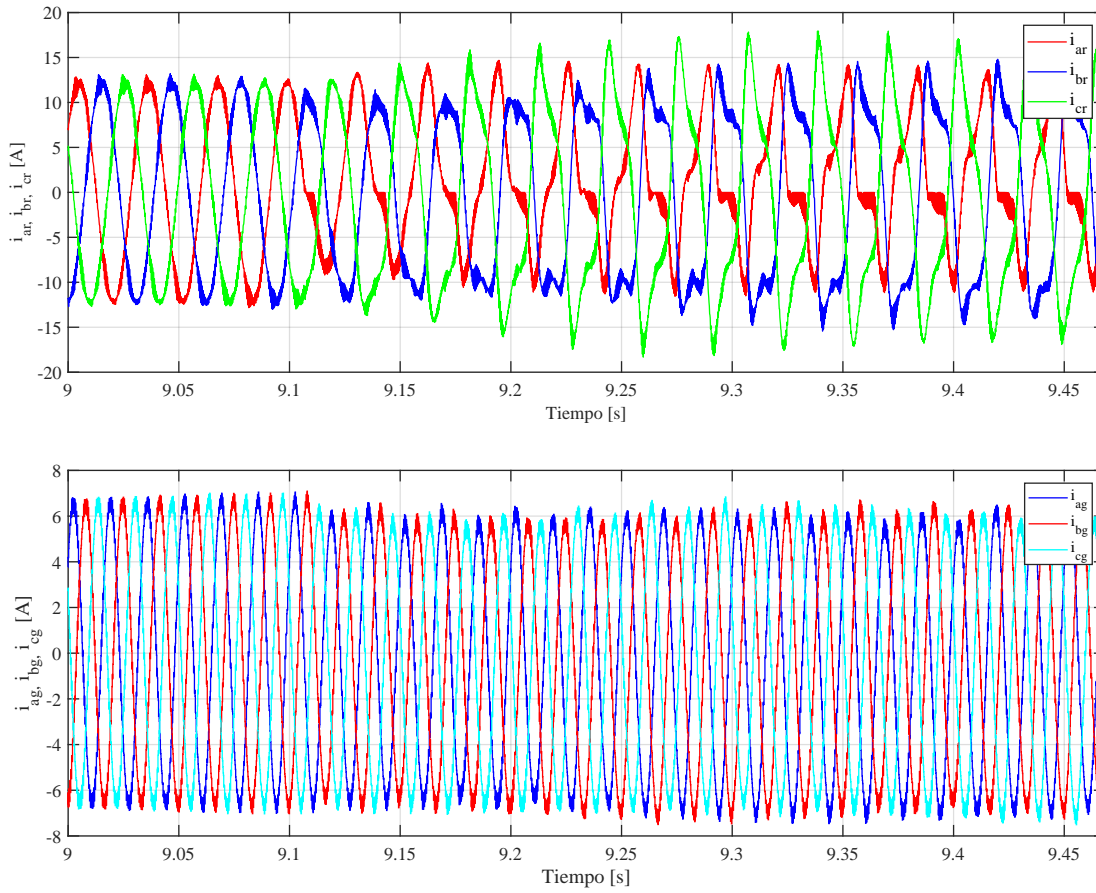


Figura 4.3: Corrientes de línea en el RSC y GSC con falla Γ_{1a} .

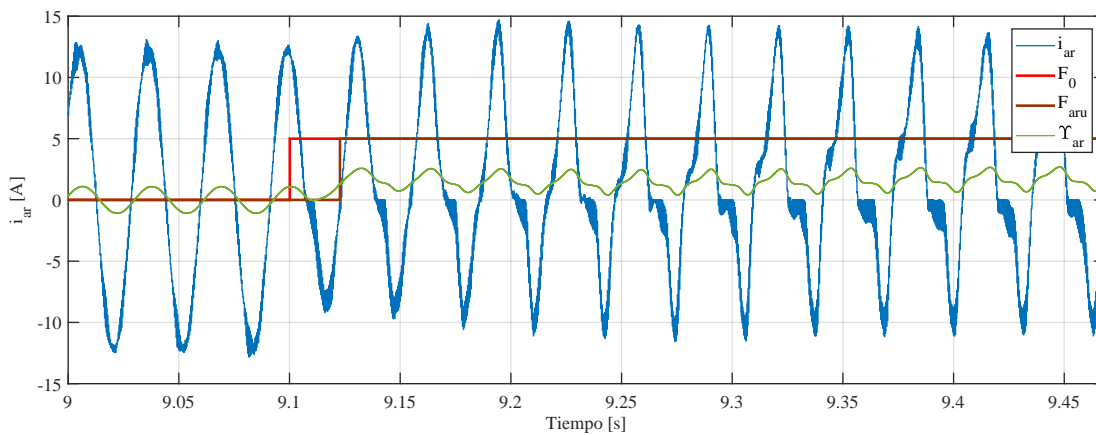


Figura 4.4: Diagnóstico de fallas en el RSC y GSC con falla Γ_{1a} .

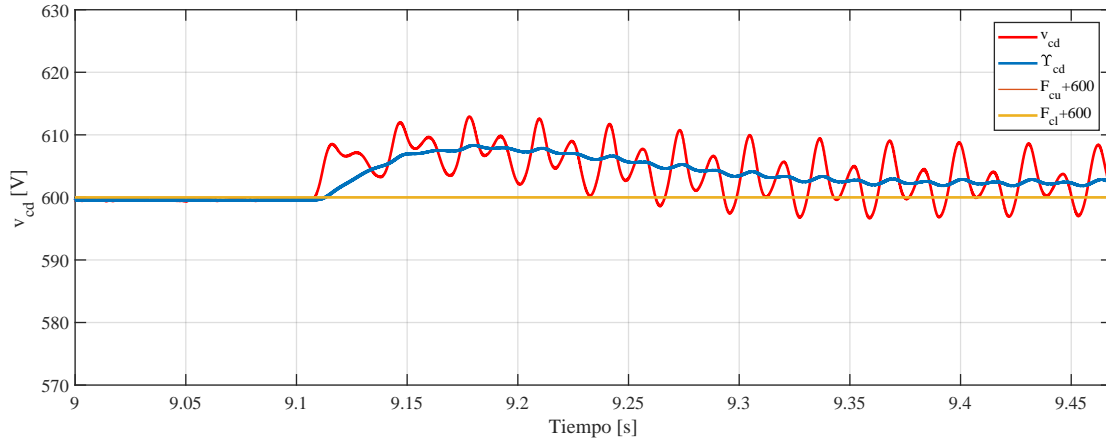


Figura 4.5: Comportamiento de las banderas de falla del bus de CD ante una falla del tipo $\Gamma_{1\alpha}$.

En la Figura 4.5 se muestra la respuesta de la tensión del bus de CD, notándose que no se activa ninguna bandera. En realidad este efecto se presenta en casi todas las fallas, lo cual es consecuencia del control FOC, ya que a pesar de la falla el esquema de FOC trata de llegar a la tensión de referencia en el bus de CD, teniendo una variación mínima.

4.1.2. Falla tipo B

La clasificación tipo B corresponde a una combinación de fallas simples en los interruptores de potencia en fases diferentes, pero ya sea que ambos pertenezcan a los interruptores superiores o a los interruptores inferiores. Se muestra de forma más explícita en la Figura 4.6. En esta clasificación se considera que dos interruptores superiores operan en condición

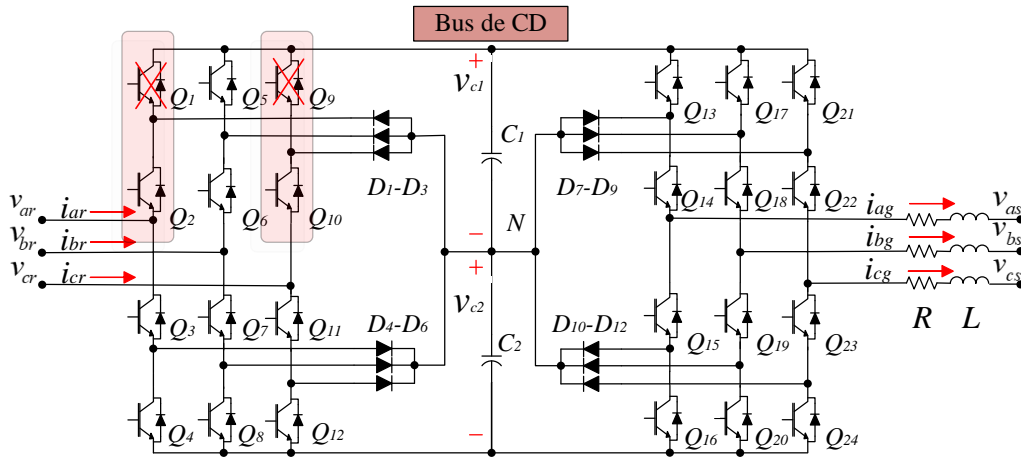


Figura 4.6: Falla Tipo B en el convertidor BTB-NPC con falla en Q_1 y Q_9 .

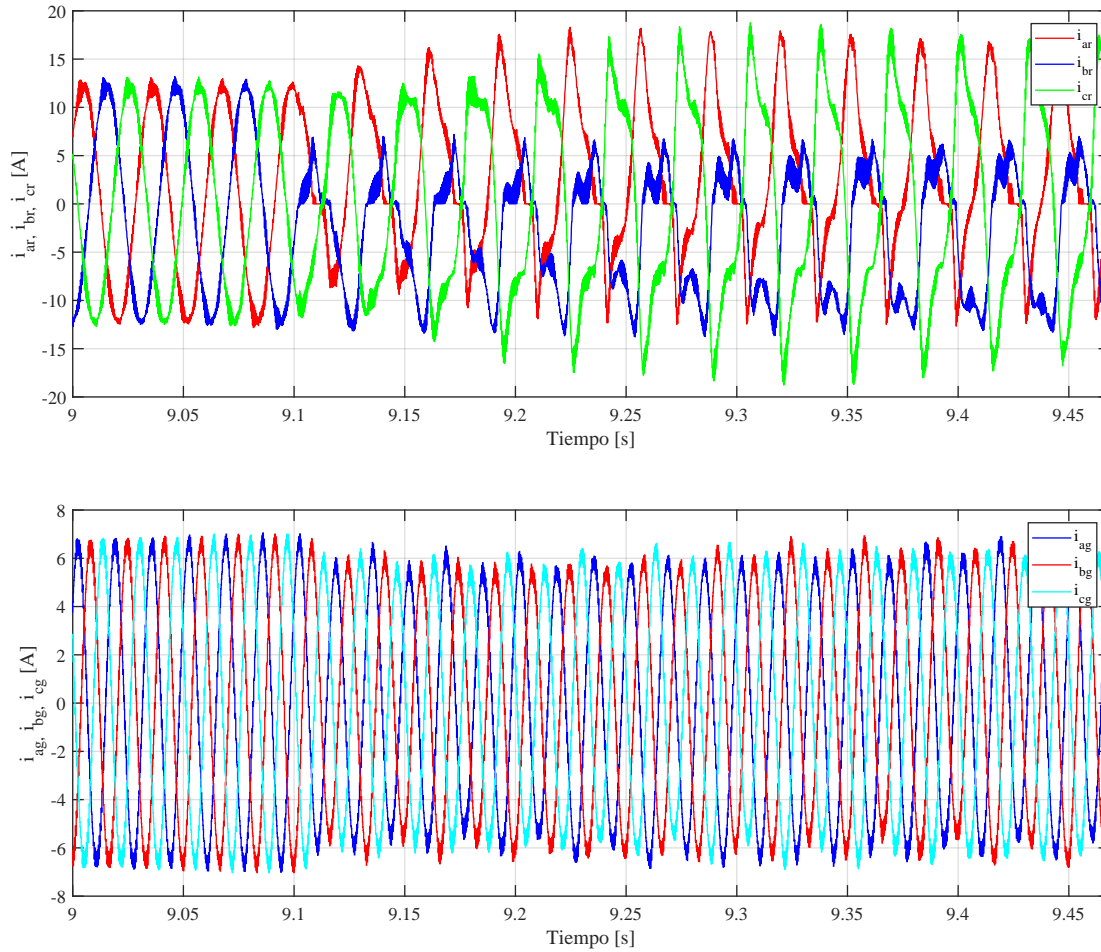


Figura 4.7: Corrientes de línea del RSC con falla Γ_{1a} y Γ_{3a} .

de falla, en este caso Q_1 y Q_9 , teniendo como resultado las corrientes del RSC y las del GSC como se ve en la Figura 4.7.

La falla en ambos interruptores inicia en 9.1 s. Se puede observar en la Figura 4.8 que la falla es diagnosticada correctamente con dos banderas que se activan, debido a que los umbrales fueron superados por el valor promedio de la componente de tendencia de las corrientes de línea.

4.1.3. Falla tipo C

La Figura 4.9 muestra un ejemplo de las fallas tipo C en el convertidor BTB-NPC, las cuales corresponden a fallas múltiples en interruptores de la misma rama, mientras los diodos antiparalelo se mantienen operantes, relacionado a fallas de interruptores superiores e inferiores de una misma fase. Una consecuencia directa de esta falla es que no permite la circulación de corriente en esa rama por lo que en ese sentido es nula. Se considera la falla de dos inte-

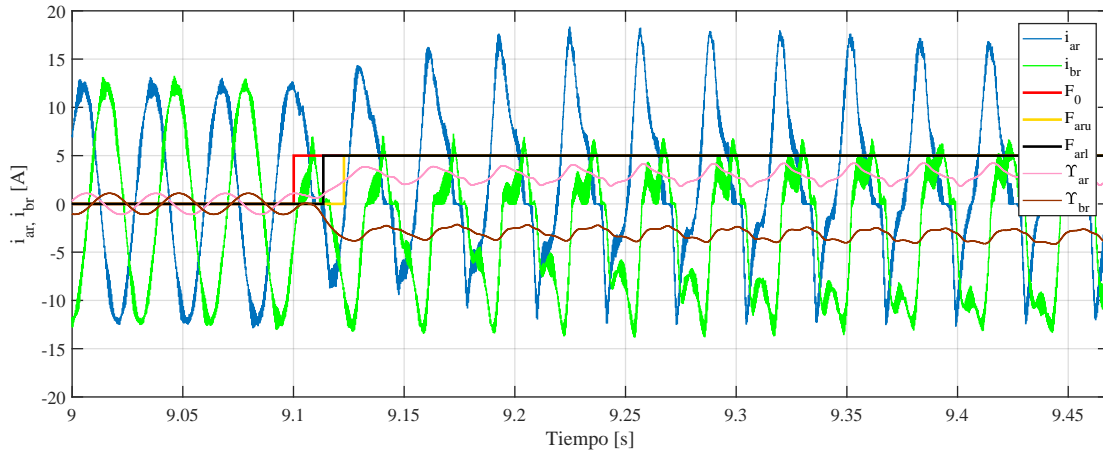


Figura 4.8: Diagnóstico del convertidor BTB-NPC con falla Γ_{1a} y Γ_{3a} .

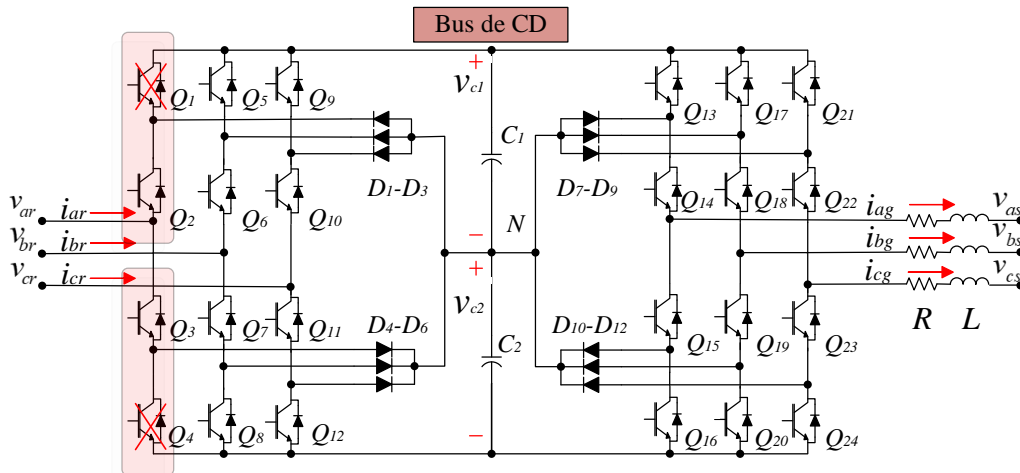


Figura 4.9: Falla Tipo C en el Convertidor BTB-NPC.

ruptores de la misma rama, en este caso Q_1 y Q_4 , teniendo como resultado las corrientes del RSC y las del GSC que se muestran en la Figura 4.10.

Se puede observar en la Figura 4.11 cómo se abate la corriente de la fase a , resultando con un valor promedio nulo para la componente de tendencia de nivel dos de la transformada wavelet Haar y obteniendo resultados similares con la wavelet Daubechies 4. En el caso de esta falla es posible confundirla con la condición sin falla, puesto que todos los valores promedio son nulos. Se puede observar que esta detección no es posible aunque se activan banderas, ya que una vez estabilizan los efectos de la falla las banderas vuelven a desactivarse.

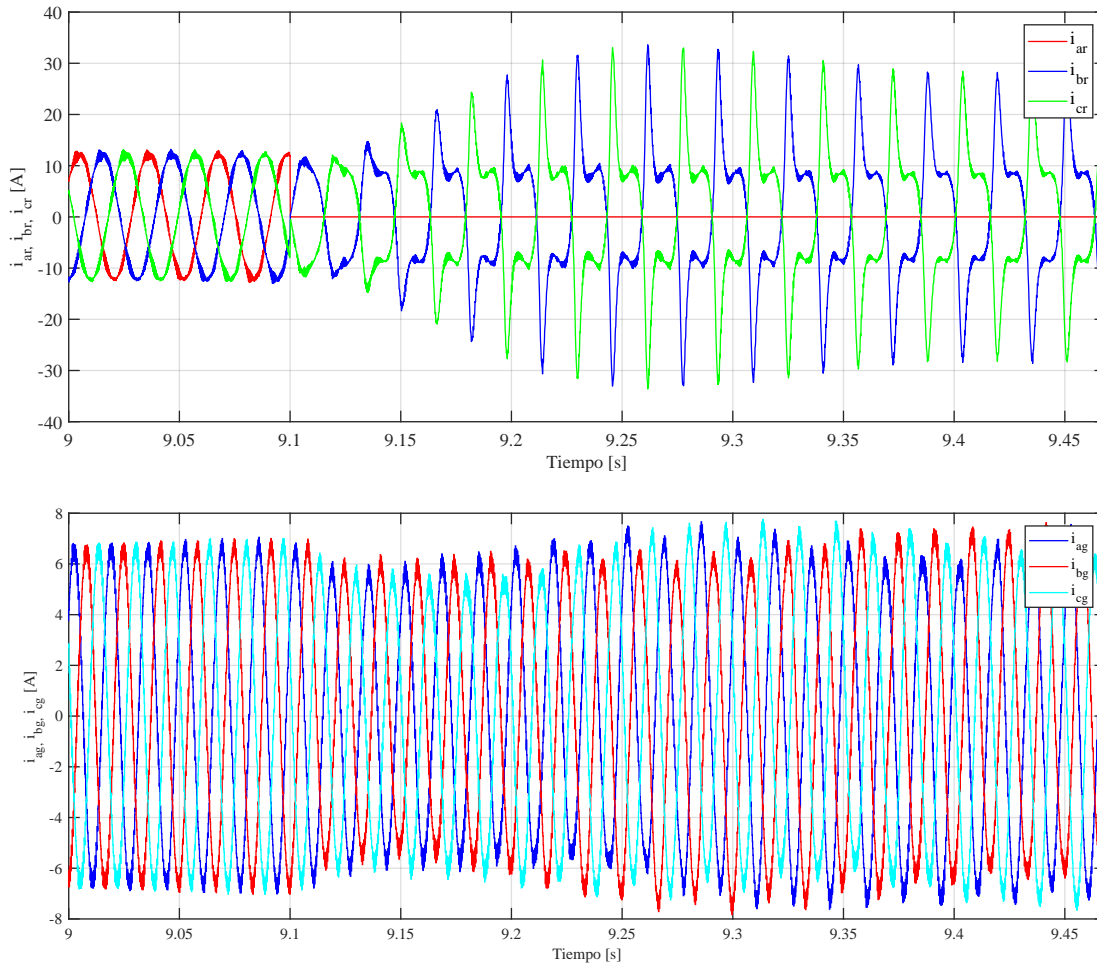


Figura 4.10: Corrientes de línea del RSC y el GSC con falla Γ_{1a} y Γ_{4a} .

4.1.4. Falla tipo D

Por último para el caso del WECS operando a 1 KW se presenta la Figura 4.12, que representa la falla tipo D, en este caso se afectan interruptores cruzados siendo los interruptores Q_1 y Q_8 .

En la clasificación tipo D se considera la falla de dos interruptores uno inferior y otro superior, y además de diferentes fases por lo que se tienen una falla múltiple de interruptores cruzados. Se propone una falla donde los interruptores Q_1 y Q_8 se abren en el tiempo de 9.1 s, mostrándose la dinámica de las corrientes de línea en el RSC y en el GSC en la Figura 4.13.

De acuerdo al comportamiento debido a la falla en los interruptores Q_1 y Q_8 , se puede observar que la falla es detectada activando tres banderas en el las corrientes del RSC y tres en el GSC. Sin embargo en este caso es un indicador de falla, que brinda la posibilidad de diagnosticarla, como se muestra en la Figura 4.14.

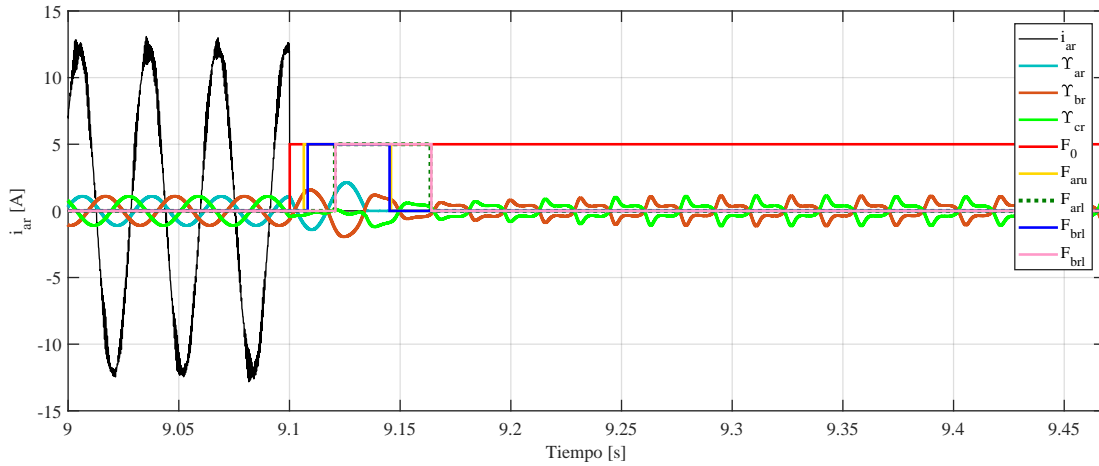


Figura 4.11: Diagnóstico de fallas con la falla Γ_{1a} y Γ_{4a} .

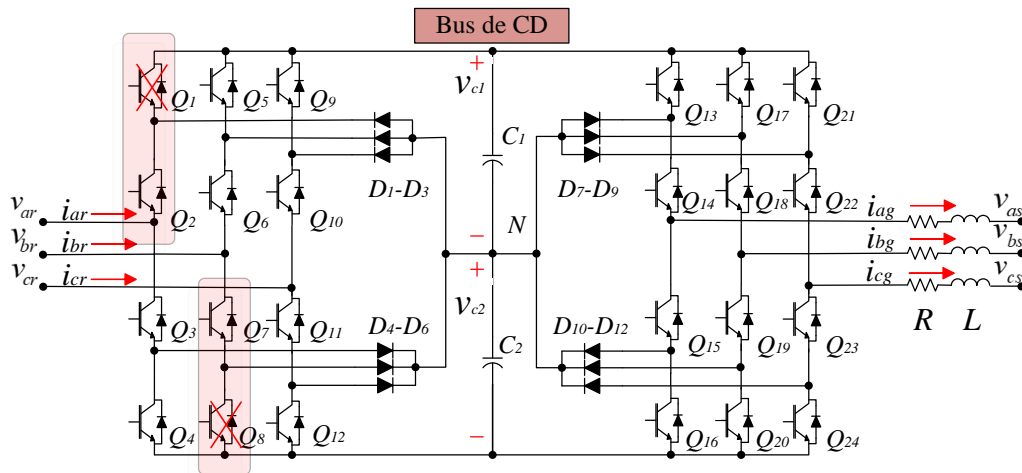


Figura 4.12: Falla Tipo D en el Convertidor BTB-NPC.

4.2. Diagnóstico de fallas en un aerogenerador con incertidumbre paramétrica

Con la finalidad de mostrar que el esquema de diagnóstico es capaz de diagnosticar fallas, incluso con incertidumbres paramétricas, se propone una prueba, la cual se realiza con el aerogenerador de 1 kW de la Figura 2.14 y los parámetros de la Tabla 4.1, pero con una variación del 10% en la capacitancia del condensador del bus de CD C_1 , donde el valor se ve reducido de $2200 \mu F$ a $1980 \mu F$.

El valor de capacitancia del condensador se reduce de forma natural debido a aspectos como envejecimiento de los elementos, por lo que es de suma importancia ver como se comporta el algoritmo cuando suceda la variación paramétrica, asegurando que, sí el sistema de control

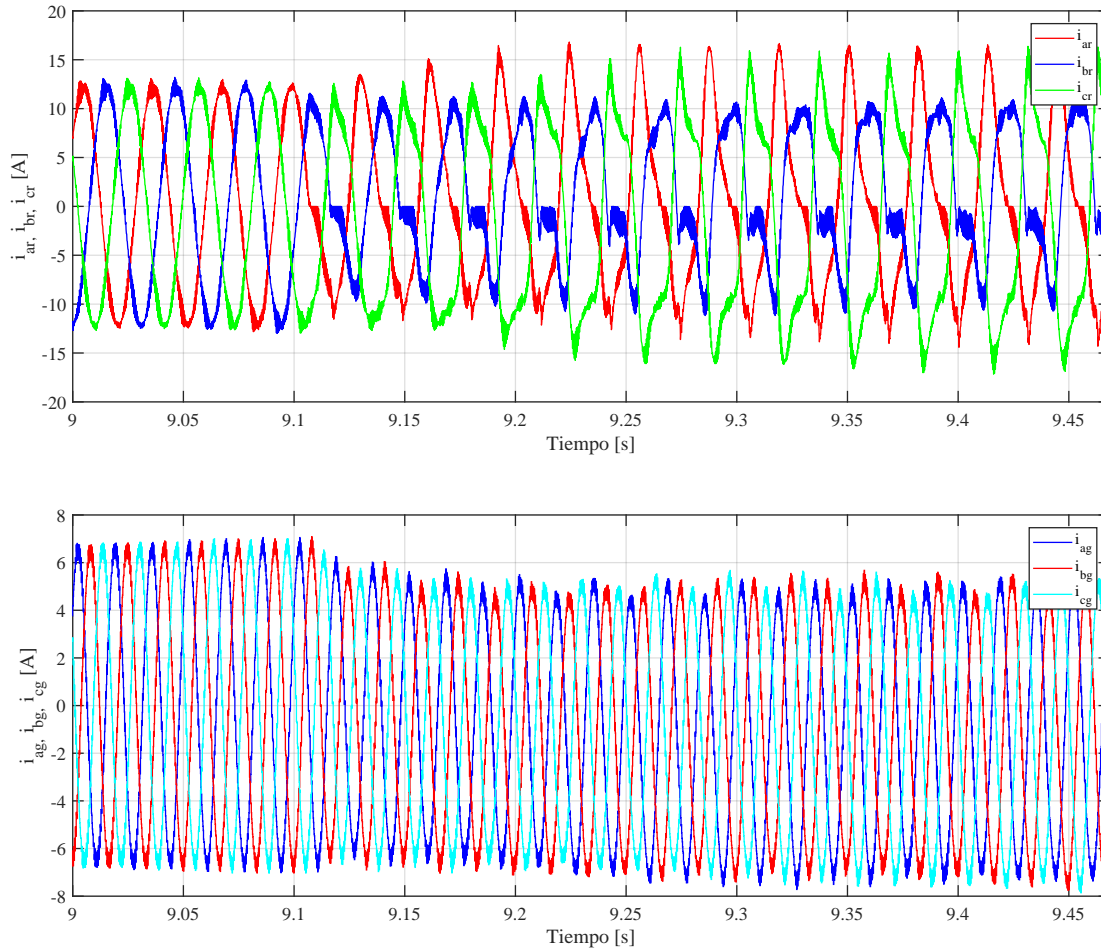


Figura 4.13: Corrientes de línea del RSC con falla Γ_{1a} y Γ_{5a} .

sigue operando y manteniendo los índices de desempeño deseado, el algoritmo de diagnóstico también lo haga.

Se propone una falla múltiple en los interruptores Q_1 y Q_9 , teniendo como resultado una falla tipo B. Las corrientes del RSC y las del GSC como se ve en la Figura 4.15, muestran un deterioro en la forma de onda cuando sucede la falla en 9.1 s; sin embargo, el esquema de control FOC es capaz de mantener los índices de desempeño como corrientes senoidales en ambos convertidores y regular la tensión en el bus de CD.

Se puede observar en la Figura 4.16 que la falla es diagnosticada correctamente con dos banderas que se activan, debido a que los umbrales fueron superados por el valor promedio de la componente de tendencia de nivel 2 de las corrientes de línea en el RSC.

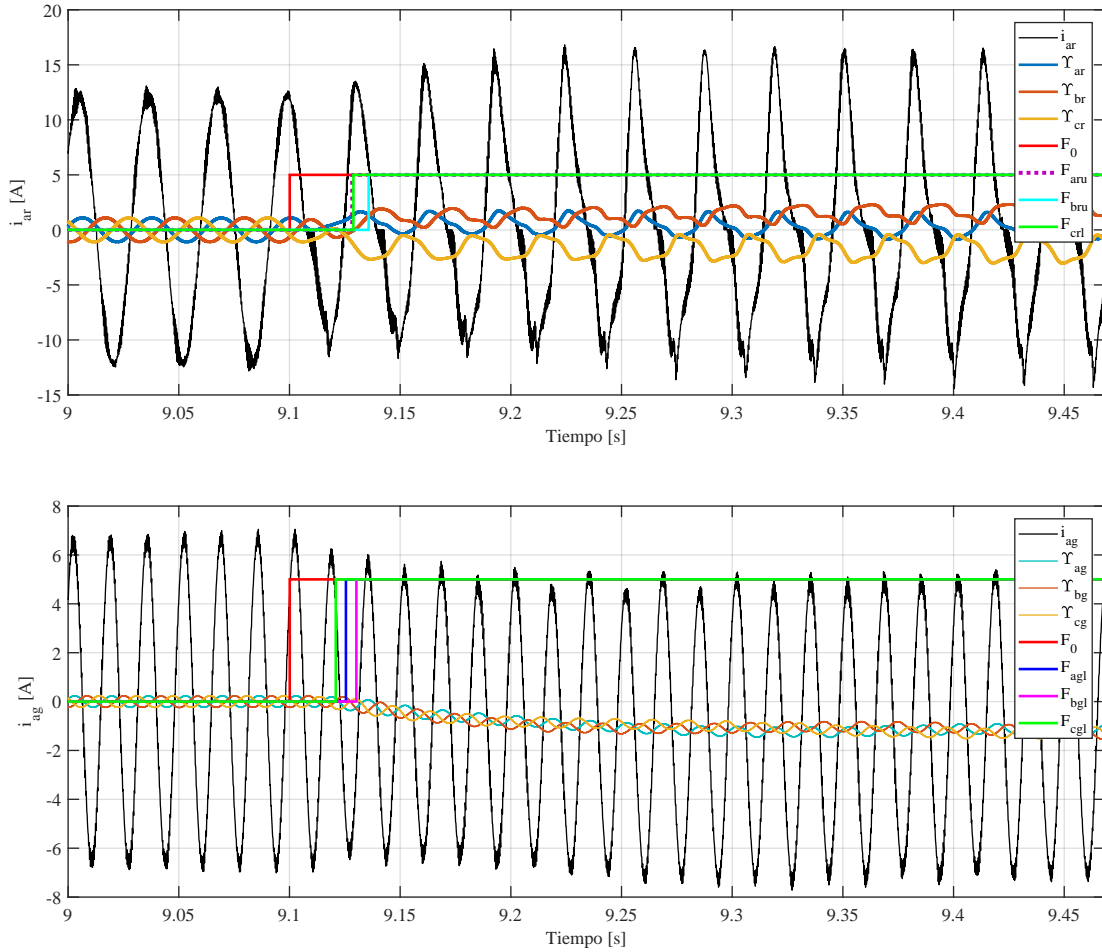


Figura 4.14: Corrientes de línea del RSC con falla Γ_{1a} y Γ_{5a} .

4.3. Diagnóstico de fallas considerando el efecto de la impedancia de red

En esta sección se evalúa el desempeño del algoritmo de diagnóstico de fallas considerando la impedancia de la red, lo cual representa que la tensión en el PCC se ve comprometida ya que bajo esta condición deja de ser un bus infinito de potencia, limitándola para el sistema WECS. El sistema que se emplea es el de la Figura 4.17, con los parámetros de la Tabla 4.1, y cuya impedancia de red se define en la Tabla 4.3. Los valores de la impedancia de red se especifican en Henrios y en pu, donde se define una potencia de corto circuito base de 1 MVA y una tensión base en terminales de $4400/\sqrt{3}$.

Una vez definida la potencia de corto circuito, se realizan dos pruebas: la primera con la impedancia de red L_{red1} , donde la tensión en el PCC ya no es un bus infinito por lo que el efecto de conmutación del convertidor se extiende hasta las tensiones en el PCC como se ve

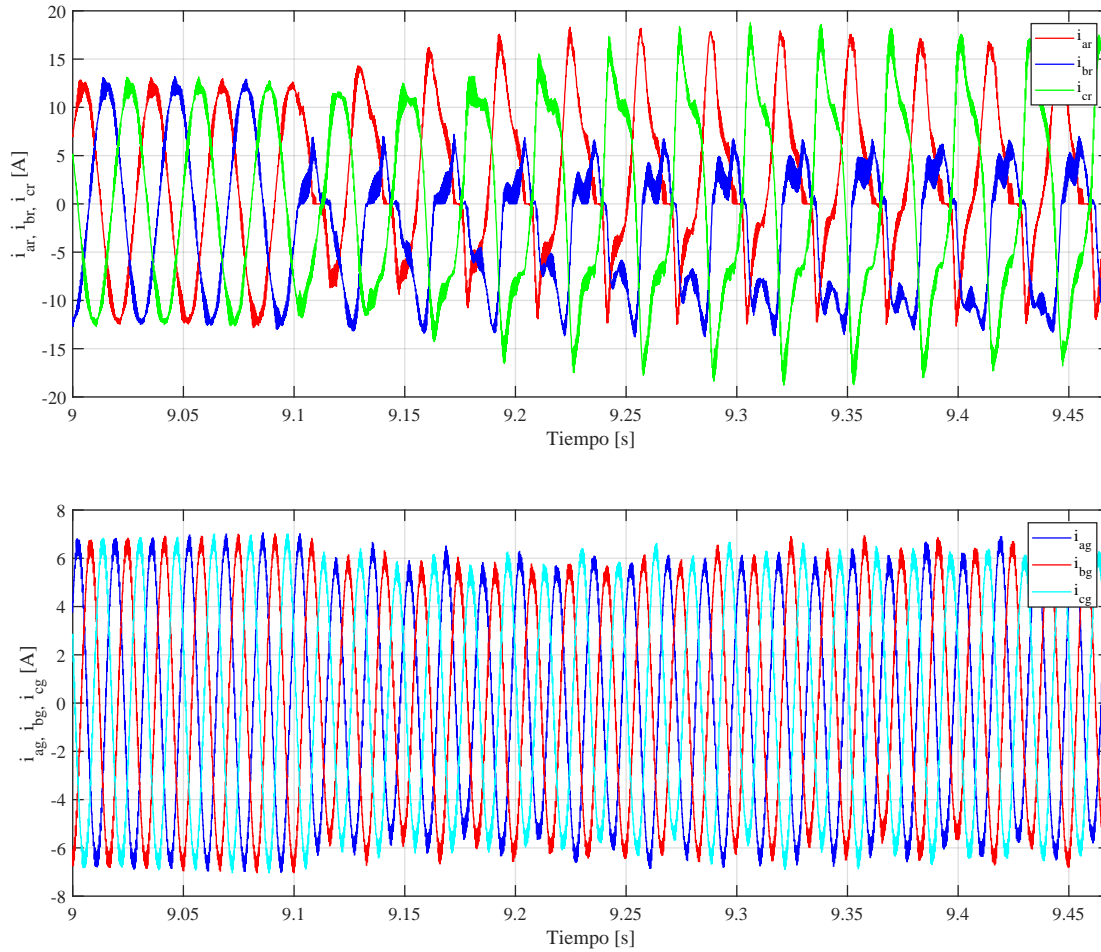


Figura 4.15: Corrientes de línea del RSC con falla Γ_{1a} y Γ_{2a} y variación paramétrica del 10% en C_1 .

Tabla 4.3: Impedancias de red empleadas para la prueba.

Zred	Valor en Henrios	Valor en pu
L_{red2}	1.2 mH	0.002337 pu
L_{red1}	12 mH	0.02337 pu

en la Figura 4.19. En esta prueba el contenido armónico aún no se refleja en gran medida en la tensión puesto que la impedancia de red aún no limita de manera importante la capacidad de transmisión de potencia.

El efecto de la impedancia de red no altera en gran medida las corrientes que circulan en el RSC y en el GSC. Se puede observar en la Figura 4.20. que el esquema de diagnóstico aún es capaz de detectar y localizar las fallas.

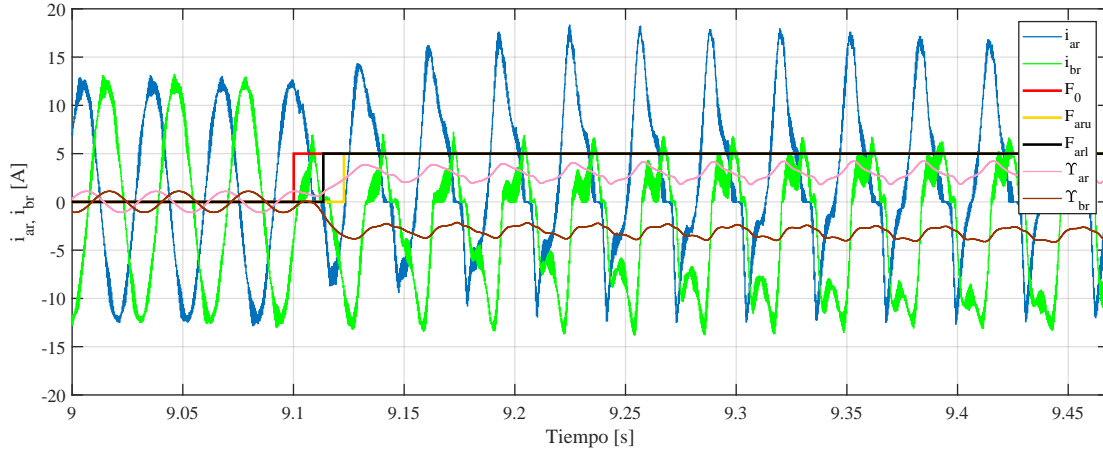


Figura 4.16: Diagnóstico del convertidor BTB-NPC con falla Γ_{1a} y Γ_{2a} y variación paramétrica del 10% en C_1 .

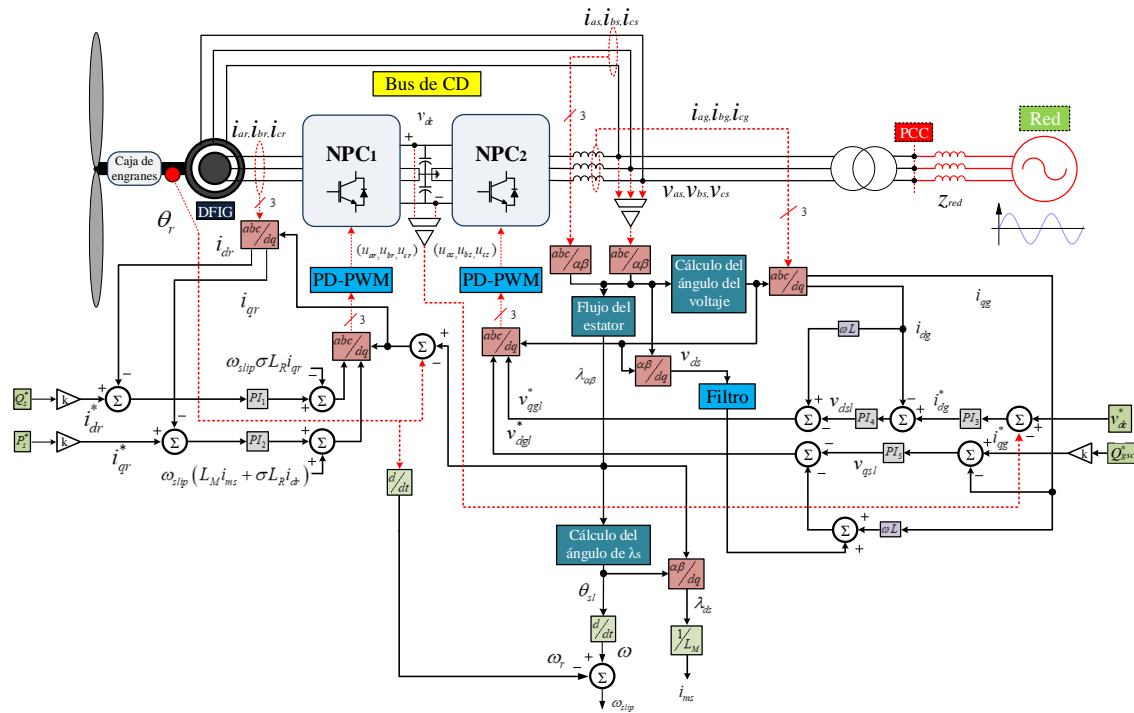


Figura 4.17: Sistema de generación eólica con FOC y el efecto de la impedancia de red.

Se realiza una prueba más severa empleando L_{red2} , la cual reduce la capacidad de transmisión de potencia y como resultado se tienen la tensión en el PCC que se muestra en la Figura 4.21, donde se observa que el contenido armónico deforma la tensión de forma importante. Nuevamente a pesar del efecto de la impedancia de red no se alteran en gran medida

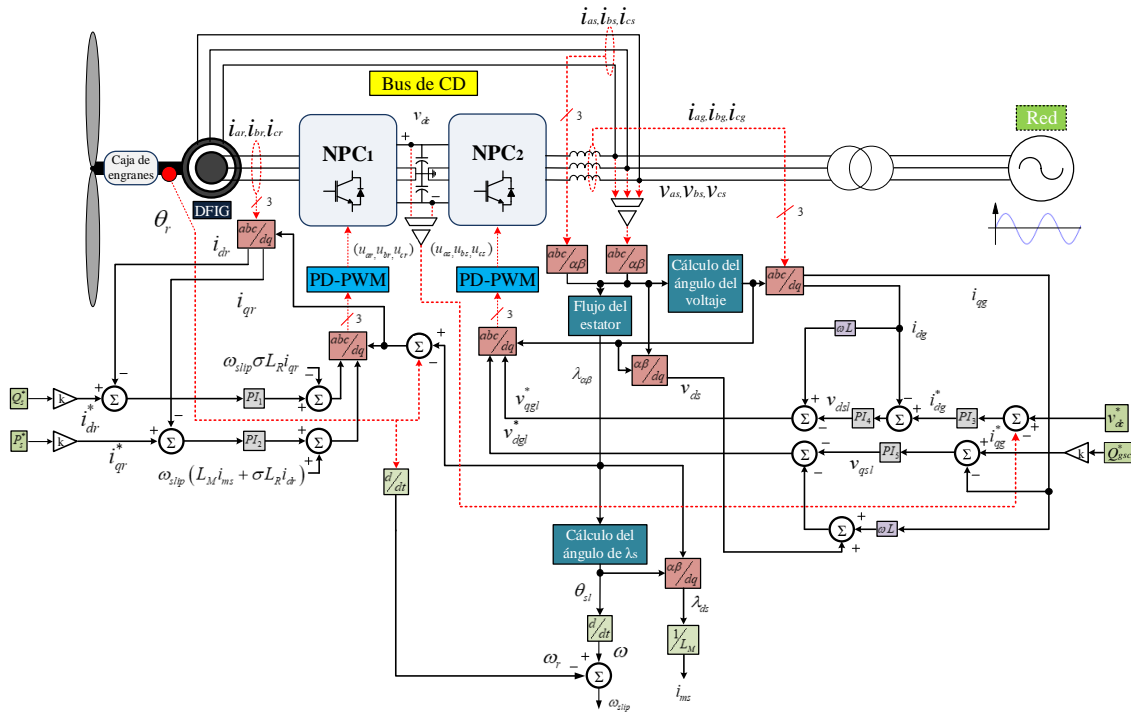


Figura 4.18: WECS con el efecto de la impedancia de red en el PCC.

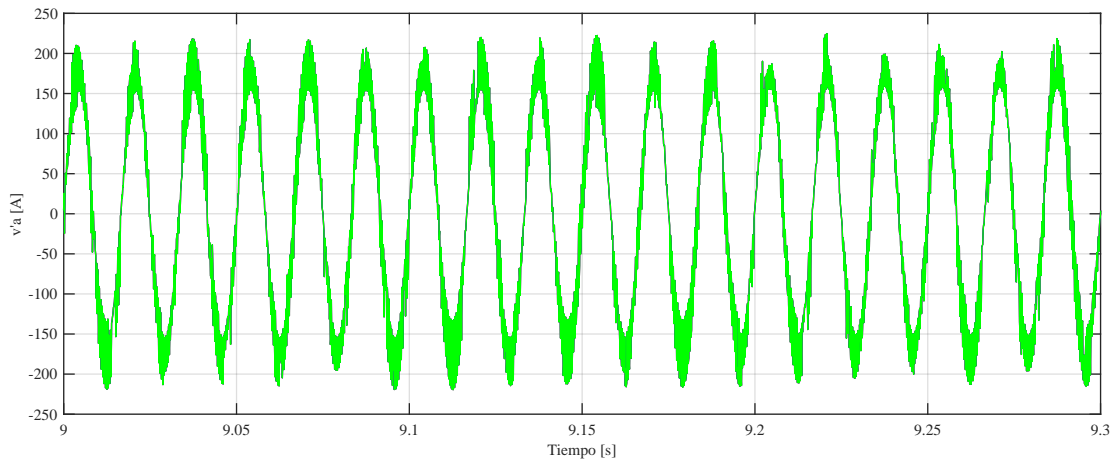


Figura 4.19: Tensión de la fase a en el PCC del WECS con L_{red1} .

las corrientes que circulan en el RSC y en el GSC como puede verse en la Figura 4.22. El esquema de control mantiene la forma senoidal de las señales de las corrientes de línea en el RSC y GSC.

Bajo esta evaluación se muestra que a pesar de los efectos de la impedancia de la red, es posible realizar el diagnóstico de fallas, por lo que también se demuestra la fiabilidad

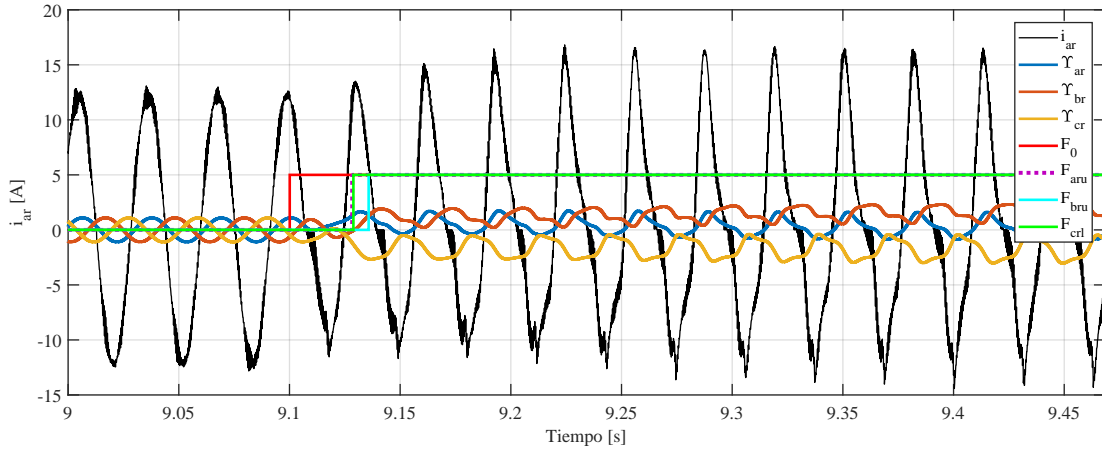


Figura 4.20: Diagnóstico de fallas con falla Γ_{1a} y Γ_{5a} e impedancia de red L_{red1} .

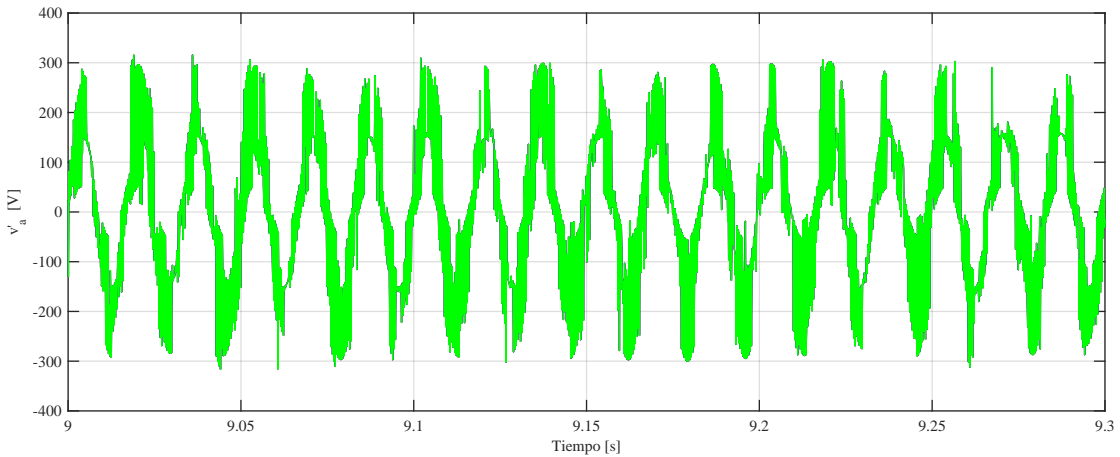


Figura 4.21: Tensión de la fase a en el PCC del WECS con L_{red2} .

del algoritmo ante condiciones adversas al WECS de forma externa, como el cambio de la impedancia en el PCC consecuencia de conexión y desconexión de cargas a lo largo de la red eléctrica y que son ajenas a la operación del WECS.

Para el presente estudio solamente se considera la falla en un interruptor o dos fallas en serie de una rama. Se puede observar que el efecto de la impedancia de la red no afecta el diagnóstico, ya que aunque tenga un efecto significativo sobre las tensiones en el PCC, éste no se propaga en gran medida a las corrientes de línea del RSC y del GSC. La falla inicia en 9.1 s, y se puede observar en los dos casos anteriores que la falla es detectada.

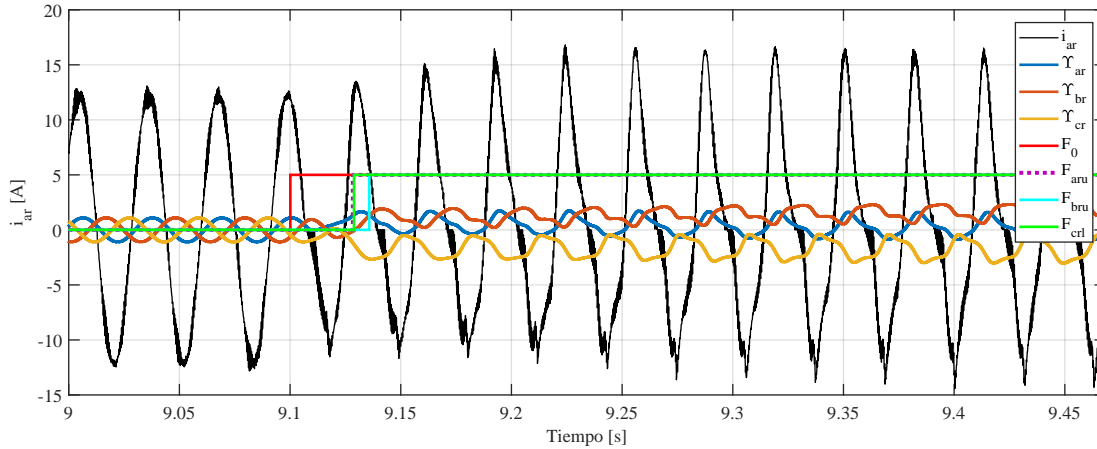


Figura 4.22: Diagnóstico de fallas con falla Γ_{1a} y Γ_{5a} e impedancia de red L_{red2} .

4.4. Diagnóstico de fallas bajo perturbaciones en la red eléctrica

4.4.1. Casos de estudio

Con el fin de probar la robustez del esquema de diagnóstico de fallas ante falsas detecciones que pudieran ser provocadas por eventos que ocurren comúnmente en la red, el esquema que se emplea es el de la Figura 4.23, el cual muestra todo el WECS y las perturbaciones que suceden en el PCC. El sistema se pone a prueba ante perturbaciones sin haber falla en el convertidor, así como teniendo falla para comprobar que las detecta adecuadamente. Las perturbaciones consideradas son los sags, que se definen como una reducción de un 10 % a un 90 % en la magnitud RMS de la tensión nominal de suministro con una duración comprendida desde medio ciclo de red hasta un minuto, así como los swells que se definen de manera similar, pero teniendo un aumento en el nivel tensión nominal [78]. En este trabajo se evalúa al sistema de detección de fallas ante sags y swells con variaciones de magnitud del 15, 30 y 50 % de la tensión nominal de la red, con una duración de 6 ciclos de red. En la Tabla 1 se muestran los casos de prueba para el esquema de diagnóstico. Se considera como caso representativo de tipo de falla para todos los casos, una falla múltiple consistente en circuito abierto simultáneo en los switches Q_{13} y Q_{18} , ya que es una falla de mayor complejidad para la detección que las fallas simples. Los eventos de falla y las perturbaciones en la red no ocurren simultáneamente. En la Tabla 4.4 se muestran de forma resumida las perturbaciones a las que se somete el WECS.

En las Figuras 4.24 y 4.25 se muestran simulaciones de los casos I y II de la Tabla 1, respectivamente. La primera gráfica muestra las tensiones de la red, donde aparecen el sag y el swell del 15 % en la fase a con duración de 6 ciclos de red. La segunda y tercer gráficas muestran las corrientes en lado del rotor y del estator fluyendo a través del convertidor, y en la

Tabla 4.4: Perturbaciones en la red consideradas para evaluar la correcta operación del esquema de detección de fallas.

	Perturbación	Falla
Caso I	Sag 15 %	Haar
Caso II	Swell 15 %	Haar
Caso III	Sag 30 %	Daubechies 4
Caso IV	Swell 50 %	Daubechies 4
Caso V	Sag 50 %	Haar
Caso VI	Swell 50 %	Haar

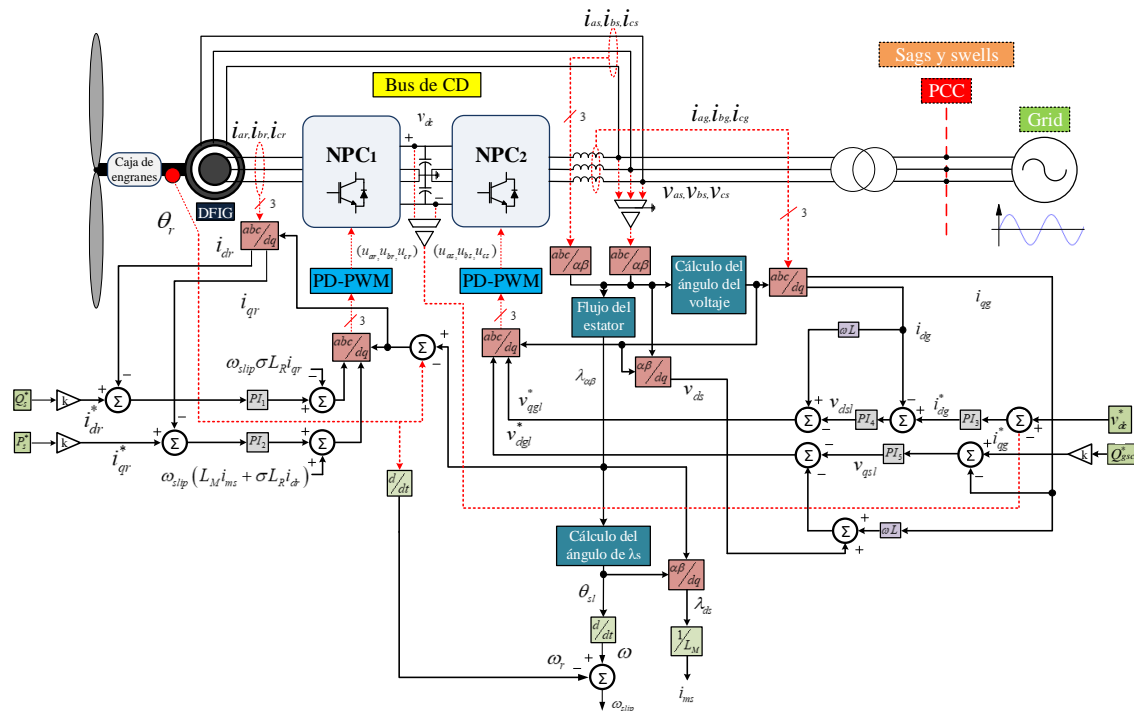


Figura 4.23: Sistema de generación eólica con FOC y perturbaciones en el PCC.

cuarta gráfica se tiene la salida del algoritmo de detección, mostrando la corriente de estator de la fase a , el valor promedio de la componente de tendencia de nivel 2 de la TWD correspondiente a dicha corriente, así como las señales banderas que indican la ocurrencia de las fallas correspondientes. Puede apreciarse que, aunque aumenta la distorsión en las corrientes (que están siendo procesadas), mientras la perturbación está en curso no se genera ninguna falsa detección de falla y no se habilita ninguna bandera. Instantes después de desaparecer la perturbación, en el tiempo $t = 3.2$ s se presenta propiamente la falla múltiple de circuito abierto en los interruptores Q_{13} y Q_{18} , donde las banderas se activan y detectan correctamente la falla en un tiempo de 15 ms en la fase a y en 29 ms en la fase b .

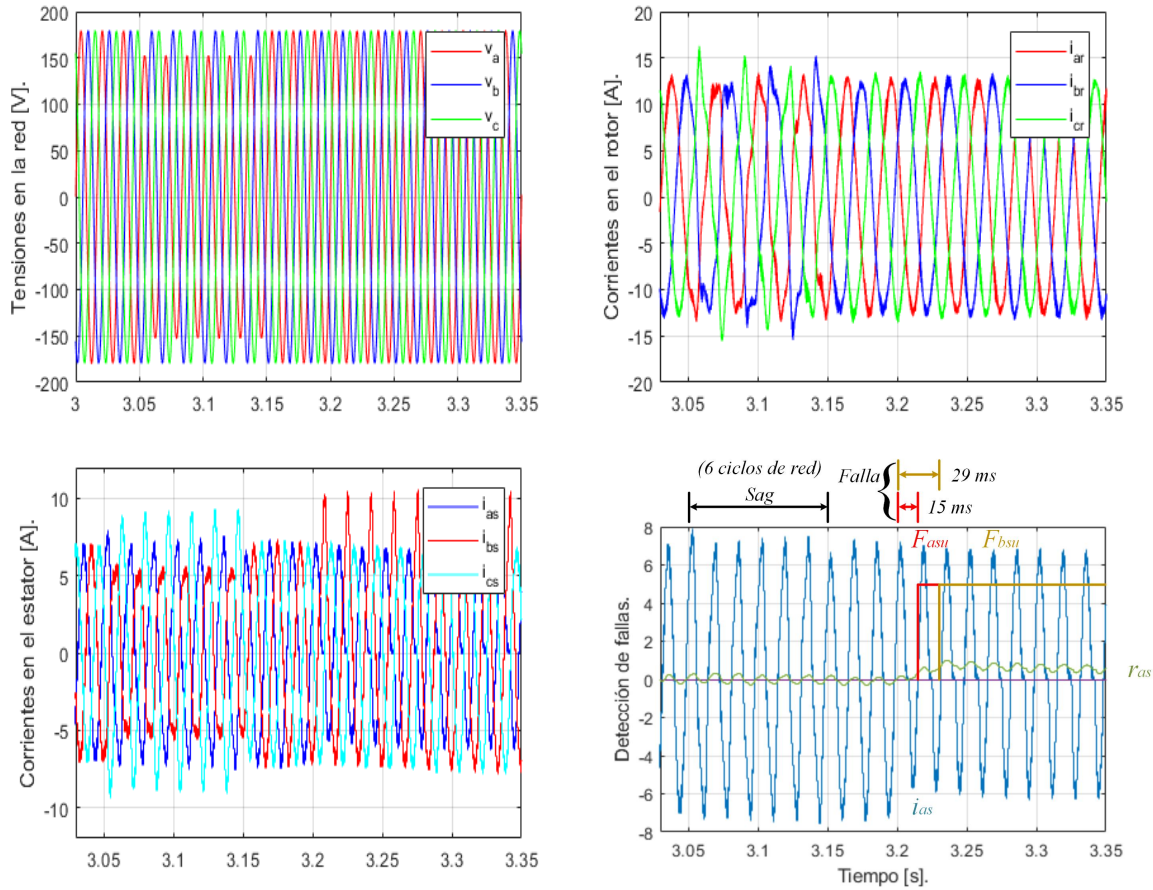


Figura 4.24: Prueba del caso I: sag del 15% . .

En las figuras 4.26 y 4.27 se muestran simulaciones de los casos III y IV, donde se evalúa el algoritmo de detección de fallas ante un sag y un swell del 30 %, además ante propiamente la falla de circuito abierto en Q_{13} y Q_{18} , instantes después. En estos casos se emplea la wavelet de tipo Daubechies 4, y se observó que tiene resultados similares a los que se obtienen con la wavelet de tipo Haar. Se puede notar que las perturbaciones sags y swells de 30 % no son detectadas como fallas, siendo una respuesta favorable del algoritmo de detección. En el tiempo $t = 3.2$ s ocurre la falla múltiple en Q_{13} y Q_{18} , la cual se detecta correctamente en un tiempo de 15 ms y 29 ms respectivamente.

Por último, en las Figuras 4.28 y 4.29 se muestran simulaciones de los casos V y VI, consistentes en un sag y un swell del 50 % en la tensión de la fase a . En este caso no se activan las banderas indicadoras de falla cuando sucede el sag, sin embargo, el umbral de detección se encuentra cercano; mientras que para el caso del swell del 50 % el umbral se supera y se activa la bandera de falla sin que el convertidor esté realmente en falla, donde se puede determinar que el algoritmo a estos niveles de perturbación ya no es confiable en su operación. Sin embargo, dichos niveles de perturbación se encuentran muy alejados de la operación normal

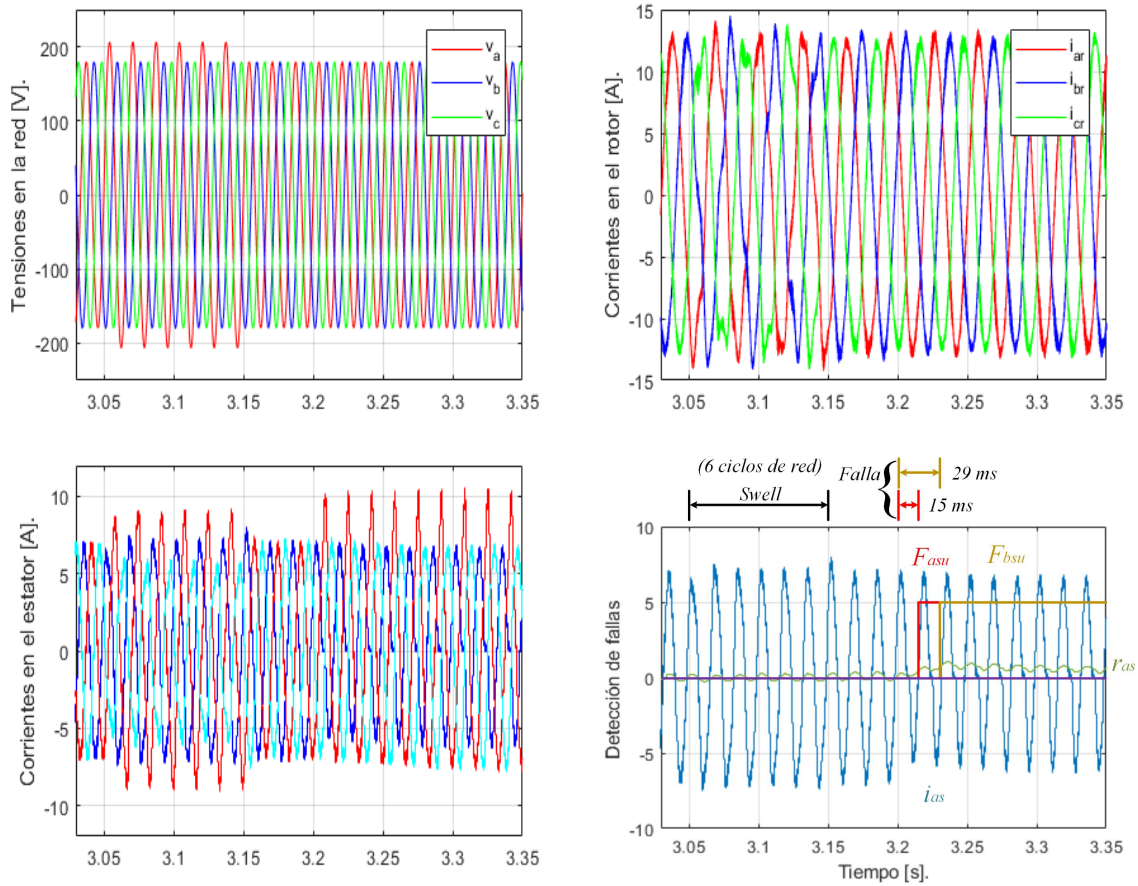


Figura 4.25: Prueba del caso II: swell del 15 %.

del sistema eólico. Se garantiza que el algoritmo es robusto ante variaciones de voltaje en la red con magnitud y duración que se encuentran dentro de los límites de operación tolerables para fuentes de energía distribuida, definidos por el estándar IEEE 1547-2018 [79], el cual establece que el generador de energía debe mantener su operación ante voltajes de la red comprendidos entre 0.88-1.10 p.u., que para variaciones entre 0.88-0.70 p.u. podría requerir mantenerse en operación o desconectarse de la red, para perturbaciones de entre 0.70-0.45 p.u. la fuente debería desconectarse en un tiempo máximo de 2 s, y para variaciones menores a 0.45 p.u. desconectarse en un tiempo de 0.16 s; mientras que para sobrevoltajes de entre 1.10-1.20 p.u. la fuente siempre deberá desconectarse en un tiempo de 2 s, y mayores a 1.20 p.u. en un tiempo de 0.16 ms. Por lo tanto, el algoritmo es compatible con el estándar. Los resultados obtenidos comprueban la correcta operación del algoritmo de detección de las fallas en el convertidor, mostrando un desempeño correcto para detectar realmente las fallas de circuito abierto en los interruptores, evitando a su vez falsas detecciones ante la presencia de sags y swells de magnitud considerable en la red eléctrica.

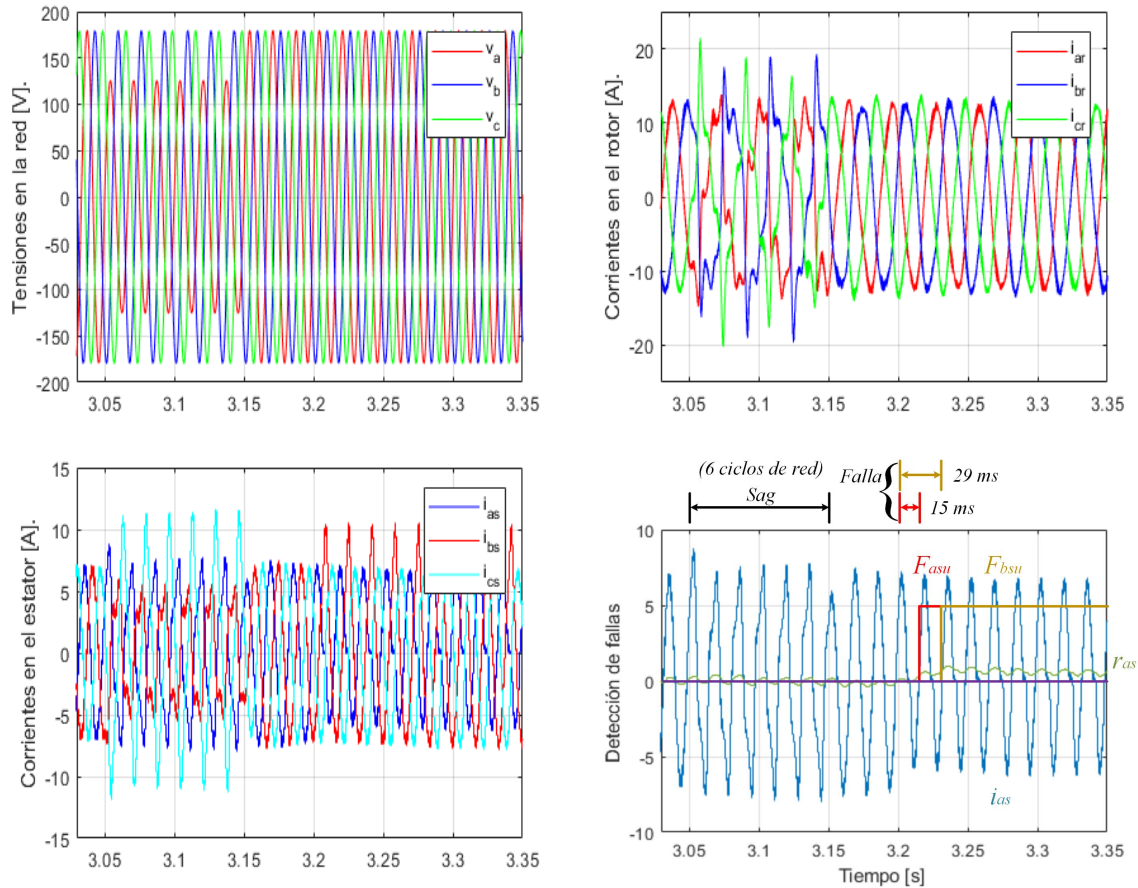


Figura 4.26: Prueba del caso III: sag del 30 %.

4.5. Diagnóstico de fallas en una plataforma experimental

Se utilizan las señales de las corrientes del RSC y del GSC para diversas tareas como es el control de los convertidores de electrónica de potencia. Por tal razón, el algoritmo de detección de fallas propuesto junto con el controlador FOC del convertidor NPC-BTB fueron evaluados simultáneamente en el DSP TMS320F28379 operando a 200 MHz con un periodo de muestreo de $65 \mu s$. Los aerogeneradores industriales modernos incorporan los datos de las corrientes de línea del RSC y el GSC al DSP [80], en este caso se implementa el algoritmo de diagnóstico de fallas basado en la TWD con una frecuencia de muestreo de 15.36 kHz, junto con el valor medio de la descomposición de señales de la componente de tendencia o detalle, y umbrales que indican la existencia de una falla. El tiempo consumido por el FOC es de $3.2 \mu s$ y el del esquema de detección de fallas $4.8 \mu s$, lo cual demuestra la factibilidad de incorporar este algoritmo en un sistema real. Los principales parámetros se resumen en la Tabla 4.5.

Se prueban varios casos de fallas de circuito abierto simples y múltiples en los convertidores NPC del WECS basado en DFIG bajo el algoritmo de diagnóstico de fallas propuesto. A

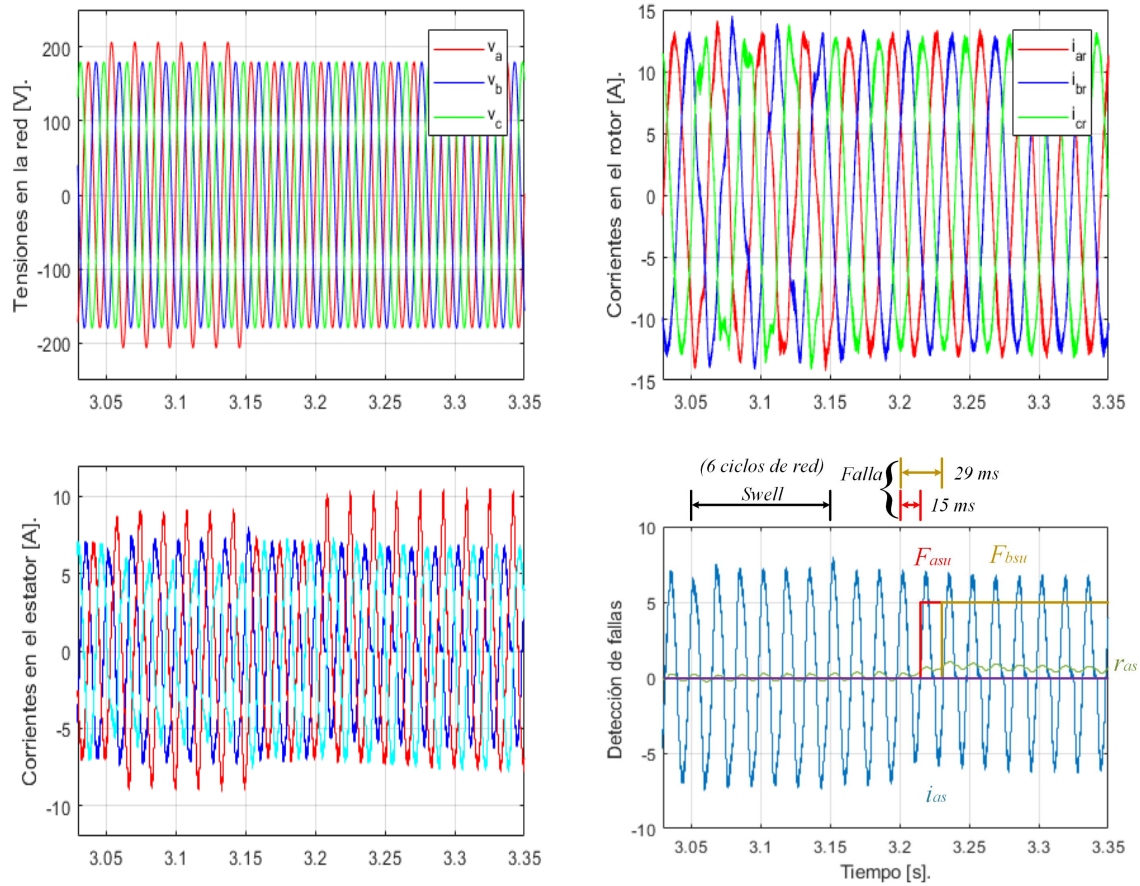


Figura 4.27: Prueba del caso IV: swell del 30 %.

Tabla 4.5: Parámetros de procesamiento del algoritmo en el DSP.

Frecuencia de reloj	200 MHz
Periodo de muestreo T_s	$65 \mu s$
Número de muestras por ciclo N	256
Tiempo de procesamiento del algoritmo de diagnóstico	$4.8 \mu s$

continuación, se presentan cuatro casos en detalle y se resumen los casos restantes evaluados y agregando dos casos más operando a 1 MVA.

4.5.1. Pruebas en un DSP con WECS a 1 kW

La Figura 4.30 muestra el desempeño del algoritmo de detección de fallas para una falla de circuito abierto en el interruptor Q_1 , usando la wavelet Haar. Como se puede observar, esta falla afecta la corriente de línea i_{ar} , y el trazo 2 muestra el valor promedio de su componente

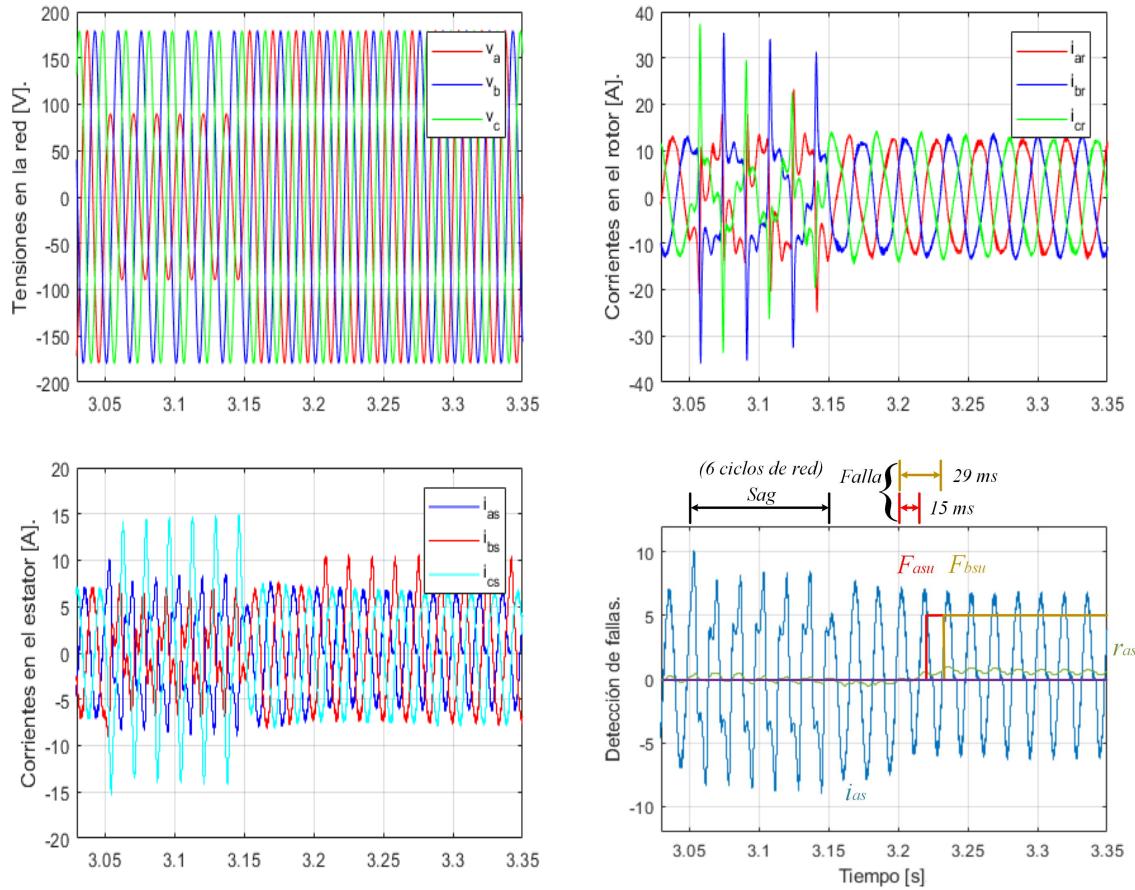


Figura 4.28: Prueba del caso V: sag del 50 %.

de tendencia de segundo nivel DWT. También se muestran dos señales de bandera lógica que indican los instantes en los que comienza la falla y cuándo se diagnostica, respectivamente. La detección se realiza en 28 ms y solo se activa la señal de detección F_{aru} .

La figura 4.31 muestra una prueba en la que ocurre una falla de circuito abierto en el interruptor Q_{13} , pero en este caso el algoritmo usa la wavelet Daubechies 4. Se puede notar que la falla se detecta en 19.5 ms.

También se analizaron fallas simultáneas de circuito abierto con el algoritmo de detección de fallas propuesto. La figura 4.32 presenta una prueba en la que ocurre una falla de circuito abierto en ambos interruptores Q_1 y Q_6 , usando en este caso la wavelet de Haar. Esta falla múltiple se detecta correctamente en 9 ms.

La figura 4.33 muestra una prueba que involucra una falla múltiple en dos interruptores (Q_{13} y Q_{18}) del convertidor en el lado del estator. En este caso, las señales bandera son f_{bsu} y f_{asu} que determinan que ha ocurrido una falla en ese lado del convertidor que está activado. En este caso, se utiliza la wavelet Daubechies 4, y esta falla múltiple se detecta en 14 ms.

Se analizaron varios casos de fallas simples y múltiples con el algoritmo de detección de

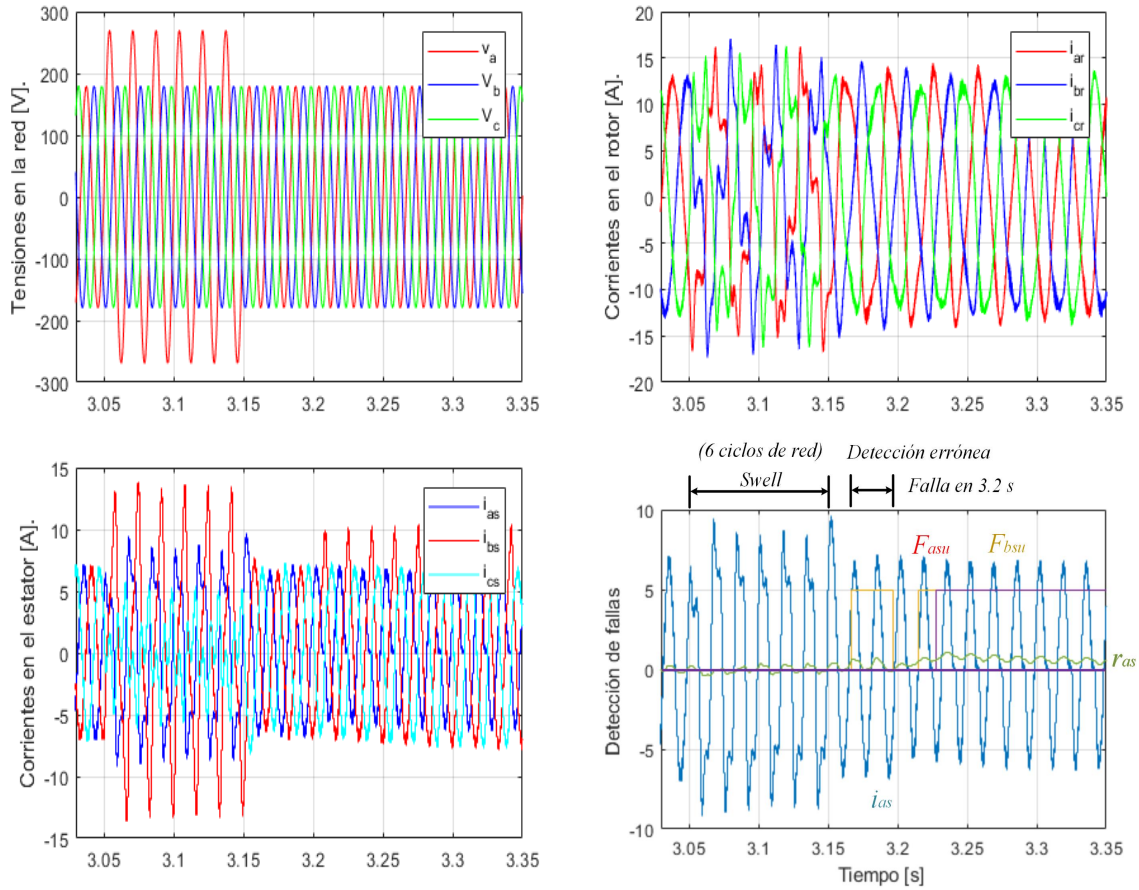


Figura 4.29: Prueba del caso VI: swell del 50%.

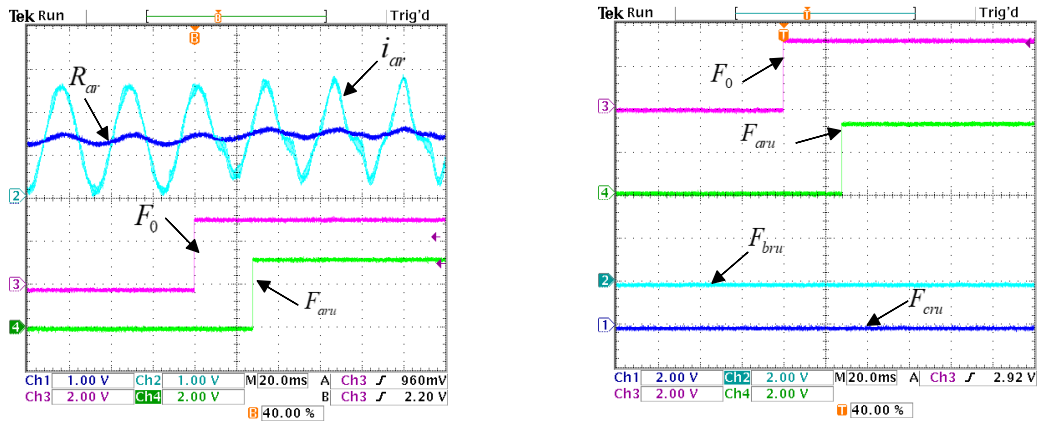


Figura 4.30: Algoritmo de diagnóstico de fallas usando la TWD la wavelet Haar de nivel dos aplicado a la corriente de línea de la fase a , bajo la falla de circuito abierto en Q_1 .

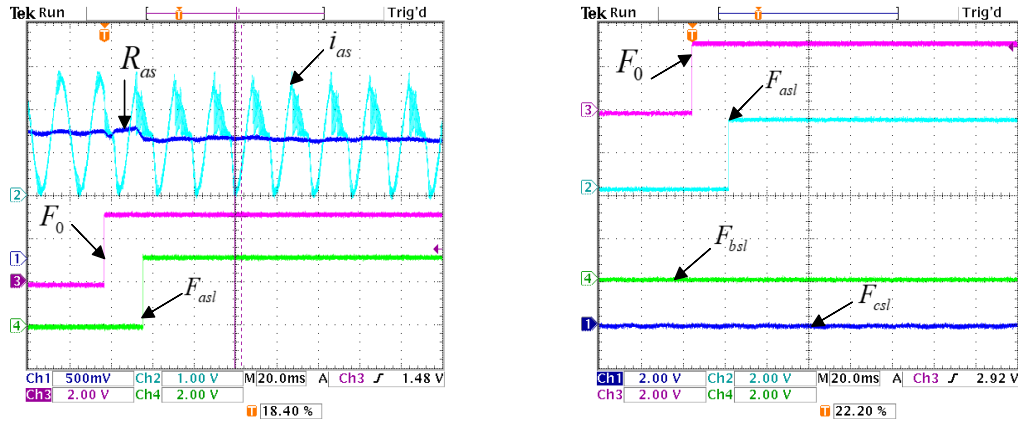


Figura 4.31: Algoritmo de diagnóstico de fallas usando la TWD la wavelet Haar de nivel dos aplicado a la corriente de línea de la fase a , bajo la falla de circuito abierto en Q_{13} .

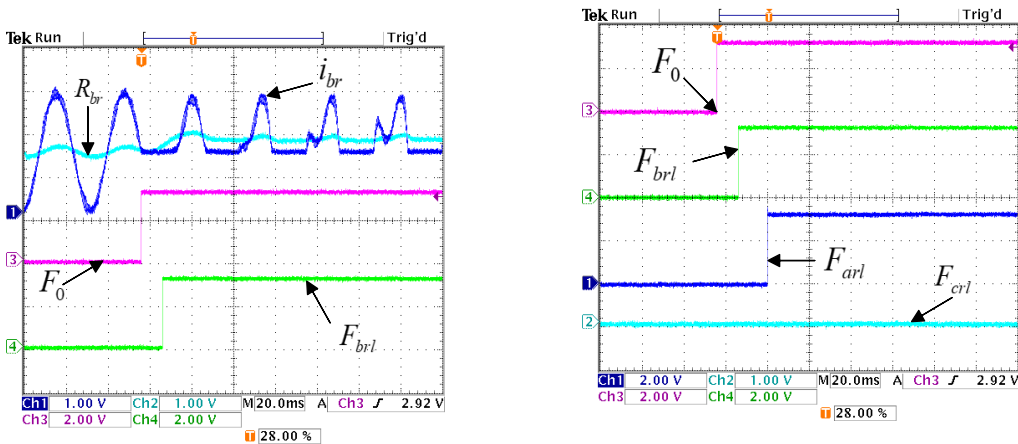


Figura 4.32: Algoritmo de diagnóstico de fallas usando la TWD la wavelet Haar de nivel dos aplicado a la corriente de línea de la fase a , bajo la falla de circuito abierto Q_1 y Q_6 .

fallas propuesto. Las Tablas 4.6 - 4.7 resumen los tiempos de detección obtenidos experimentalmente, así como las correspondientes señales de bandera lógica activadas, utilizando las wavelets Haar y Daubechies 4 respectivamente. Se puede afirmar que el tiempo de detección obtenido en cada caso depende del momento exacto (ángulo eléctrico) en que aparece la falla. Esto se debe principalmente a la respuesta transitoria del propio cálculo del valor medio, pero también a la técnica PD-PWM utilizada.

Los resultados generales muestran tiempos de detección razonables. En general, los tiempos de detección obtenidos con la wavelet de Daubechies 4 muestran resultados similares a los obtenidos con la wavelet de Haar.

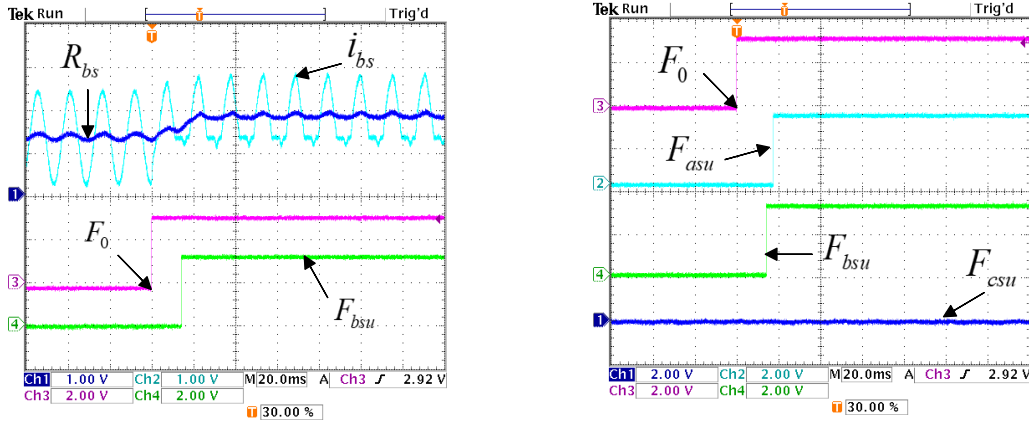


Figura 4.33: Algoritmo de diagnóstico de fallas usando la TWD la wavelet Haar de nivel dos aplicado a la corriente de línea de la fase *a*, bajo la falla de circuito abierto Q_{13} y Q_{18} .

Tabla 4.6: Diagnóstico de fallas utilizando la wavelet Haar ms.

Faults	F_{aru}	F_{bru}	F_{cru}	F_{arl}	F_{brl}	F_{crl}
Q_1	28.0	-	-	-	-	-
Q_3	-	-	-	28.1	-	-
Q_1, Q_6	9.0	-	24.0	-	-	-
Q_3, Q_8	-	-	-	11.0	26.3	-
Faults	F_{asu}	F_{bsu}	F_{csu}	F_{asl}	F_{bsl}	F_{csl}
Q_{13}	19.6	-	-	-	-	-
Q_{20}	-	-	-	20.8	-	-
Q_{13}, Q_{18}	13.8	17.2	-	-	-	-
Q_{16}, Q_{23}	-	-	-	15.0	-	16.0

4.5.2. Pruebas en un DSP con WECS a 1 MVA

Cada vez se proponen sistemas WESC de mayor potencia, y aprovechando una de las ventajas del convertidor multinivel NPC-BTB, que distribuye los esfuerzos entre un número mayor de dispositivos en comparación a otras topologías, se propone evaluar el WECS bajo una operación de 1 MVA de potencia. Lo anterior conlleva diversos cambios que no son estructurales, pero si en el dimensionamiento de los elementos y en los parámetros como las tensiones de la red y el bus de CD junto con la potencia que se propone suministrar a la red. El esquema que se evalúa se muestra en la Figura 2.14, pero utilizando los parámetros de la Tabla 4.8 los cuales pertenecen a una máquina de 1 MVA de potencia. Normalmente estos sistemas operan a una menor frecuencia conforme el nivel de potencia aumenta.

En la Figura 4.34, se presenta una prueba con el convertidor operando a 1 MVA y a 600 Hz de frecuencia de conmutación, los resultados muestran que es factible emplear el esquema de

Tabla 4.7: Diagnóstico de fallas utilizando la wavelet Dabechies 4 en ms.

Faults	F_{aru}	F_{bru}	F_{cru}	F_{arl}	F_{brl}	F_{crl}
Q_1	27.9	-	-	-	-	-
Q_3	-	-	-	28.0	-	-
Q_1, Q_6	9.0	-	23.9	-	-	-
Q_3, Q_8	-	-	-	11.0	26.3	-
Faults	F_{asu}	F_{bsu}	F_{csu}	F_{asl}	F_{bsl}	F_{csl}
Q_{13}	19.5	-	-	-	-	-
Q_{20}	-	-	-	20.8	-	-
Q_{13}, Q_{18}	14.0	17.2	-	-	-	-
Q_{16}, Q_{23}	-	-	-	15.2	-	16.0

Tabla 4.8: Parámetros de operación del WECS para un 1 MVA

Tensiones en la carga (v_a, v_b y v_c)	690 V_{rms}
Tensión en el bus de CD (v_{CD})	1800 V
Inductor de enlace (L)	0.22 mH
Condensadores (C_1 y C_2)	2200 μ F
Potencia nominal (P)	1 MVA
Frecuencia de conmutación (f_s)	600 Hz
Stator inductance L_{ls}	0.0016 mH
Rotor inductance L'_{lr}	0.0089 mH
Magnetizing inductance L_M	0.299 mH
Stator resistance r_s	0.0089 Ω
Rotor resistance r'_r	0.0050 Ω
Resistencia de enlace (R)	5.38 Ω
Frecuencia de operación de la red (f_s)	60 Hz
Numero de par de polos	2
Velocidad del viento V_v	12 m/s
Angulo del Pitch θ_p	15°

diagnóstico para encontrar los elementos que pueden estar fallando ante diferentes regímenes de operación.

Por último, se muestra una falla simple que ocurre en el GSC, que involucra al interruptor Q_{13} . Se puede observar que la falla es diagnosticada a pesar de tener el efecto de la operación del WECS a 600 Hz.

Con la reducción en la frecuencia de conmutación que requiere la aplicación a alta potencia (para disminuir las pérdidas), el algoritmo aún es capaz de realizar el diagnóstico de fallas en los elementos del convertidor BTB-NPC, los tiempos de diagnóstico y procesamiento

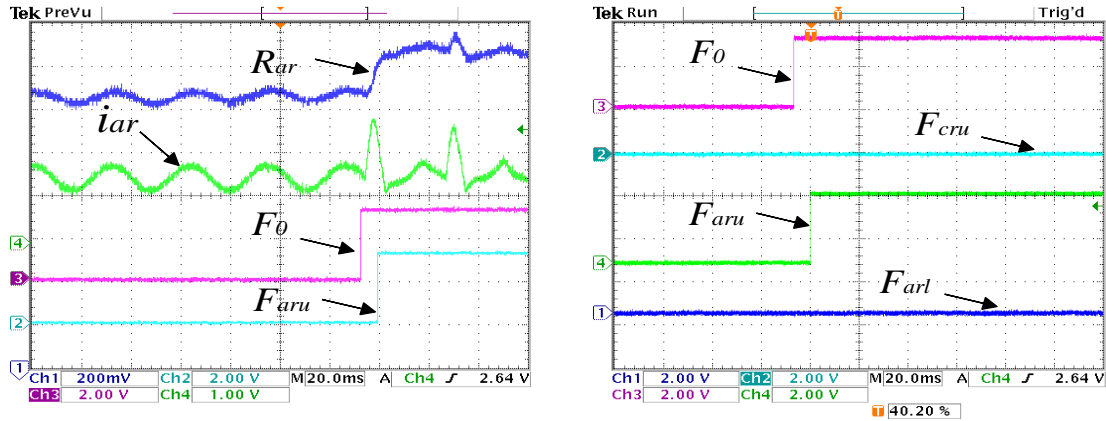


Figura 4.34: Algoritmo de diagnóstico de fallas usando la TWD la wavelet Haar de nivel dos aplicado a la corriente de línea de la fase *a*, bajo la falla de circuito abierto en Q_1 y Q_6 para 1 MVA de potencia.

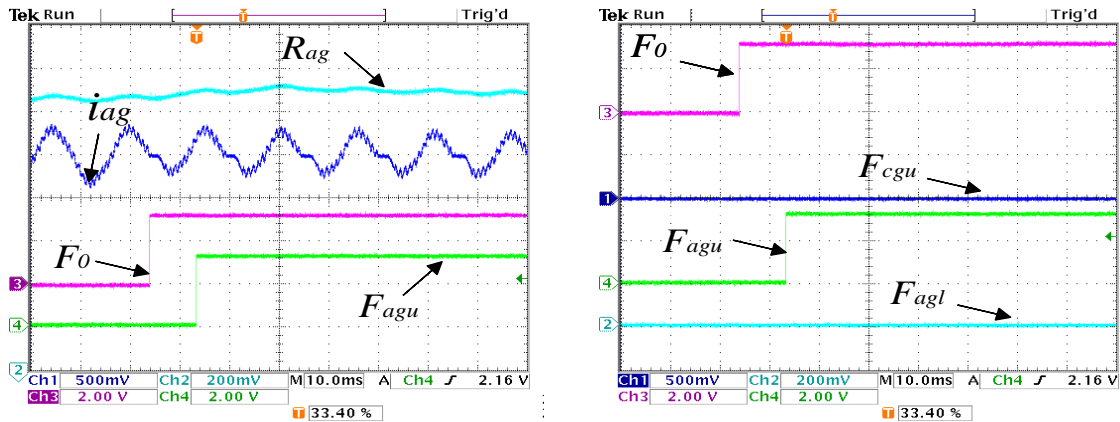


Figura 4.35: Algoritmo de diagnóstico de fallas usando la TWD la wavelet Haar de nivel dos aplicado a la corriente de línea de la fase *a*, bajo la falla de circuito abierto en Q_{13} . para 1 MVA de potencia

prácticamente se mantienen igual, puesto que el análisis es fundamentalmente a frecuencia de red. Por otro lado, el método de la TWD opera como un filtro pasa bajas para la componente de tendencia y como un pasa altas con la componente de fluctuación, por lo que sigue siendo confiable su aplicación para la propuesta del algoritmo de diagnóstico de fallas en aerogeneradores.

4.6. Discusión de los resultados obtenidos

Los resultados que se obtienen con respecto a lo que está reportado en la literatura (Tabla 1.1) y al estudio del estado del arte, indican que la propuesta desarrollada se encuentra entre los algoritmos más rápidos de diagnóstico de fallas en el convertidor de potencia de un WECS,

siendo relevante resaltar que se obtiene un correcto diagnóstico aún ante diversas situaciones como presencia de perturbaciones en la red, el efecto de la impedancia de red, y en potencias de operación desde 1 kW hasta 1 MVA con frecuencias de conmutación de 5 kHz y 600 Hz respectivamente. El algoritmo propuesto también arroja información respecto a la localización de la falla, como en que convertidor sucede, en que fase de dicho convertidor, y en la mayoría de los casos de acuerdo a las Tablas 3.2, 3.3, 3.4, 3.5 y 3.6 se obtiene la información específica de cuál dispositivo está fallando, como por ejemplo en los interruptores de potencia, en los diodos de enclavamiento, ó en algún condensador del bus de CD. Se realizó el estudio y la validación de los algoritmos de diagnóstico de fallas en el convertidor de un sistema WECS basado en DFIG obteniéndose resultados razonables para los siguientes casos:

- El sistema WECS operando en condiciones nominales con un esquema de control FOC y con fallas simples y múltiples en los dispositivos de conmutación, en los diodos de enclavamiento y en los condensadores de bus de CD. Se realizó el diagnóstico de las fallas de los dispositivos sin necesidad de sensores extras.
- El sistema WECS operando con el efecto de la impedancia de red en el PCC con una impedancia que genera que la red ya no sea capaz de suministrar toda la potencia que se desea y el inconveniente de sensar las tensiones en la red con distorsión armónica por los efectos del convertidor, lográndose la detección correcta a pesar de no estar conectado a un bus infinito haciendo a la red débil.
- Considerando el WECS con perturbaciones como sags y swells de tensión con diferentes magnitudes fuera de normativa sometiendo al sistema de control y al algoritmo de detección de fallas a condiciones extremas y operando satisfactoriamente.
- Se realiza la evaluación del algoritmo de detección de fallas propuesto en un dispositivo digital DSP con la finalidad de validarlo. Esto se logró mediante el uso de las corrientes de línea de los convertidores RSC y GSC del sistema en simulación bajo dos enfoques, el primero mediante la obtención de los datos de corriente de la simulación y procesarlas fuera de línea en el DSP y el segundo enfoque ejecutando el algoritmo en línea, donde se introducen los datos de las corrientes muestra a muestra mientras se ejecuta el algoritmo de diagnóstico del fallas en los elementos del convertidor NPC-NPC del WECS.

Con el algoritmo de diagnóstico de fallas propuesto es factible obtener tiempos de detección en el orden de 20 ms o menos, y en comparación con otros métodos reportados de acuerdo a la Tabla 1.1 donde se presentan tiempos rondando los 200 ms, el algoritmo realiza el diagnóstico en tiempos similares a los más rápidos reportados. Por otra parte, es de suma importancia detectar las fallas lo más rápido posible pensando a futuro en la aplicación en esquemas de reconfiguración, por ejemplo en un convertidor que tiene una rama adicional redundante que no está operando y que al momento de detectarse la falla entre en operación. Bajo el esquema propuesto es posible discernir cuál rama falla y sustituirla para regresar al WECS a su condición de operación sin falla, o simplemente para en algunos casos permitir que el sistema WECS opere en condiciones tolerantes a falla con un desempeño reducido. Desde otro

punto de vista, también es necesario que con el fin de diagnosticar las fallas rápidamente no se sacrifique el diagnóstico correcto, un ejemplo de esto es que ante perturbaciones ajenas al convertidor como los sags y swells, el esquema de diagnóstico identifique a estas condiciones como una falla, lo cual tampoco es deseable.

En el caso de la variación paramétrica se plantea una degradación del valor de capacitancia en el condensador C_1 , es posible probar el esquema de diagnóstico y ver su desempeño; se puede notar que ante incertidumbres el esquema de control FOC mantiene los valores de tensión en el bus y las corrientes en ambos convertidores y en una eventual falla como la que se propone en la Figura 4.15 el esquema de diagnóstico es capaz de localizar la falla aún ante la incertidumbre paramétrica en el condensador C_1 y solo localizando la falla del interruptor de potencia.

Conclusiones

En el presente trabajo de tesis se realizó un esquema de diagnóstico de fallas múltiples de circuito abierto en los interruptores de potencia en un convertidor NPC-BTB de un sistema de generación eólica basado en un DFIG (aerogenerador Tipo C), interconectado a red operando con un esquema de control por campo orientado, basado en la Transformada wavelet discreta. Se probó bajo diferentes escenarios de falla, reflejando resultados satisfactorios en la mayoría de los casos, como la versatilidad que tiene este algoritmo ante las pruebas propuestas en el capítulo 4 y además, la información de cuál dispositivo está fallando.

Aunque existen trabajos que presentan resultados sobre el diagnóstico de fallas en aerogeneradores, muchos de ellos se enfocan en los sistemas operando de forma desacoplada del sistema de generación y unos cuantos que muestran el desempeño de su algoritmo como se observó en el Capítulo 1; el inconveniente es que en algunos casos para lograr la parte de diagnóstico se necesitan mediciones adicionales a las que se emplean para el control. Además, los trabajos que se encuentran en la literatura la mayoría se enfocan únicamente en el convertidor VSC-BTB.

El esquema de control FOC fue capaz de diagnosticar correctamente las fallas en los interruptores del RSC y en GSC. Una vez realizado el control se sometió el esquema de diagnóstico más pruebas como el comportamiento con los efectos de la impedancia de la red, donde el sistema no es alimentado por un bus infinito y a pesar de ello es posible el diagnóstico de las fallas en los interruptores de potencia. El algoritmo se probó bajo perturbaciones de la red eléctrica consistentes en sags y swells de diferente magnitud, detectando correctamente las fallas reales en los interruptores del convertidor, y demostrando robustez contra falsas detecciones que pudieran provocarse por perturbaciones que ocurren en la red eléctrica. Además se procedió con el diagnóstico de fallas en el convertidor NPC a diferentes rangos de potencia suministrada a la red. Por otro lado, el algoritmo propuesto es confiable ante perturbaciones de tipo sag y swell que se presenten en la red, mientras sus desviaciones no representen un valor mayor al 50%, lo cual es un valor bastante alejado para la operación normal de las turbinas eólicas interconectadas. El algoritmo es compatible con el estándar IEEE 1547-2018 en cuanto a las definiciones de tensión de operación normales de fuentes de energía distribuida interconectadas a la red, así como en el soporte transitorio de las fuentes ante las variaciones de tensión durante los tiempos y magnitudes especificados. Por último, se presenta el esquema operando en línea en un dispositivo digital. Se efectuaron diversas pruebas mostrando que con un mínimo de mediciones se puede obtener un diagnóstico de fallas correcto en los dispositivos del convertidor BTB-NPC a pesar de presentarse fallas múltiples.

Aportaciones

Como parte del desarrollo de este trabajo, se obtuvieron las siguientes aportaciones:

1. El algoritmo de diagnóstico de fallas múltiple propuesto funciona en diferentes rangos de

- operación, ya que las corrientes provenientes de los convertidores pasan por un proceso de normalización.
2. El esquema de diagnóstico solo emplea las corrientes necesarias para el esquema de control y es capaz de diagnosticar fallas de circuito abierto en los componentes del convertidor de potencia.
 3. Se prueba el algoritmo de diagnóstico de fallas con un esquema de control de campo orientado, el cual enmascara efectos que se reflejan en lazo abierto, complicando la tarea de diagnóstico.
 4. Se prueba el esquema de diagnóstico de fallas variando el efecto de la impedancia de la red en el PCC con impedancias de 1.2 mH y 0.12 mH y se muestra un buen desempeño en el diagnóstico, ya que los resultados arrojan que es posible detectar las fallas a pesar de los efectos que conlleva incluir la impedancia.
 5. Se prueba el esquema de diagnóstico de fallas en presencia de perturbaciones en la red como lo son sags y swells y se obtienen resultados satisfactorios en un rango muy amplio con desviaciones de tensión desde el 15 % hasta el 50 %, que de acuerdo con el estándar IEEE 1547-2018 [79], es un valor muy alejado de las condiciones normales de operación.
 6. Se evalúa el esquema de diagnóstico de fallas en una plataforma digital (DSP) mostrando que este puede operar fuera de línea y en línea en tiempo real, lo cual puede ser empleado para detectar fallas directamente en el convertidor de un sistema de generación o tratar con datos almacenados y realizar un diagnóstico después de la falla.

Trabajos Futuros

Como trabajos futuros se propone:

1. Realizar pruebas con otros esquemas de diagnóstico de fallas manteniendo el enfoque sensorless y comparar el desempeño de este esquema.
2. Replicar el estudio en otra topología de aerogenerador por ejemplo el tipo D, puesto que este tipo de aerogeneradores también es ampliamente utilizado.
3. Comparar el desempeño del esquema de diagnóstico de fallas operando bajo otras técnicas de control empleadas en aerogeneradores para evaluar el desempeño del esquema de diagnóstico y la dependencia del esquema de control.
4. Evaluar el algoritmo de diagnóstico de fallas en otra plataforma digital, por ejemplo en un FPGA ya que en estos dispositivos se tiene la opción de poder evaluar múltiples algoritmos de forma simultánea, realizando operaciones en paralelo.
5. Explorar esquemas de reconfiguración de la topología que emplee el esquema de diagnóstico de fallas como base, esto justifica realizar el proceso de diagnóstico lo más rápido posible.
6. Realizar esquemas de diagnóstico basados en modelo y evaluar su desempeño con los resultados obtenidos.
7. Evaluar el comportamiento del algoritmo de diagnóstico de fallas en una microred, para evaluar si los elementos de la microred afectan de forma significativa el desempeño del algoritmo.
8. Realizar pruebas con otras perturbaciones en la red, por ejemplo, flicker, microcorte, etc, y evaluar el desempeño del esquema de diagnóstico.
9. Expandir el análisis de diagnóstico de fallas a todos los componentes del aerogenerador.
10. Emplear señales provenientes directamente de aerogeneradores en operación y evaluar el desempeño del algoritmo propuesto bajo estas condiciones.

Producción científica

Como resultado de este trabajo de investigación se publicaron los siguientes artículos en revistas y congresos:

Artículos de congreso

- De la Rosa-Mendoza, S. J., Alvarez-Salas, R., Gonzalez-Garcia, M., Cárdenas, V., Pasoz-Flores, F., & Villalobos-Pina, F. J. "*Diagnóstico de fallas de circuito abierto en un inversor trifásico basado en la transformada wavelet discreta*". Congreso Nacional de Control Automático (CNCA) 2018.

- De la Rosa-Mendoza, S. J., Alvarez-Salas, R., Gonzalez-Garcia, M., Cárdenas, V., Pasoz-Flores, F., & Villalobos-Pina, F. J. "*Detección de fallas en el convertidor de potencia con diodos de enclavamiento back-to-back de un sistema de generación eólica*". Congreso Nacional de Control Automático (CNCA) 2019.
- De la Rosa-Mendoza, S. J., Alvarez-Salas, R., Gonzalez-Garcia, M., Cardenas, V., Villalobos-Pina, F. J., & Rodríguez-Rodríguez, J. "*Open-circuit fault detection in the power electronic converter of a wind generation system under sudden grid disturbances*". Congreso Nacional de Control Automático (CNCA) 2021.

Artículos de revistas arbitradas

- De la Rosa-Mendoza, S. J., Alvarez-Salas, R., Gonzalez-Garcia, M., Cardenas, V., Villalobos-Pina, F. J., & Silva-Trujillo, A. G. "*Fault Detection in the NPC Converter of a DFIG-based Wind Generation System with field-oriented control*". Revista Digital Memorias del Congreso Nacional de Control Automático, Número especial 2020, pp. 1-6, ISSN: 2594-2492.

Artículos de revistas indexadas

- San-José de la Rosa-Mendoza, Ricardo Alvarez-Salas, Mario González-García, V. Cárdenas Cárdenas, Francisco-Javier Villalobos-Piña & Homero Miranda-Vidales. "*Fault Detection Based On The Discrete Wavelet Transform For The Converter Of A Wind Power Generator System Operating Under Disturbances In The Grid*". Revista DYNA ingeniería e industria. DOI: <https://doi.org/10.6036/10330>.
- San Jose de la Rosa-Mendoza, Ricardo Alvarez-Salas, Mario González-García, V. Cárdenas Cárdenas, Francisco J. Villalobos-Piña & María del Carmen Rodríguez-Liñán. "*A Discrete Wavelet Transform Based Fault Detection Method for the NPC Converter of a Wind Power Generation System*", Por someter.

Trabajos de divulgación científica

Ponencia en la 1st Ph.D. Mexican Summer School on Power Electronics October 26-27, 2021 "*Diagnóstico de Fallas de Circuito Abierto en el Convertidor de Potencia de un Sistema de Generación Eólica Operando en Presencia de Perturbaciones de la Red*"

Referencias

- [1] REN21, “Renewables 2021 global status report,” REN21 Secretariat, Tech. Rep. (Citado en la p. 1.)
- [2] GWEC, “Global wind report 2021,” Global Wind Energy Council, Tech. Rep. (Citado en la p. 1.)
- [3] M. H. Rashid, *Alternative energy in power electronics*. Butterworth-Heinemann, 2014. (Citado en la p. 1.)
- [4] S. S. de Energía, “Programa de desarrollo del sistema eléctrico nacional 2021-2035,” 2021. (Citado en la p. 1.)
- [5] IEA, “Mexico energy outlook,” International Energy Agency, Tech. Rep. (Citado en la p. 1.)
- [6] T. Ackermann, *Wind power in power systems*. John Wiley & Sons, 2005. (Citado en las pp. 3, 5 y 31.)
- [7] V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro, and M. Narimani, “High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 5, pp. 740–788, 2015. (Citado en las pp. 6 y 52.)
- [8] L. H. Hansen, L. Helle, F. Blaabjerg, E. Ritchie, S. Munk-Nielsen, H. Bindner, P. Soerensen, and B. Bak-Jensen, “Conceptual survey of generators and power electronics for wind turbines,” 2001. (Citado en la p. 7.)
- [9] T. Jing and A. S. Maklakov, “A review of voltage source converters for energy applications,” in *2018 International Ural Conference on Green Energy (UralCon)*, 2018, pp. 275–281. (Citado en la p. 7.)
- [10] L. Malesani, L. Rossetto, P. Tenti, and P. Tomasin, “Ac/dc/ac pwm converter with reduced energy storage in the dc link,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 2, pp. 287–292, 1995. (Citado en la p. 7.)
- [11] W.-S. Chien and Y.-Y. Tzou, “Analysis and design on the reduction of dc-link electrolytic capacitor for ac/dc/ac converter applied to ac motor drives,” in *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No. 98CH36196)*, vol. 1. IEEE, 1998, pp. 275–279. (Citado en la p. 7.)
- [12] A. Schuster, “A matrix converter without reactive clamp elements for an induction motor drive system,” in *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No. 98CH36196)*, vol. 1. IEEE, 1998, pp. 714–720. (Citado en la p. 8.)

- [13] J. Mahlein, M. Bruckmann, and M. Braun, "Passive protection strategy for a drive system with a matrix converter and an induction machine," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 297–303, 2002. (Citado en la p. 8.)
- [14] P. Nielsen, F. Blaabjerg, and J. K. Pedersen, "New protection issues of a matrix converter: Design considerations for adjustable-speed drives," *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 35, no. 5, pp. 1150–1161, 1999. (Citado en la p. 8.)
- [15] C. L. Neft and C. D. Schauder, "Theory and design of a 30-hp matrix converter," in *Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. IEEE, 1988, pp. 934–939. (Citado en la p. 8.)
- [16] R. Beasant, W. Beatie, and A. Refsum, "Current commutation problems in the venturini converter," in *Universities power engineering conference*, 1989, pp. 43–46. (Citado en la p. 8.)
- [17] R. Zhang, F. C. Lee, D. Boroyevich, and H. Mao, "New high power, high performance power converter systems," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 15, no. 3, pp. 456–463, 2000. (Citado en la p. 8.)
- [18] A. M. Trzynadlowski, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, A. Patriciu, and N. Patriciu, "A tandem inverter for high-performance ac drives," in *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No. 98CH36242)*, vol. 1, 1998, pp. 500–505. (Citado en la p. 8.)
- [19] V. Pickert and C. Johnson, "Three-phase resonant converters: An overview," in *IEE Colloquium on Update on New Power Electronic Techniques (Digest No: 1997/091)*. IET, 1997, pp. 2–1. (Citado en la p. 8.)
- [20] R. Teichmann and S. Bernet, "Investigation and comparison of auxiliary resonant commutated pole converter topologies," in *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No. 98CH36196)*, vol. 1, 1998, pp. 15–23. (Citado en la p. 9.)
- [21] S. Debnath, J. Qin, B. Bahrani, M. Saeedifard, and P. Barbosa, "Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 37–53, 2014. (Citado en la p. 9.)
- [22] M. Marchesoni and M. Mazzucchelli, "Multilevel converters for high power ac drives: A review," in *ISIE'93-Budapest: IEEE International Symposium on Industrial Electronics Conference Proceedings*, 1993, pp. 38–43. (Citado en la p. 10.)
- [23] J. Shen and N. Butterworth, "Analysis and design of a three-level PWM converter system for railway-traction applications," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 144, no. 5, pp. 357–371, 1997. (Citado en la p. 10.)

-
- [24] C. Verde, S. Gentil, and R. Morales-Menéndez, *Monitoreo y diagnóstico automático de fallas en sistemas dinámicos*. Editorial Trillas, 2013. (Citado en la p. 10.)
- [25] IEA, “Global energy report 2021,” International Energy Agency, Tech. Rep. (Citado en la p. 12.)
- [26] J. Machowski, J. Bialek, and J. R. Bumby, *Power system dynamics: Stability and Control*. John Wiley & Sons, 2008. (Citado en la p. 12.)
- [27] D. Gautam, V. Vittal, and T. Harbour, “Impact of increased penetration of DFIG-based wind turbine generators on transient and small signal stability of power systems,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 24, no. 3, pp. 1426–1434, 2009. (Citado en la p. 12.)
- [28] P. Kundur, J. Paserba, V. Vittal, and G. Andersson, “Closure of “definition and classification of power system stability”,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 21, no. 1, p. 446, 2006. (Citado en la p. 12.)
- [29] S. O. Showers and A. K. Raji, “Benefits and challenges of energy storage technologies in high penetration renewable energy power systems,” in *2019 IEEE PES/IAS PowerAfrica*, 2019, pp. 209–214. (Citado en la p. 12.)
- [30] F. Ayadi, I. Colak, I. Garip, and H. I. Bulbul, “Impacts of renewable energy resources in smart grid,” in *2020 8th International Conference on Smart Grid (icSmartGrid)*. IEEE, 2020, pp. 183–188. (Citado en la p. 12.)
- [31] A. K. Alsaif, “Challenges and benefits of integrating the renewable energy technologies into the ac power system grid,” *Am. J. Eng. Res*, vol. 6, pp. 95–100, 2017. (Citado en la p. 12.)
- [32] W. Liu, B. Tang, J. Han, X. Lu, N. Hu, and Z. He, “The structure healthy condition monitoring and fault diagnosis methods in wind turbines: A review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 44, pp. 466–472, 2015. (Citado en la p. 13.)
- [33] M. L. Hossain, A. Abu-Siada, and S. Muyeen, “Methods for advanced wind turbine condition monitoring and early diagnosis: A literature review,” *Energies*, vol. 11, no. 5, p. 1309, 2018. (Citado en la p. 13.)
- [34] Z. Gao, C. Cecati, and S. X. Ding, “A survey of fault diagnosis and fault-tolerant techniques part II: Fault diagnosis with knowledge-based and hybrid/active approaches,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 6, pp. 3768–3774, 2015. (Citado en la p. 14.)
- [35] R. Hyers, J. McGowan, K. Sullivan, J. Manwell, and B. Syrett, “Condition monitoring and prognosis of utility scale wind turbines,” *Energy Materials*, 2013. (Citado en la p. 14.)
- [36] I. Antoniadou, G. Manson, W. Staszewski, T. Barszcz, and K. Worden, “A time-frequency analysis approach for condition monitoring of a wind turbine gearbox under varying

- load conditions,” *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 64, pp. 188–216, 2015. (Citado en la p. 14.)
- [37] F. J. Villalobos-Piña and R. Alvarez-Salas, “Algoritmo robusto para el diagnóstico de fallas eléctricas en el motor de inducción trifásico basado en herramientas espectrales y ondeletas,” *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial RIAI*, vol. 12, no. 3, pp. 292–303, 2015. (Citado en la p. 14.)
- [38] I. Abari, A. Lahouar, M. Hamouda, J. B. H. Slama, and K. Al-Haddad, “Fault detection methods for three-level NPC inverter based on DC-bus electromagnetic signatures,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 7, pp. 5224–5236, 2017. (Citado en la p. 15.)
- [39] S. Farnesi, P. Fazio, and M. Marchesoni, “A new fault tolerant NPC converter system for high power induction motor drives,” in *8th IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics & Drives*, 2011, pp. 337–343. (Citado en la p. 15.)
- [40] J.-S. Lee, K.-B. Lee, and F. Blaabjerg, “Open-switch fault detection method of a back-to-back converter using NPC topology for wind turbine systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 1, pp. 325–335, 2014. (Citado en la p. 15.)
- [41] M. Becherif, A. Henni, M. Benbouzid, and M. Wack, “Impedance spectroscopy failure diagnosis of a DFIG-based wind turbine,” in *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 4310–4315. (Citado en la p. 15.)
- [42] D. Lu, W. Qiao, X. Gong, and L. Qu, “Current-based fault detection for wind turbine systems via hilbert-huang transform,” in *2013 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, 2013, pp. 1–5. (Citado en la p. 15.)
- [43] E. Migueláñez and D. Lane, “Predictive diagnosis for offshore wind turbines using holistic condition monitoring,” in *Oceans 2010 MTS/IEEE Seattle*, 2010, pp. 1–7. (Citado en la p. 15.)
- [44] K. Ma, M. Liserre, and F. Blaabjerg, “Operating and loading conditions of a three-level neutral-point-clamped wind power converter under various grid faults,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 1, pp. 520–530, 2013. (Citado en la p. 15.)
- [45] R. A. Ortiz-Medina, F. J. Villalobos-Piña, R. Alvarez-Salas, M. Esparza-González, C. H. Saucedo-Zarate, and V. A. Maldonado-Ruelas, “Detección de fallas de un aerogenerador basado en un PMSG,” *Memorias del Congreso de Control Automático*, vol. 1, no. 1, pp. 477–482, 2018. (Citado en la p. 16.)
- [46] G. A. Skrimpas, C. W. Sweeney, B. B. Jensen, N. Mijatovic, J. Holb *et al.*, “Analysis of generator bearing vibration data for diagnosing rotor circuit malfunction in DFIGs,” in *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2014, pp. 1746–1751. (Citado en la p. 16.)

- [47] A. Hu, X. Yan, and L. Xiang, "A new wind turbine fault diagnosis method based on ensemble intrinsic time-scale decomposition and WPT-fractal dimension," *Renewable Energy*, vol. 83, pp. 767–778, 2015. (Citado en la p. 16.)
- [48] J. Seshadrinath, B. Singh, and B. K. Panigrahi, "Investigation of vibration signatures for multiple fault diagnosis in variable frequency drives using complex wavelets," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 936–945, 2014. (Citado en la p. 16.)
- [49] Z. Xue, K. Xiahou, M. Li, T. Ji, and Q. Wu, "Diagnosis of multiple open-circuit switch faults based on long short-term memory network for DFIG-based wind turbine systems," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 3, pp. 2600–2610, 2019. (Citado en las pp. 16 y 17.)
- [50] C. N. Ibem, M. E. Farrag, and A. A. Aboushady, "Enhanced fault diagnosis of DFIG converter systems," in *2019 54th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*. IEEE, 2019, pp. 1–6. (Citado en la p. 16.)
- [51] E. Artigao, A. Honrubia-Escribano, and E. Gómez-Lázaro, "In-service wind turbine DFIG diagnosis using current signature analysis," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 3, pp. 2262–2271, 2019. (Citado en la p. 16.)
- [52] M. N. Soares, Y. Mollet, M. Kinnaert, J. Gyselinck, and J. Helsens, "Multiphysical time- and frequency-domain fault detection and isolation technique for power-electronic converters in DFIG wind turbines," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 4, pp. 3793–3802, 2020. (Citado en las pp. 16 y 17.)
- [53] S. Xu, S. Tao, W. Zheng, Y. Chai, M. Ma, and L. Ding, "Multiple open-circuit fault diagnosis for back-to-back converter of PMSG wind generation system based on instantaneous amplitude estimation," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 70, pp. 1–13, 2021. (Citado en las pp. 16 y 17.)
- [54] N. Kadandani and Y. Maiwada, "Impact of voltage sag and swell on the power quality of grid connected wind power plant," *the International Journal of Engineering and Science (IJES)*, vol. 4, no. 7, pp. 56–64, 2015. (Citado en la p. 17.)
- [55] T. K. Das and J. Zhang, "Mitigating the impact of voltage sags and swells on type iv wind generator systems," in *2017 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*. IEEE, 2017, pp. 1–5. (Citado en la p. 17.)
- [56] T. K. Das, J. Zhang, and H. R. Pota, "Comparative study of the response of wind turbine generators to voltage sags and swells," in *2016 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*. IEEE, 2016, pp. 1–6. (Citado en la p. 17.)
- [57] J. Slootweg, H. Polinder, and W. Kling, "Dynamic modelling of a wind turbine with doubly fed induction generator," in *Power Engineering Society Summer Meeting, 2001*, vol. 1. IEEE, 2001, pp. 644–649. (Citado en la p. 21.)

- [58] S. Heier, *Grid integration of wind energy: onshore and offshore conversion systems*. John Wiley & Sons, 2014. (Citado en la p. 21.)
- [59] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, and S. D. Pekarek, *Analysis of electric machinery and drive systems*. John Wiley & Sons, 2013, vol. 75. (Citado en las pp. 21, 24 y 29.)
- [60] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, 2002. (Citado en la p. 22.)
- [61] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Pérez, and J. I. Leon, “Recent advances and industrial applications of multilevel converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, 2010. (Citado en la p. 30.)
- [62] N. Mohan and T. M. Undeland, *Power electronics: converters, applications, and design*. John Wiley & Sons, 2007. (Citado en la p. 30.)
- [63] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. John Wiley & Sons, 2011. (Citado en la p. 32.)
- [64] S.-K. Chung, “A phase tracking system for three phase utility interface inverters,” *IEEE Transactions on Power electronics*, vol. 15, no. 3, pp. 431–438, 2000. (Citado en la p. 32.)
- [65] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*. John Wiley & Sons, 2003, vol. 18. (Citado en las pp. 32 y 33.)
- [66] R. Pena, J. Clare, and G. Asher, “Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation,” *IEEE Proceedings-Electric power applications*, vol. 143, no. 3, pp. 231–241, 1996. (Citado en la p. 34.)
- [67] W. Leonhard, *Control of electrical drives*. Springer, 2001. (Citado en la p. 34.)
- [68] A. Kusiak and C. Singh, *Wind Power Systems: Applications of Computational Intelligence*. Springer, 2010. (Citado en la p. 37.)
- [69] M. K. Bourdoulis and A. T. Alexandridis, “Rotor-side cascaded pi controller design and gain tuning for dfig wind turbines,” in *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*. IEEE, 2013, pp. 733–738. (Citado en la p. 37.)
- [70] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*. John Wiley & Sons, 2010. (Citado en la p. 37.)
- [71] L. Yang, G. Y. Yang, Z. Xu, Z. Dong, K. P. Wong, and X. Ma, “Optimal controller design of a doubly-fed induction generator wind turbine system for small signal stability

- enhancement,” *IET generation, transmission & distribution*, vol. 4, no. 5, pp. 579–597, 2010. (Citado en la p. 37.)
- [72] J. G. Proakis, *Digital signal processing: principles algorithms and applications*. Pearson Education India, 2001. (Citado en la p. 46.)
- [73] J. S. Walker, *A primer on wavelets and their scientific applications*. CRC press, 2008. (Citado en la p. 47.)
- [74] I. W. Selesnick, “Wavelet transform with tunable q-factor,” *IEEE transactions on signal processing*, vol. 59, no. 8, pp. 3560–3575, 2011. (Citado en la p. 51.)
- [75] 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)*. IEEE, 2016, pp. 1–6. (Citado en la p. 51.)
- [76] M. Vetterli and J. Kovacevic, *Wavelets and subband coding*. Prentice-hall, 1995, no. BOOK. (Citado en la p. 51.)
- [77] R. A. Ortiz-Medina, F. J. Villalobos-Piña, R. Alvarez-Salas, M. Esparza-González, C. H. Saucedo-Zarate, and V. A. Maldonado-Ruelas, “Detección de fallas de un aerogenerador basado en un pmsg,” in *AMCA Congreso Nacional de Control Automático*, 2018. (Citado en la p. 51.)
- [78] M. H. Bollen, “Understanding power quality problems,” in *Voltage sags and Interruptions*. IEEE press Piscataway, NJ, USA, 2000. (Citado en la p. 78.)
- [79] *IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces, IEEE Std 1547-2018*. inc., 2018, ISBN 978-1-5044-4639-6, New York, USA, 2018. (Citado en las pp. 81 y 94.)
- [80] T. Burton, N. Jenkins, D. Sharpe, and E. Bossanyi, *Wind energy handbook*. John Wiley & Sons, 2011. (Citado en la p. 82.)