



**UNIVERSIDAD MICHOACANA DE SAN
NICOLÁS DE HIDALGO**

**DIVISIÓN DE ESTUDIO DE POSGRADO DE LA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA**

**ESTIMACIÓN DE ESTADO BAJO
CONDICIONES DE DISTORSIÓN ARMÓNICA
EN REDES ELÉCTRICAS CON FUENTES
EÓLICAS DE GENERACIÓN**

TESIS

Que para obtener el grado de:

MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

Presenta:

Ing. Juan Manuel Verduzco Duran

Director de Tesis:

Dr. J. Aurelio Medina Rios

Morelia, Michoacán, Agosto de 2020





ESTIMACIÓN DE ESTADO BAJO CONDICIONES DE DISTORSIÓN ARMÓNICA EN REDES ELÉCTRICAS CON FUENTES EÓLICAS DE GENERACIÓN

Los Miembros del Jurado de Examen de Grado aprueban la **Tesis de Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica** de *Juan Manuel Verduzco Duran*.

Dra. Elisa Espinosa Juárez
Presidenta del Jurado

Dr. J Aurelio Medina Rios
Director de Tesis

Dr. Antonio Ramos Paz
Vocal

Dr. Roberto Tapia Sánchez
Vocal

Dr. Ismael Molina Moreno
Revisor Externo (ITM)

Dr. Roberto Tapia Sánchez
*Jefe de la División de Estudios de Posgrado
de la Facultad de Ingeniería Eléctrica. UMSNH
(Por reconocimiento de firmas)*

UNIVERSIDAD MICHOACANA DE SAN NICOLÁS DE HIDALGO
Agosto 2020

Agradecimientos

- A Dios por permitirme concluir esta etapa de la vida y guiarme en el camino correcto.
- A mis padres, gracias por conducirme a lo largo de la vida brindándome apoyo incondicional en la adversidad. Gracias por todo a Julia Araceli Duran Ramírez y Juan Manuel Verduzco Ocaranza.
- A mi asesor el Dr. J. Aurelio Medina Ríos, por bríndame sus conocimientos, la confianza y paciencia que ha depositado en el desarrollo de mi formación, y el apoyo en la realización de este trabajo de investigación.
- A los profesores del Posgrado de la Facultad de Ingeniería Eléctrica por transmitir sus conocimientos. En particular a Dr. Rafael Cisneros Magaña y Dra. Nadia María Salgado Herrera, los cuales son parte importante en este trabajo de investigación.
- A mis amigos con quien compartí momentos inolvidables (generación 2018-2020) del Posgrado de la Facultad de Ingeniería Eléctrica.
- Al programa Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología CONACYT por su ayuda financiera para realizar mis estudios de maestría.

Resumen

Esta tesis describe una metodología de estimación de estado armónico en el dominio del tiempo (TDHSE), basada en el filtro de Kalman, para estimar voltajes y corrientes no senoidales en redes eléctricas con fuentes de generación eólica.

Se presenta el modelado en espacio de estado de componentes convencionales del sistema eléctrico de potencia y el modelado de la medición de variables eléctricas. Se detalla el modelo matemático en espacio de estado del sistema eólico de generación en coordenadas $dq0$, el cual consiste de una turbina de viento tipo-4 con variaciones de la velocidad del viento y generador síncrono de imanes permanentes conectado a un convertidor back-to-back de escala completa. Además, se desarrolla el modelo para la integración de la fuente eólica de generación al sistema eléctrico de potencia y se describe la metodología de identificación de fuentes de distorsión armónica.

La metodología del TDHSE estima los voltajes internos de los generadores, corrientes de las fuentes de distorsión armónica y corrientes de salida de las fuentes eólicas de generación como errores desconocidos, de modo que, el estimador de estado desconoce la dinámica de dichas variables.

Los resultados de los casos de estudio analizados con la metodología TDHSE se validan con la respuesta obtenida con el simulador Matlab/Simulink[®].

Palabras claves: Espacio de Estado, Componentes Convencionales del SEP, WECS, Turbina Eólica Tipo-4, TDHES.

Abstract

This thesis details a method of harmonic state estimation in the domain (TDHSE), based on the Kalman filter to estimate nonsinusoidal voltages and currents in electrical networks with wind generation sources.

State space modeling of conventional components of the electrical power system and the modeling of the measurement of electrical variables is reported. The mathematical model in state space of the wind system of generation in dq0 coordinates is detailed, which consists of a type-4 wind turbine with wind speed variation effects and a permanent magnets synchronous generator connected to a full-scale back-to-back converter.

In addition, the model for the integration of the wind source of generation to the power system is developed and the method of identification of sources of harmonic distortion is described. The methodology of the TDHSE estimates the internal voltages of generators, currents from the sources of harmonic distortion and output currents from the wind sources of generation as unknown errors, so the state estimator does not know the dynamic of these variables.

The results obtained in the analyzed case studies with the TDHSE methodology are validated against the response obtained with the Matlab/Simulink[®] simulator.

Contenido

Resumen	V
Abstract	VII
Contenido	IX
Lista de Figuras	XI
Lista de Tablas	XIII
Lista de Símbolos	XV
Lista de Acrónimos y Abreviaciones	XIX
1. Introducción	1
1.1. Introducción	1
1.2. Revisión del estado del arte	3
1.3. Justificación	7
1.4. Objetivos de la tesis	8
1.4.1. Objetivo general	8
1.4.2. Objetivos particulares	8
1.5. Metodología	8
1.6. Aportaciones	9
1.7. Hipótesis	9
1.8. Descripción de capítulos	10
2. Modelado de componentes convencionales del sistema eléctrico de potencia	11
2.1. Introducción	11
2.2. Máquina síncrona	12
2.3. Transformador	14
2.4. Línea de transmisión	15
2.5. Carga lineal	16
2.6. Modelo de medición	17
2.7. Conclusiones	19
3. Modelado del sistema eólico de generación	21
3.1. Introducción	21
3.2. Topología del WECS tipo-4	22
3.3. Ecuaciones de voltaje de PMSG	23
3.4. Sistemas mecánicos rotacionales	26

3.5. Modelo mecánico de aerogenerador	26
3.6. Control del PMSG-VSC en coordenadas $dq0$	28
3.6.1. Control de transferencia de potencia del WT-PMSG	31
3.7. Control del VSC-RED en coordenadas $dq0$	34
3.7.1. Control de enlace de corriente continua	36
3.8. Caso de estudio:WECS-PMSG-TIPO-4	41
3.9. Conclusiones	45
4. Modelado de estimación de estado bajo condiciones de distorsión armónica con generación eólica	47
4.1. Introducción	47
4.2. Técnicas de estimación de estado	48
4.2.1. Mínimos cuadrados	48
4.2.2. Mínimos cuadrados ponderados	49
4.2.3. Mínimos cuadrados recursivos	49
4.2.4. Filtro de Kalman	49
4.3. Método de mínimos cuadrados recursivos	50
4.4. Propagación del estado y covarianza	53
4.5. Filtro de Kalman	54
4.6. Integración del WECS-PMSG-TIPO-4 al sistema eléctrico de potencia	57
4.7. Identificación de fuentes de distorsión armónica	59
4.8. Conclusiones	60
5. Casos de estudio	61
5.1. Introducción	61
5.2. Caso de estudio 1: Red de la Isla del Sur de Nueva Zelanda	62
5.3. Caso de estudio 2: Red de la Isla del Sur de Nueva Zelanda con interconexión WECS-PMSG-TIPO-4 y fuente armónica trifásica	69
5.4. Caso de estudio 3: Red de la Isla del Sur de Nueva Zelanda con interconexión de cuatro WECS-PMSG-TIPO-4 y una fuente armónica trifásica	75
5.5. Conclusiones	81
6. Conclusiones generales y trabajos futuros	85
6.1. Conclusiones generales	85
6.2. Trabajos futuros	86
A. Nomenclatura de variables trifásica	89
B. Análisis de Fourie	93
B.1. Análisis de Fourie	93
B.1.1. Transformada de Fourier	93
B.1.2. Transformada Discreta de Fourier	94
B.1.3. Transformada Rápida de Fourier	95
Referencias	97

Lista de Figuras

2.1.	Esquema de la máquina síncrona.	12
2.2.	Circuito equivalente monofásico del generador síncrono.	14
2.3.	Circuito equivalente del transformador.	15
2.4.	Modelo π de la línea de transmisión.	15
2.5.	Conexión de n líneas conectada al nodo i	16
2.6.	Carga lineal.	17
2.7.	Análisis de medición de la línea de transmisión.	18
3.1.	Topología WECS tipo-4.	22
3.2.	Devanados del estator trifásico del PMSG	23
3.3.	Circuito equivalente PMSG-VSC en el marco de referencia dq	29
3.4.	Diagrama de control del PMSG-VSC.	32
3.5.	Circuito equivalente VSC-RED en el marco de referencia de las fases.	34
3.6.	Circuito equivalente VSC-RED en el marco de referencia de dq	35
3.7.	Diagrama de enlace de corriente continua.	36
3.8.	Diagrama de control del VSC-RED.	38
3.9.	Velocidad del viento.	42
3.10.	Par mecánico y electromagnético.	42
3.11.	Corrientes de fases de lado del convertidor PMSG-VSC.	43
3.12.	Voltaje de enlace de corriente directa.	44
3.13.	Corrientes de fases de lado del convertidor VSC-RED	45
4.1.	Diagrama de flujo del algoritmo de estimación de estado bajo condiciones de distorsión armónica.	57
4.2.	Integración del WECS-PMSG-TIPO4 al sistema eléctrico de potencia.	58
5.1.	Sistema de red modificado de la Isla del Sur de Nueva Zelanda.	62
5.2.	Comparación de las corrientes de línea real y estimada.	64
5.3.	Espectro armónico de las corrientes de línea: a) detalle del espectro armónico real y estimado, b) comparación del espectro armónico entre el real y estimado.	65
5.4.	Corriente de fase $i_{IT2_{ABC}}$	65
5.5.	Corriente trifásica de medición $i_{MI1_{ABC}}$	67
5.6.	Inyección de corriente armónica trifásica.	67
5.7.	Voltaje interno del generador trifásico $e_{g1_{ABC}}$	68

5.8. Configuración general de conexión del WECS-PMSG-TIPO-4 a la red. . . .	70
5.9. Corriente trifásica i_{WECS} de WECS-PMSG-TIPO-4.	72
5.10. Corriente secundaria trifásica del transformador $i_{TRO_{ABC}}$	72
5.11. Espectro armónico de $i_{TRO_{ABC}}$	73
5.12. Corriente trifásica $i_{IT2_{ABC}}$	74
5.13. Espectro armónico $i_{IT2_{ABC}}$	74
5.14. Etapas de operación del conjunto de cuatro sistema WECS-PMSG-TIPO-4.	77
5.15. Corriente secundaria trifásica del transformador $i_{TRO_{ABC}}$ primera etapa: a) forma de onda de corriente b) espectro armónico.	77
5.16. Corriente secundaria trifásica del transformador $i_{TRO_{ABC}}$ segunda etapa: a) forma de onda de corriente b) espectro armónico.	78
5.17. Corriente secundaria trifásica del transformador $i_{TRO_{ABC}}$ tercera etapa: a) forma de onda de corriente b) espectro armónico.	79
5.18. Corriente secundaria trifásica del transformador $i_{TRO_{ABC}}$ cuarta etapa: a) forma de onda de corriente b) espectro armónico.	80
A.1. Conexión de n líneas al nodo $I220$ instrumentado.	91

Lista de Tablas

3.1. Parámetros del sistema WECS-PMSG-TIPO-4.	41
5.1. Inyección armónica.	63
5.2. Error de estimación $i_{IT2_{ABC}}$ de fase.	66
5.3. Error de estimación $i_{Inl_{ABC}}$ de fase.	68
5.4. Error de estimación $i_{TRO_{ABC}}$ de fase.	73
5.5. Error de estimación $i_{IT2_{ABC}}$ de fase.	75
5.6. Error promedio de estimación del espectro armónico, primera etapa.	78
5.7. Error promedio de estimación del espectro armónico, segunda etapa.	79
5.8. Error promedio de estimación del espectro armónico, tercera etapa.	80
5.9. Error promedio de estimación del espectro armónico, cuarta etapa.	81
A.1. Nomenclatura de variables de estado.	89
A.2. Nomenclatura de variables de estado casos II y III.	90

Lista de Símbolos

x	Vector de variables de estado
\hat{x}_k	Vector de estados estimados en el instante discreto k .
z_k	Vector de medición en el instante discreto k .
ν_k	Error de medición aleatorio en el instante discreto k .
w_k	Error aleatorio de proceso en el instante discreto k .
J_k	Función objetivo.
H_k	Matriz de coeficientes en el instante discreto k .
K_k	Matriz de ganancia del filtro de Kalman.
P_k	Matriz de covarianza de error de estimación.
R_k	Matriz de covarianza de error de medición.
Q_k	Matriz de covarianza del error de proceso.
I	Matriz de identidad.
σ_x^2	Varianza del número aleatorio.
F_k	Matriz de transición de estados en el instante discreto k .
G_{k-1}	Matriz de entrada en el instante discreto $k - 1$.
u_k	Vector de entrada
K_{dq0}	Matriz de transformada de Park.
ω_r	Velocidad angular eléctrica.
θ_r	Ángulo eléctrico.
i_d	Corriente en coordenada directa del estator PMSG
i_q	Corriente en coordenada cuadratura del estator PMSG.
v_d	Voltaje en coordenada directa del estator PMSG
v_q	Voltaje en coordenada cuadratura del estator PMSG.
r_s	Resistencia del estator.
L	Inductancia.
λ	Enlace de flujo.
ψ_f	Flujo magnético inducido por los imanes permanentes.
J_T	Coefficiente de inercia.
T_e	Par electromagnético.
B_T	Coefficiente de fricción viscosa.
T_m	Par mecánico de la turbina.

P	Número de pares de polos.
ρ_{aire}	Densidad del aire.
r	Radio de la turbina eólica.
v_{viento}	Velocidad del viento.
$C_p(\lambda_T, \beta)$	Coefficiente de potencia.
λ_T	Velocidad específica de los álabes .
β	Ángulo de posición de los álabes.
ω_m	Velocidad angular mecánica del rotor.
v_{invd}	Voltaje en coordenada directa del PMSG-VSC.
v_{invq}	Voltaje en coordenada de cuadratura del PMSG-VSC.
m_d	Índices de modulación en coordenada de directa PMSG-VSC.
m_q	Índices de modulación en coordenada de cuadratura PMSG-VSC.
v_c	Voltaje de enlace de corriente continua.
E_d	Salida del compensador PI en coordenada de directa.
E_q	Salida del compensador PI en coordenada de cuadratura.
$K_{p_{d,q}}$	Ganancia proporcional del control de corriente (eje de directa y cuadratura).
$K_{i_{d,q}}$	Ganancia integral del control de corriente (eje de directa y cuadratura).
τ_i	Constante de tiempo del control de corriente.
$K_{p_{\omega_r}}$	Ganancia proporcional del control de velocidad.
$K_{i_{\omega_r}}$	Ganancia integral del control de velocidad.
τ_{PMSG}	Constante de tiempo del control de velocidad.
$i_{d_{ref}}$	Corriente en coordenada directa de referencia.
$i_{q_{ref}}$	Corriente en coordenada cuadratura de referencia.
$\omega_{r_{ref}}$	Velocidad angular eléctrica de referencia.
i_{dg}	Corriente en coordenada directa del filtro
i_{qg}	Corriente en coordenada cuadratura del filtro.
v_{dg}	Voltaje en coordenada directa del volaje de la red
v_{d_g}	Voltaje en coordenada cuadratura del voltaje de la red.
r_g	Resistencia del filtro.
L_g	Inductancia del filtro.
v_{invd_g}	Voltaje en coordenada directa del VSC-RED.
v_{invq_g}	Voltaje en coordenada de cuadratura del VSC-RED.
m_{dg}	Índices de modulación en coordenada de directa VSC-RED.
m_{qg}	Índices de modulación en coordenada de cuadratura VSC-RED.
ω_0	Frecuencia angular del sistema.
E_{dg}	Salida del compensador PI en coordenada de directa lado VSC-RED.
E_{qg}	Salida del compensador PI en coordenada de cuadratura lado VSC-RED.
$K_{p_{g_{d,q}}}$	Ganancia proporcional del control de corriente (eje de directa y cuadratura) VSC-RED.
$K_{i_{g_{d,q}}}$	Ganancia integral del control de corriente (eje de directa y cuadratura) VSC-RED.
τ_g	Contante de tiempo del control de corriente VSC-RED.
C	Capacitor.
$P_{entrada}$	Potencia de entrada.
P_{salida}	Potencia de salida.
E_C	Energía de almacenamiento del capacitor.
P_{red}	Potencia de red.
$v_{c_{ref}}$	Voltaje de enlace de corriente continua de referencia.

i_{dgref}	Corriente en coordenada directa del filtro de referencia.
i_{qgref}	Corriente en coordenada cuadratura del filtro de referencia.
Q_{ref}	Potencia reactiva de referencia.
K_{pcc}	Ganancia proporcional del control de enlace de corriente directa.
K_{icc}	Ganancia integral del control de enlace de corriente directa.
v_{fdr}	Voltaje en el devanado de excitación del rotor.
v_{kdr}	Voltaje en el devanado de amortiguamiento en el eje d del rotor.
v_{kqr}	Voltaje en el devanado de amortiguamiento en el eje q del rotor.
i_{fdr}	Corriente en el devanado de excitación del rotor.
i_{kdr}	Corriente en el devanado de amortiguamiento en el eje d del rotor.
i_{kqr}	Corriente en el devanado de amortiguamiento en el eje q del rotor.
λ_{fdr}	Enlace de flujo en el devanado de excitación del rotor.
λ_{kdr}	Enlace de flujo en el devanado amortiguador en el eje d del rotor.
λ_{kqr}	Enlace de flujo en el devanado amortiguador en el eje q del rotor.
r_{fdr}	Resistencia del devanado de campo.
r_{kdr}	Resistencia del devanado amortiguador en el eje d .
r_{kqr}	Resistencia del devanado amortiguador en el eje q .
v_{ds}	Voltaje en el eje d del estator de la máquina síncrona.
v_{qs}	Voltaje en el eje q del estator de la máquina síncrona.
v_{0s}	Voltaje en el eje 0 del estator de la máquina síncrona.
i_{ds}	Corriente en el eje d del estator de la máquina síncrona.
i_{qs}	Corriente en el eje q del estator de la máquina síncrona.
i_{0s}	Corriente en el eje 0 del estator de la máquina síncrona.
λ_{ds}	Enlaces de flujo en el eje d del estator de la máquina síncrona.
λ_{qs}	Enlaces de flujo en el eje q del estator de la máquina síncrona.
λ_{0s}	Enlaces de flujo en el eje 0 del estator de la máquina síncrona.
L_s	Inductancia de dispersión.
L_{md}	Inductancias de magnetización del eje d .
L_{mq}	Inductancias de magnetización del eje q .
r_g	Resistencia síncrona.
L_g	Inductancia síncrona.
e_a	Voltaje interno inducido.
i_g	Corriente del generador síncrono.
i_s	Corriente secundaria del transformador.
R_p	Resistencia del transformador.
L_p	Inductancia del transformador.
v_s	Voltaje de envío.
v_r	Voltaje de recepción.
a	Relación de transformación.
i_{sr}	Corriente de línea de transmisión.
L_l	Inductancia de línea de transmisión.
r_l	Resistencia de línea de transmisión.
i_{in}	Corrientes de entrada incidentes al nodo de conexión.
i_{out}	Corrientes de salida incidentes al nodo de conexión.

C_{eq}	Capacitancia equivalente conectada al nodo.
i_{carga}	Corriente de carga.
r_{cargar}	Resistencia de carga.
L_{carga}	Inductancia de carga.
i_{ls}	Corriente de medición del nodo de envío.
i_{lr}	Corriente de medición del nodo de recepción.

Lista de Acrónimos y Abreviaciones

TDHSE	Estimación de estado armónico en el dominio del tiempo.
SEP	Sistema eléctrico de potencia.
PQSE	Estimación de estado en la calidad de la energía.
HSE	Estimación de estado armónico.
TSE	Estimación de estado transitorio.
VSSE	Estimación de estado de depresión de voltaje.
EMS	Sistemas de gestión de energía.
RTU	Unidades terminales remotas.
IED	Dispositivos electrónicos inteligentes.
SCADA	Sistema de supervisión, Control y Adquisición de Datos.
PMU	Unidad de medición fasorial.
GPS	Sistema de posicionamiento global.
SVD	Descomposición de valor singular.
EKF	Filtro de Kalman extendido.
UKF	Filtro de Kalman <i>unscented</i> .
PMSG	Generador síncrono de imanes permanentes.
WECS	Sistemas de conversión de energía eólica.
VSC	Convertidor de fuente de voltaje.

Capítulo 1

Introducción

1.1. Introducción

En años recientes, la creciente integración de fuentes eólicas de generación conectadas al sistema eléctrico de potencia (SEP), se ha debido a la disminución de costo de su producción, instalación y operación, debido al avance tecnológico logrado, a las preocupaciones asociadas con el medio ambiente y el cambio climático, así como a la seguridad energética, principalmente [REN21-Members, 2018] y [Ahmed *et al.*, 2020]. Son innegables las ventajas asociadas con su instalación y operación. Sin embargo, en este tipo de tecnología es también notoria la presencia de fenómenos adversos de calidad de la energía, como resultado en la integración en los distintos sistemas eléctricos, tal que es necesario realizar el estudio del impacto que provoca a la red eléctrica la creciente integración de fuentes eólicas de generación. Idealmente, durante el proceso de generación, transmisión, distribución y consumo de energía eléctrica, las formas de onda de voltaje y corriente, deben ser puramente sinusoidales, con magnitud y frecuencia constante. Sin embargo, esta condición ideal de operación no se presenta, sino que se ve afectada por la presencia de fenómenos adversos en las formas de onda, ocasionados en mayor o menor grado por los distintos componentes de la red eléctrica. Algunos ejemplos de estos fenómenos adversos son las variaciones en el voltaje pico (sag y swell), armónicos e inter-armónicos, flicker y transitorios [Watson, 2010].

La proliferación de dispositivos de electrónica de potencia en generación y trans-

misión presentan retos en la operación del sistema eléctrico de potencia para conservar los parámetros de calidad del suministro de energía [Bozicek *et al.*, 2018]. La seguridad del sistema y la acción de control se llevan a cabo por las diversas funciones del sistema de gestión de energía (EMS, por sus siglas en inglés), las cuales tienen en común la necesidad de conocer el estado actual del sistema proporcionado por el estimador de estado [Monticelli, 1999]. Dado al crecimiento y complejidad del SEP, el monitoreo global tiene limitaciones prácticas y cuestiones económicas, por lo cual, está restringido a un cierto número de dispositivos de medición en los nodos [Molina-Moreno *et al.*, 2017]. Sin embargo, estos dispositivos de medición presentan una serie de inconvenientes que es necesario solventar, entre los que se destacan errores producidos por ruido, fallas del sensor y pérdida de información en determinado intervalo de tiempo.

En general, la estimación de estado es un esquema de procesamiento digital que provee una base de datos confiable y en tiempo real a los EMS. El estimador procesa la información disponible (contaminada con errores) y produce la mejor estimación del estado real del sistema [Larson *et al.*, 1970]. Los distintos fenómenos que abarca el concepto de calidad de energía se han introducido a la técnica de estimación de estado para evaluar de forma precisa cada fenómeno, extendiendo la técnica a estimación de estado de calidad de energía (PQSE, por sus siglas en inglés). Existen diferentes variantes de PQSE, tales como estimación de estado armónico (HSE, por sus siglas en inglés), identificación de fuentes armónicas, estimación de estado transitorio (TSE, por sus siglas en inglés) y estimación de estado de depresiones de voltaje (VSSE, por sus siglas en inglés) [Farzanehrafat y Watson, 2013].

La investigación reportada en esta tesis se enfoca en la estimación de estado armónico en el dominio del tiempo (TDHSE) basado en el filtro de Kalman, en redes eléctricas con fuentes eólicas de generación. Se representa el modelado en espacio de estado de los componentes convencionales del SEP, el modelo de medición y el modelado del sistema eólico de generación. Además, se describe el modelado de integración de la fuente eólica de generación al sistema eléctrico de potencia y el modelado de identificación de fuentes de distorsión armónica.

1.2. Revisión del estado del arte

El estado (normal, emergencia o restauración) de operación del sistema eléctrico de potencia en un instante de tiempo se determina por un conjunto de valores de voltaje (magnitud y ángulo); esto se conoce como estado estático del sistema. La dinámica natural de demanda-generación del SEP varía continuamente, por lo que se realiza su monitoreo continuo con la finalidad de mantener la seguridad del sistema y así determinar acciones preventivas dependiendo del estado operativo. Las subestaciones eléctricas han estado equipadas con equipo de medición como dispositivos de Unidades Terminales Remotas (RTU) y posteriormente por Dispositivos Electrónicos Inteligentes (IED), que han remplazado o complementando las RTU existentes. Tanto RTU y IDE de toda la red se transmiten al Centro de Control a través de un sistema SCADA por su acrónimo de Supervisión, Control y Adquisición de Datos. Por otro lado, los dispositivos de medición disponibles pueden ser insuficientes para conocer el estado operativo de sistema, incluso, los datos de medición generalmente no son lo suficientemente confiables, debido a que usualmente contienen ruido y errores, que pueden ser graves en las mediciones. El estimador de estado proporciona una estimación del estado del sistema basándose en las mediciones disponibles y en el modelo del sistema considerado. La información generada por el estimador es una parte crucial en la aplicación de las funciones del sistema de gestión de energía (EMS) [Abur y Expósito, 2004].

En [Abur y Expósito, 2004] se describe que Fred Schweppe propuso por primera vez la idea de estimación de estado en el sistema de potencia. En [Schweppe y Wildes, 1970] se presenta un estimador de estado estático. El estimador de estado estático resulta de una combinación de dos campos del conocimiento: flujos de potencia y teoría de estimación estadística. Desde entonces, las técnicas de estimación de estado a frecuencia fundamental (condiciones ideales de operación) se han implementado para monitorear el estado del sistema de potencia con un número limitado de medidores.

En [Miller y Lewis, 1971] se presenta un estimador de estado dinámico. Miller propone un modelo lineal para aplicar las aportaciones hechas del filtro de Kalman, para estimar el estado de un sistema de potencia y el estado de enlace de flujo de la máquina síncrona.

En [Heydt, 1989] se presenta el primer estimador de estado armónico estático en el dominio de la frecuencia. El estimador de mínimos cuadrados identifica la ubicación de las fuentes armónicas en el SEP realizando el proceso inverso del análisis de propagación de armónicos. Además, es posible identificar el tipo de fuente armónica por la característica del espectro. Las mediciones de voltaje y corriente son limitadas para ciertos nodos instrumentados.

En [Heydt y Beides, 1991] se propone un estimador de estado armónico dinámico implementando la metodología basada en el filtro de Kalman. En este modelo se considera el sistema de potencia en estado quasi-estático de operación, es decir, tiene una pequeña variación alrededor de su punto de operación. La matriz de transición se considera ser identidad, dado que se plantea que el estado en el tiempo $k + 1$ será el mismo en el tiempo k con una pequeña variación, por lo cual la red no se modela. Además, se utilizan ecuaciones de medición lineales. Las condiciones iniciales se calculan mediante el programa de flujos de potencia armónicos llamado HARFLOW.

En [Molipoulos *et al.*, 1994] se presenta un estimador de estado armónico basado en la aplicación de mínimos cuadrados, asimismo, describe el sistema de medición armónico que consta de la unidad de medición fasorial (PMU) que genera mediciones de fasores sincronizados en toda la red por medio de un sistema de posicionamiento global (GPS). Se obtienen las formas de onda de voltaje y corriente, que a su vez se convierten al dominio de la frecuencia.

En [Matair *et al.*, 2000] se describe un estimador de estado armónico basado en descomposición de valores singulares (SVD, por sus siglas en inglés). La SVD resuelve matrices que son singulares al calcular la pseudoinversa, por lo que el algoritmo puede utilizar las condiciones de observabilidad completa o parcial. El algoritmo puede identificar la fuente armónica de forma remota.

Las unidades de medición fasorial se desarrollaron en la mitad de 1980, lo cual representó un cambio de paradigma para resolver el problema de estimación de estado utilizando únicamente PMU, debido que es posible medir (mediciones lineales) directamente los fasores de voltaje en los nodos, por lo que se implementan estimadores lineales que no requieren procesos iterativos para su solución. Por otra parte, el estimador de estado tradi-

cional consiste en un conjunto de mediciones de datos no sincronizados de flujos de potencia activa y reactiva en elementos de la red, inyecciones y magnitudes de voltaje en los nodos; implícitamente se considera que utilizan el SCADA. En [Zhou *et al.*, 2006] se implementa un estimador de estado tradicional donde la salida se procesa mediante su algoritmo para añadir datos de PMU para ser nuevamente sometido al proceso de estimación. Por lo tanto, los resultados de la estimación de estado tradicional y las mediciones fasoriales con sus respectivas matrices de covarianza de error se consideran como un conjunto de mediciones que son funciones lineales del vector de estado. Esto conlleva a un paso de estimación lineal (no iterativo).

En [Medina y Cisneros-Magaña, 2012] se reporta un estimador de estado armónico en el dominio del tiempo basado en el filtro de Kalman en combinación con un método de Newton basado en el mapa de Poincaré, un proceso de diferenciación numérica y de extrapolación al ciclo límite. Al aplicar la diferenciación numérica se obtiene un estado estable periódico rápido en el dominio del tiempo, comenzando la simulación desde condiciones iniciales en cero. Se considera el caso lineal invariante en el tiempo y se modela en el marco de espacio de estado discretizado.

En [Cisneros-Magaña *et al.*, 2014] se introduce una mejora a la metodología presentada en [Medina y Cisneros-Magaña, 2012], la cual implementa la propiedad de la simetría de media onda en forma de onda de voltaje y corriente; a este método se le denominó diferenciación numérica mejorada (END, por sus siglas en inglés). Permite una condición inicial periódica de estado estable para que el filtro de Kalman se obtenga de forma rápida y precisa, evitando así posibles divergencias del filtro.

En [Karamta y Jamnani, 2016] se da una revisión desde estimación de estado estático a dinámico, la cual describe los inconvenientes del estimador estático y la necesidad de utilizar el estimador de estado dinámico. Presenta las diferentes técnicas de estimación de estado dinámico, donde la mayoría de las técnicas están en las variantes del filtro de Kalman, dado la relativa facilidad de implementación sobre otras técnicas, proporciona la ventaja de que es posible predecir el estado en el siguiente instante. En forma detallada, se describen las diferentes variantes del filtro de Kalman, que corresponden al filtro de Kalman extendido (EKF) y el filtro de Kalman *unscented* (UKF).

En [Molina-Moreno *et al.*, 2017] se presenta un estimador de estado armónico en el dominio del tiempo aplicando el criterio de descomposición de valores singulares (SVD). La metodología conlleva un método para la ubicación óptima de mediciones basada en la observabilidad topológica, explotan la propiedad de simetría de media onda en las formas de ondas de voltaje y corriente para reducir el proceso computacional en aproximadamente 50% y propone un filtro basado en la transformada rápida de Fourier para mitigar el ruido de las mediciones.

En [Tapia-Tinoco, 2017] se presenta la implementación en tiempo real en software OPAL-RT y fuera de línea en Simulink de un estimador de estado armónico en el dominio del tiempo basado en el filtro de Kalman. La metodología presenta un sistema sub-determinado (más variables que mediciones), las corrientes armónicas se consideran errores, a estimar a diferencia de [Molina-Moreno *et al.*, 2017] el cual las considera como entradas. Propone el proceso de ubicación óptima de medidores basado en la observabilidad numérica, el cual se divide en tres partes: modelado en espacio de estado, análisis de observabilidad y análisis de índice de desempeño.

En [Cisneros-Magaña *et al.*, 2018] se aborda el problema de estimación de estado desde la perspectiva de calidad de energía en el dominio del tiempo basado en filtro de Kalman paralelo programado mediante la plataforma CUDA y la librería CUBLAS en el GPU. El algoritmo filtro de Kalman se implementó en paralelo para evaluar las operaciones matriciales y reducir el tiempo de ejecución del filtro. Este algoritmo paralelo resuelve de manera eficiente la estimación del estado en el dominio del tiempo de los sistemas de energía considerando los armónicos que varían en el tiempo, los inter-armónicos, sub-armónicos y los transitorios electromagnéticos.

Hasta el momento, se puede apreciar que en la literatura la aplicación de estimación de estado armónico en el dominio del tiempo se ha realizado en sistemas eléctricos de potencia convencionales con fuentes de distorsión armónica modelado como inyección de corriente (ver en [Medina y Cisneros-Magaña, 2012]) y cargas no lineales considerando un convertidor AC-AC modelado a través de la ecuación de potencia de salida en función del ángulo de disparo, voltaje máximo y la resistencia de carga como en [Tapia-Tinoco, 2017] y [Molina-Moreno *et al.*, 2017]. En la investigación reportada en esta tesis, se propone un

modelo de TDHSE en redes eléctricas con integración de fuentes de energía eólica.

1.3. Justificación

El creciente aumento de diversas cargas no lineales y fuentes eólicas de generación contribuyen a la presencia de efectos adversos en la calidad de energía. Perturbaciones en la calidad de energía ocasionan problemas en la operación del SEP, tal como la reducción de la vida útil de componentes, inestabilidad del SEP, pérdidas adicionales en el SEP, entre otros. El estudio y análisis de calidad de energía con este tipo de tecnología (componentes de electrónica de potencia) se aborda con el propósito particular de determinar si su operación está asociada con el cumplimiento de estándares de niveles armónicos establecidos [IEEE-Std-519, 1992]. El fenómeno de calidad de energía de interés particular en esta investigación, es el asociado con la presencia de armónicos o distorsión armónica de las formas de onda de voltaje y corriente.

Las fuentes eólicas de generación son afectadas por condiciones climatológicas, presentado aleatoriedad e intermitencia en la potencia de salida. Los dispositivos de electrónica de potencia conectados a las fuentes eólicas producen distorsión armónica ocasionada por el proceso de conmutación interno. Esta distorsión armónica se inyecta a la red eléctrica de forma fluctuante debido al funcionamiento estocástico natural de la fuente primaria (viento). La distorsión armónica producida por los aerogeneradores de velocidad variable representa un problema de calidad de energía [Tentzerakis y Papathanassiou, 2007] [Bollen y Yang, 2013], por lo que es necesario realizar estudios ante diferentes escenarios de generación y observar los efectos en el SEP.

Con base en lo anteriormente descrito, se observa que el sistema eléctrico de potencia está en una etapa de expansión, integración de cargas no lineales y la penetración de fuentes eólicas de generación que obligan al monitoreo del SEP para cumplir con los estándares establecidos [IEEE-Std-519, 1992]. Como consecuencia de la gran escala de la red eléctrica, los dispositivos de medición son limitados debido a cuestiones prácticas referentes a la interconexión del sistema, y económicas. Por lo cual, la técnica de estimación de estado armónico se ha perfilado para atender satisfactoriamente esta problemática. El

estimador de estado armónico es un método que permite procesar las mediciones disponibles para estimar el contenido armónico en nodos no monitoreados en redes eléctricas convencionales y con fuentes renovables de energía. En esta tesis se hace énfasis particular al análisis de estimación de estado en redes eléctricas con sistemas eólicos de generación.

1.4. Objetivos de la tesis

1.4.1. Objetivo general

Desarrollar una metodología de estimación de estado armónico en el dominio del tiempo basado en el filtro de Kalman, para estimar voltajes y corrientes en redes eléctricas con fuentes eólicas de generación integradas.

1.4.2. Objetivos particulares

- Implementar estimación de estado armónico en el dominio del tiempo basado en el filtro de Kalman.
- Obtener la representación en espacio de estado de componentes convencionales del sistema eléctrico de potencia.
- Obtener la representación en espacio de estado del modelado del sistema eólico de generación.
- Obtener el modelo unificado de estimación de estado y sistema eólico de generación, su implementación y aplicación práctica mediante casos de estudio.
- Validación de la metodología propuesta en el simulador Matlab/Simulink[®].

1.5. Metodología

A continuación, se describe la metodología que se empleó en líneas generales, para el desarrollo de este trabajo de investigación:

- Revisar en la literatura sobre la implementación de estimación de estado, con la finalidad de realizar el estado del arte, enfocado de manera general y particularizando en la investigación de trabajos recientes de TDHSE.
- Desarrollar la representación en espacio de estado de los componentes convencionales del sistema eléctrico de potencia.
- Implementar el modelo matemático del sistema eólico de generación de una turbina de viento tipo-4, basado en un generador síncrono de imanes permanentes en el marco de referencia $dq0$ con un convertidor de potencia back-to-back. Asimismo, se modela la turbina eólica de accionamiento directo en presencia de fluctuaciones de viento.
- Implementar el estimador de estado armónico basado en el filtro de Kalman, el cual provee una solución recursiva eficiente bajo el criterio de mínimos cuadrados ponderados y la dinámica del sistema.
- Realizar casos de estudio de TDHSE en una red eléctrica de prueba con integración de fuentes eólicas de generación y una fuente de distorsión armónica, validándolo en el simulador Matlab/Simulink[®].

1.6. Aportaciones

Desarrollo de un método y una herramienta digital, para el análisis de estimación de estado armónico en el dominio del tiempo en sistemas eléctricos convencionales y con integración de fuentes eólicas de generación.

Se desarrollo el modelo de enlace de corriente continua de forma compacta para el modelo dinámico de topología de la turbina eólica tipo-4 en el marco de referencia $dq0$.

1.7. Hipótesis

Es posible estimar el contenido armónico de las formas de onda de voltaje y corriente del sistema eléctrico de potencia con fuentes eólicas de generación en presencia de

fluctuaciones de viento, al realizar la técnica de estimación de estado armónico en el dominio del tiempo basado en el filtro del Kalman.

1.8. Descripción de capítulos

El resto del trabajo de investigación está organizado de la siguiente manera:

En el Capítulo 2 se presenta el modelado en espacio de estado de los componentes convencionales del sistema eléctrico de potencia y el modelo de medición.

En el Capítulo 3 se presenta el modelado en espacio de estado del sistema eólico de generación de una turbina de viento tipo-4, basado en un aerogenerador síncrono de imanes permanentes en coordenadas $dq0$. Asimismo, se describe el control para los convertidores VSC. Por último, se presenta un caso de estudio para la validación de las respuestas del modelado matemático del WECS-PMSG-TIPO-4 con respecto al simulador Matlab/Simulink®.

En el Capítulo 4 se describe la técnica de estimación de estado bajo condiciones de distorsión armónica basada en el filtro de Kalman y el diagrama de flujo del TDHSE. Además, se describe el modelado de la integración del WECS-PMSG-TIPO-4 al sistema eléctrico de potencia y la metodología de identificación de fuentes de distorsión armónica. Se detalla el modelo de estimación de estado armónico TDHSE con fuentes eólicas de generación integradas.

En el Capítulo 5 se presenta el estudio de TDHSE en el sistema de red de la Isla del Sur de Nueva Zelanda con integración de fuentes eólica de generación y fuente de distorsión armónica. Se reporta la validación de resultados con el simulador Matlab/Simulink®.

Finalmente, en el Capítulo 6 se reportan las conclusiones generales e identificación de trabajos futuros de investigación.

Capítulo 2

Modelado de componentes convencionales del sistema eléctrico de potencia

2.1. Introducción

La red eléctrica varía en tamaño y en la diversidad de sus componentes. Sin embargo, todas tienen las mismas características básicas. La energía eléctrica se produce en las estaciones generadoras y se transmite a los consumidores a través de una red compleja de componentes individuales, que incluyen líneas de transmisión, transformadores y dispositivos de conmutación, entre otros [Kundur, 1994].

El sistema eléctrico de potencia es un sistema continuo, que puede representarse matemáticamente por un sistema de ecuaciones diferenciales y algebraicas. Una forma conveniente de estas ecuaciones es la formulación de variable de estado, en la que un sistema de n ecuaciones diferenciales lineales de primer orden resulta de un sistema de n ésimo orden [Watson y Arrillaga, 2007].

En este trabajo de investigación se considera un sistema trifásico balanceado de igual magnitud y desfasadas 120° entre sí, cuya suma fasorial es cero en el neutro. Por lo tanto, se representa de forma desacoplada considerando únicamente la red de secuencia

positiva.

2.2. Máquina síncrona

La Figura 2.1 muestra una máquina síncrona trifásica balanceada de polos salientes con conexión estrella en el estator, un devanado de campo y tres devanados de amortiguamiento.

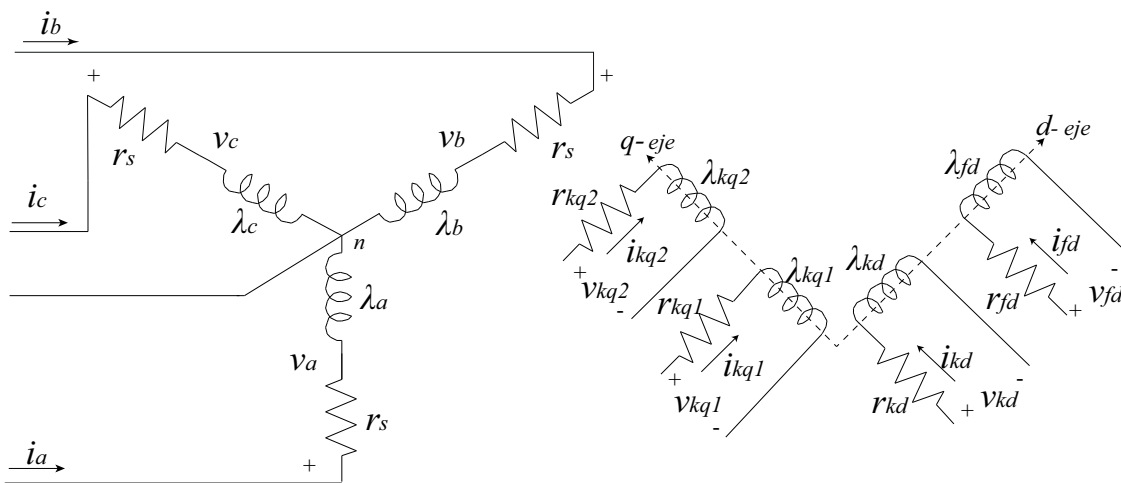


Figura 2.1: Esquema de la máquina síncrona.

Las ecuaciones de voltaje del estator de la máquina, se pueden describir de manera concisa cómo,

$$\mathbf{v}_{abcs} = -\mathbf{r}_s \cdot \mathbf{i}_{abcs} + \frac{\partial}{\partial t}(\boldsymbol{\lambda}_{abcs}), \quad (2.1)$$

donde el subíndice s corresponde a las ecuaciones del estator, \mathbf{v}_{abc} y \mathbf{i}_{abc} son vectores de voltaje y corriente de cada devanados, $\mathbf{r}_s = \text{diag}[r_s \ r_s \ r_s]$ es la resistencia y $\boldsymbol{\lambda}_{abc}$ el vector de los enlaces de flujo de cada fase del estator.

Las ecuaciones de voltaje del rotor de la máquina síncrona son,

$$v_{fdr} = r_{fdr} \cdot i_{fdr} + \frac{\partial}{\partial t}(\lambda_{fdr}) \quad (2.2)$$

$$v_{kdr} = r_{kdr} \cdot i_{kdr} + \frac{\partial}{\partial t}(\lambda_{kdr}) \quad (2.3)$$

$$v_{kq1r} = r_{kq1r} \cdot i_{kq1r} + \frac{\partial}{\partial t}(\lambda_{kq1r}) \quad (2.4)$$

$$v_{kq2r} = r_{kq2r} \cdot i_{kq2r} + \frac{\partial}{\partial t}(\lambda_{kq2r}), \quad (2.5)$$

donde el subíndice r denota a las ecuaciones del rotor, v voltaje, i corriente, r resistencia, λ enlaces de flujo, el subíndice fd es el devanado de excitación, mientras que kd y kq son los devanados de amortiguamiento en el eje de coordenadas de directa y cuadratura, respectivamente.

Al transformar (2.1) en el marco de referencia del rotor se obtiene,

$$v_{ds} = r_s \cdot i_{ds} - \omega_r \lambda_{qs} + \frac{\partial}{\partial t}(\lambda_{ds}) \quad (2.6)$$

$$v_{qs} = r_s \cdot i_{qs} + \omega_r \lambda_{ds} + \frac{\partial}{\partial t}(\lambda_{qs}) \quad (2.7)$$

$$v_{0s} = r_s \cdot i_{0s} + \frac{\partial}{\partial t}(\lambda_{0s}). \quad (2.8)$$

Considerando el análisis de la máquina síncrona en estado estacionario y en condiciones balanceadas se obtiene la siguiente simplificación:

- La velocidad angular eléctrica w_r es igual a la de sincronismo w_e .
- La tasa de tiempo de todos los enlaces de flujo establecidos es igual a cero.
- En los devanados amortiguadores no hay inducción de voltaje, y al no estar alimentado por ninguna fuente externa no fluye corriente en $i_{kdr} = i_{kqr} = 0$.
- Al considerar un sistema balanceado, (2.8) para la secuencia cero no se considera.

Al aplicar estas simplificaciones a (2.2-2.8) se obtiene,

$$v_{ds} = r_s \cdot i_{ds} - \omega_r \lambda_{qs} \quad (2.9)$$

$$v_{qs} = r_s \cdot i_{qs} + \omega_r \lambda_{ds} \quad (2.10)$$

$$v_{fdr} = r_{fdr} \cdot i_{fdr}, \quad (2.11)$$

con

$$\lambda_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + L_{md}(i_{ds} + i_{fdr}) \quad (2.12)$$

$$\lambda_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + L_{mq}(i_{qs}), \quad (2.13)$$

donde es L_s la inductancia de dispersión, L_{md} y L_{mq} son las inductancias de magnetización del eje directo y de cuadratura, respectivamente.

Con lo anterior, en [Krause *et al.*, 2013] se describe el procedimiento del modelado matemático para la simplificación de la máquina síncrona en estado estacionario que se representa en la Figura 2.2.

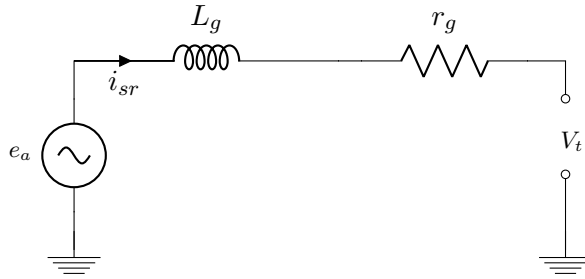


Figura 2.2: Circuito equivalente monofásico del generador síncrono.

$$\frac{\partial}{\partial t}(i_g) = (e_a - r_g \cdot i_g - v_t)/L_g, \quad (2.14)$$

donde r_g y L_g es la resistencia y la inductancia síncrona, respectivamente, e_a es el voltaje interno inducido y v_t voltaje en terminales del generador.

2.3. Transformador

El modelo utilizado del transformador es el de un transformador ideal; es decir, sin pérdidas, que no considera la rama de magnetización. En la Figura 2.3 se muestra el modelo del circuito equivalente de lado primario del transformador a través de su inductancia y resistencia. Por lo tanto, la ecuación que rige la dinámica del transformador es,

$$\frac{\partial}{\partial t}(i_s) = (v_s - v_r - R_p \cdot i_s)/L_p, \quad (2.15)$$

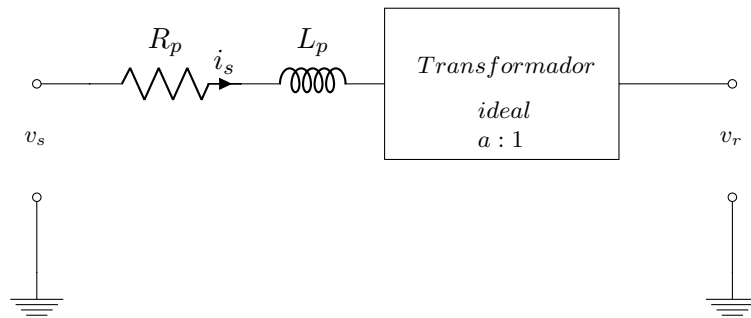
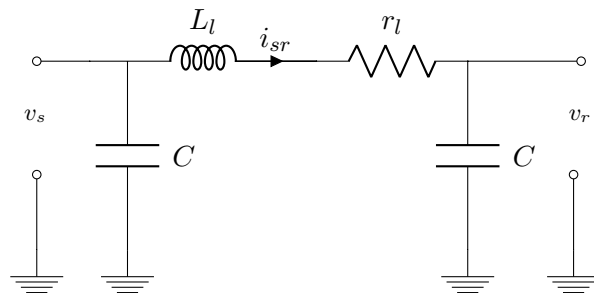


Figura 2.3: Circuito equivalente del transformador.

donde $R_p = r_1 + a^2 \cdot r_2$ y $L_p = L_1 + a^2 \cdot L_2$, los subíndices 1 y 2 denotan el lado primario y secundario del transformador respectivamente, R_p y L_p es la resistencia e inductancia del transformador, $a = v_s/v_r$ es la relación de transformación, v_s y v_r es el voltaje de envío y recepción, respectivamente.

2.4. Línea de transmisión

La línea de transmisión es modelada como un circuito nominal π , según se muestra en la Figura 2.4. En este caso se analiza el nodo de envío (v_s),

Figura 2.4: Modelo π de la línea de transmisión.

$$\frac{\partial}{\partial t}(i_{sr}) = (v_s - v_r - r_l \cdot i_{sr})/L_l. \quad (2.16)$$

v_s y v_r representan los voltajes en terminales de la línea de envío y recepción,

respectivamente. El voltaje en terminales de la línea de transmisión se convierte en una variable de estado debido al capacitor, obteniéndose la siguiente expresión,

$$\frac{\partial}{\partial t}(v_s) = (i_{in} - i_{out})/C, \quad (2.17)$$

donde i_{in} e i_{out} es la corriente de entrada y salida, respectivamente.

La Figura 2.5 muestra una conexión de n número de líneas de transmisión incidentes al nodo v_i ,

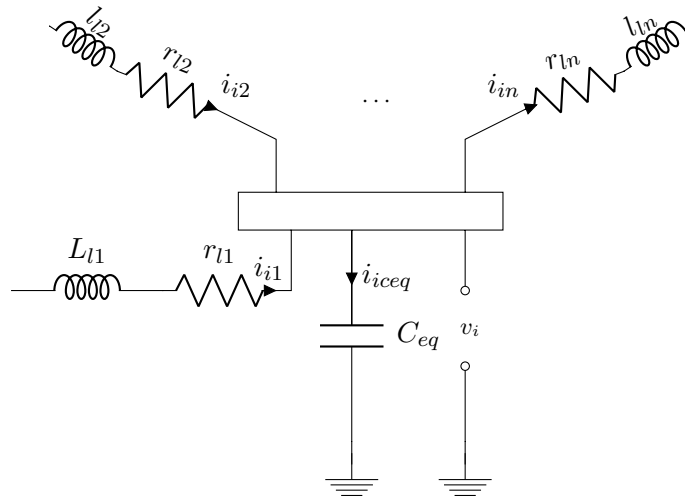


Figura 2.5: Conexión de n líneas conectada al nodo i .

$$\frac{\partial}{\partial t}(v_i) = (i_{in_i} - i_{out_i})/C_{eq}, \quad (2.18)$$

donde i_{in_i} y i_{out_i} todas las corrientes de entrada y salida, respectivamente, C_{eq_i} es al sumatoria de la capacitancia conectada al nodo.

2.5. Carga lineal

La carga lineal es modelada como un circuito RL en paralelo, según se muestra la Figura 2.6, con el propósito de representar la demanda de potencia activa y reactiva del sistema. Al contemplar el inductor se introduce una nueva variable de estado i_L determinada como,

$$\frac{\partial}{\partial t}(i_L) = v_s/L_{carga}. \quad (2.19)$$

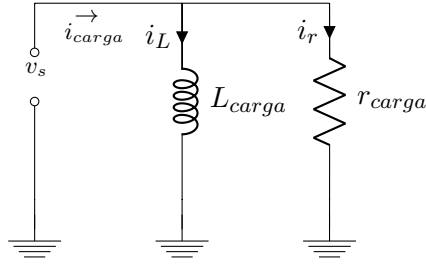


Figura 2.6: Carga lineal.

Por lo tanto, la corriente de la carga es,

$$i_{carga} = i_L + i_r = i_L + v_s/r_{carga}. \quad (2.20)$$

2.6. Modelo de medición

El modelo de medición implementado en ésta tesis está basado en el reportado en [Tapia-Tinoco, 2017]. La elección de medición corresponde a las variables de estado de voltajes y corrientes instantáneos de la red. En algunas variables las mediciones son directas y en otras indirectas, según se describe a continuación:

- Voltajes nodales son mediciones directas.
- Corrientes del generador son mediciones directas.
- Corrientes de carga son mediciones directas.
- Corrientes de línea de transmisión son mediciones directas.

La corriente de carga físicamente se puede medir directamente, no obstante en el modelo en espacio de estado la corriente de carga no es una variable de estado, desde este punto de vista se puede considerar como medición indirecta. Con respecto a la línea de transmisión, se considera como medición directa, sin embargo físicamente no es posible medir el efecto capacitivo de la línea. Esto se aprecia al usar el modelo π de la línea de transmisión, donde se observa que la corriente medible no solo corresponde a la rama RL

sino que también es afectada por el capacitor, el cual drena una parte de la energía a tierra, tal como se muestra en la Figura 2.7.

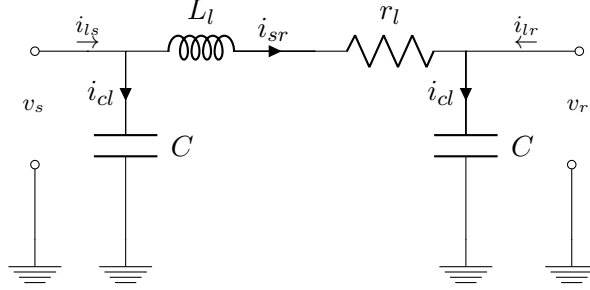


Figura 2.7: Análisis de medición de la línea de transmisión.

Analizando el nodo de envío se obtiene que,

$$i_{ls} = i_{sr} + i_{cl}, \quad (2.21)$$

donde $i_{cl} = C \cdot \frac{\partial}{\partial t}(v_s)$. Al sustituir (2.18) en (2.21), el cual considera el efecto capacitivo de las n líneas conectadas del nodo analizado, obteniéndose,

$$i_{ls} = i_{sr} + \frac{C}{C_{eq}}(i_{in_i} - i_{out_i}). \quad (2.22)$$

Como se está analizando el nodo de envío, la corriente i_{sr} es considerada como salida, tal que, $i_{out_i} = i'_{out} + i_{sr}$. Por lo tanto, la expresión para i_{ls} es,

$$i_{ls} = i_{sr} + \frac{C}{C_{eq}}(i_{in_i} - i'_{out} - i_{sr}) = \left(1 - \frac{C}{C_{eq}}\right)i_{sr} + \frac{C}{C_{eq}}(i_{in_i} - i'_{out}). \quad (2.23)$$

Analizando el nodo de recepción se obtiene que,

$$i_{lr} = i_{cl} - i_{sr} = \frac{C}{C_{eq}}(i_{in_i} - i_{out_i}) - i_{sr}, \quad (2.24)$$

Como se está analizando el nodo de recepción, la corriente i_{sr} es considerada como entrada, tal que, $i_{in_i} = i'_{in} + i_{sr}$. Por lo tanto, la expresión para i_{lr} es,

$$i_{lr} = \frac{C}{C_{eq}}(i'_{in} + i_{sr} - i_{out}) - i_{sr} = \left(\frac{C}{C_{eq}} - 1\right)i_{sr} + \frac{C}{C_{eq}}(i'_{in} - i_{out_i}). \quad (2.25)$$

2.7. Conclusiones

Se han presentado los modelos matemáticos de los componentes convencionales del sistema de potencia. Se ha descrito el modelo de la máquina síncrona en estado estacionario, modelo del transformador ideal, modelo de línea de transmisión y modelo de cargas. En estos modelos no se ha considerado el efecto de las inductancias mutuas, de modo que la representación es mediante un modelo monofásico que se expande con los mismos parámetros y topología a su modelo trifásico. Además, se analizó el modelado de medición, el cual considera el efecto capacitivo de la línea de transmisión.

Capítulo 3

Modelado del sistema eólico de generación

3.1. Introducción

El avance tecnológico logrado en la década de 1980, permitió realizar las primeras instalaciones a escala de turbinas eólicas de 50 kW. Desde entonces, se han empleado desarrollos tecnológicos en el sector industrial de energía eólica, reestructurando la infraestructura de servicios de energía eléctrica en términos de diseño aerodinámico, sistemas mecánicos, generadores eléctricos, convertidores electrónicos de potencia, integración a sistemas de potencia y teoría de control para la operación de los sistemas de conversión de energía eólica (WECS, por sus siglas en inglés) conectada a la red [Yaramasu *et al.*, 2015].

Desde la perspectiva del generador eléctrico, para la aplicación de aerogeneradores, se han utilizado básicamente dos tipos: aerogenerador de velocidad fija y velocidad variable. Actualmente, los aerogeneradores de velocidad variable son los más comúnmente instalados, debido a la flexibilidad en generación de energía activa y reactiva y velocidad de rotación operativa [Sotelo-Martinez y Fuerte-Esquivel, 2015].

3.2. Topología del WECS tipo-4

Los sistemas de conversión de energía eólica se clasifican en dos tipos: velocidad fija y velocidad variable [Nouh y Mohamed, 2014]. El modelo WECS que se describe en esta tesis está basado en un generador síncrono de imanes permanentes (PMSG, por sus siglas en inglés) de accionamiento directo con un convertidor (promediado) de potencia back-to-back de escala completa (WECS-PMSG-TIPO-4). Esta topología, mostrada en la Figura 3.1, de WECS se conoce como Turbina de Viento Tipo-4.

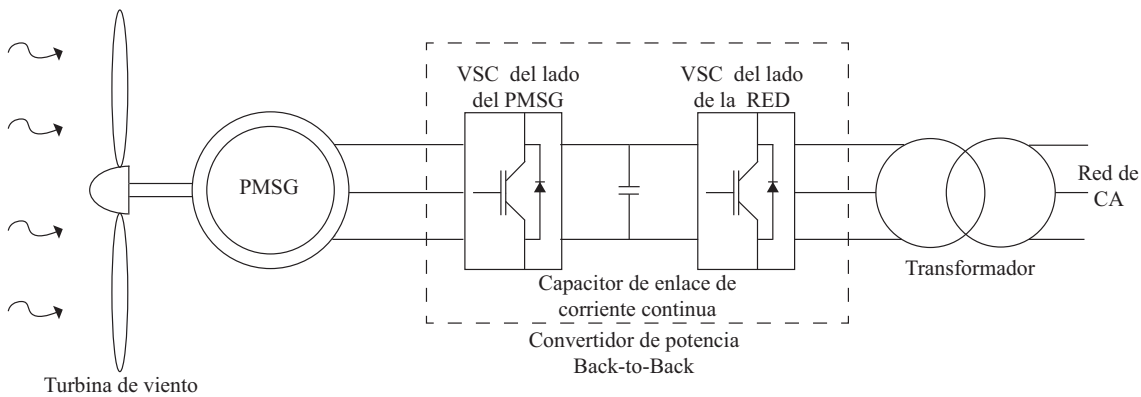


Figura 3.1: Topología WECS tipo-4.

La potencia generada por WECS-PMSG-TIPO-4 se suministra al sistema eléctrico a través del acoplamiento del convertidor back-to-back, de ahí deriva el término “escala completa”.

El modelo WECS-PMSG-TIPO-4 proporciona las siguientes ventajas: el convertidor desacopla la frecuencia eléctrica de la red de la frecuencia mecánica del rotor, permitiendo la operación de velocidad variable del aerogenerador, alta eficiencia, bajo costo de mantenimiento al no tener caja de engranes, flujos bidireccionales, control de enlace de corriente continua y control de potencia activa y reactiva [Salgado *et al.*, 2018].

La desventaja del modelo WECS-PMSG-TIPO-4 es la inyección de mayor número de armónicos a la red y mayor costo con respecto a los tipos (1-3) de turbina de viento.

El modelado de PMSG se describe en [Krause *et al.*, 2013], la estrategia de control que se implementará es la reportada en [Salgado *et al.*, 2018]. El modelado del PMSG se

describe a partir de la Figura 3.2, considerando las siguientes suposiciones:

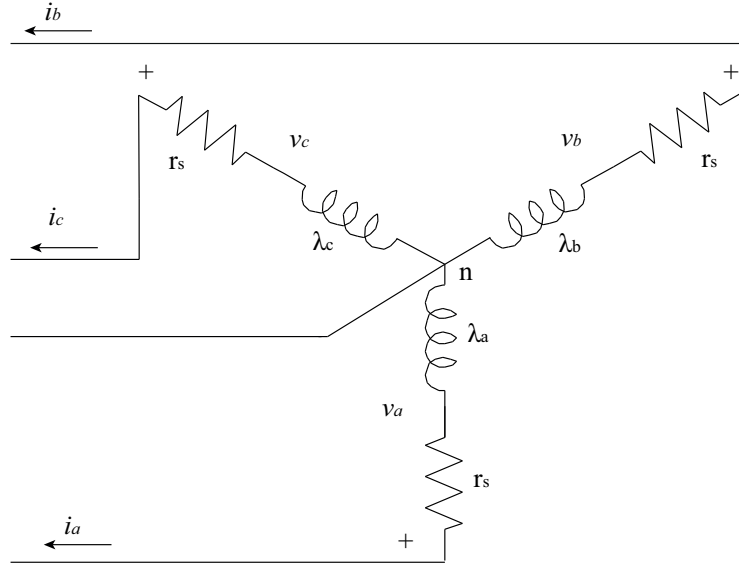


Figura 3.2: Devanados del estator trifásico del PMSG

- Los devanados del estator trifásico son idénticos, están distribuidos sinusoidalmente y desfasados 120° entre sí.
- Los efectos térmicos no se consideran en la resistencia del estator ni en el imán permanente del rotor.

3.3. Ecuaciones de voltaje de PMSG

La ecuación de voltaje del estator de la máquina tiene la forma,

$$\mathbf{v}_{abc} = -\mathbf{r}_s \cdot \mathbf{i}_{abc} - \frac{\partial}{\partial t}(\boldsymbol{\lambda}_{abc}), \quad (3.1)$$

donde \mathbf{v}_{abc} y \mathbf{i}_{abc} son vectores de voltaje y corriente de cada devanado, respectivamente, $\mathbf{r}_s = \text{diag}[r_s \ r_s \ r_s]$ resistencia y $\boldsymbol{\lambda}_{abc}$ vector de los enlaces de flujo de cada fase.

La transformada de Park tiene la propiedad de eliminar todas las inductancias dependientes de la posición del rotor de las ecuaciones de voltaje de la máquina síncrona [Krause *et al.*, 2013]. Para esto se reemplazan las variables asociadas con los devanados del

estator a devanados ficticios que giran a la velocidad angular eléctrica del rotor, es decir, desde el punto de vista del marco de referencia del rotor, la velocidad angular del rotor es igual a la velocidad síncrona.

Para formular la transformación de las variables trifásicas de elementos de circuitos estacionarios, con respecto al marco de referencia del rotor ($dq0$), se aplica la matriz de transformación de Park que tiene la forma,

$$\mathbf{K}_{dq0} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \sin(\theta_r) & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix}. \quad (3.2)$$

Dado que la matriz \mathbf{K}_{dq0} es ortogonal se obtiene,

$$\mathbf{K}_{dq0}^{-1} = \begin{pmatrix} \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 1 \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{pmatrix}, \quad (3.3)$$

$$\mathbf{v}_{dq0} = \mathbf{K}_{dq0} \cdot \mathbf{v}_{abc} \quad \mathbf{i}_{dq0} = \mathbf{K}_{dq0} \cdot \mathbf{i}_{abc} \quad \boldsymbol{\lambda}_{dq0} = \mathbf{K}_{dq0} \cdot \boldsymbol{\lambda}_{abc}. \quad (3.4)$$

Aplicando la transformada de Park a (3.1) resulta,

$$\mathbf{K}_{dq0} \cdot \mathbf{v}_{abc} = -\mathbf{K}_{dq0} \cdot \mathbf{r}_s \cdot \mathbf{i}_{abc} - \mathbf{K}_{dq0} \cdot \frac{\partial}{\partial t}(\boldsymbol{\lambda}_{abc}). \quad (3.5)$$

Considerando que $\mathbf{K}_{dq0}^{-1} \cdot \mathbf{K}_{dq0} = I$, (3.5) toma la forma,

$$\mathbf{K}_{dq0} \cdot \mathbf{v}_{abc} = -\mathbf{K}_{dq0} \cdot \mathbf{r}_s \cdot (\mathbf{K}_{dq0}^{-1} \cdot \mathbf{K}_{dq0}) \cdot \mathbf{i}_{abc} - \mathbf{K}_{dq0} \cdot \frac{\partial}{\partial t}((\mathbf{K}_{dq0}^{-1} \cdot \mathbf{K}_{dq0}) \cdot \boldsymbol{\lambda}_{abc}). \quad (3.6)$$

Sustituyendo las ecuaciones (3.4) en (3.6) resulta en,

$$\mathbf{v}_{dq0} = -\mathbf{K}_{dq0} \cdot \mathbf{r}_s \cdot \mathbf{K}_{dq0}^{-1} \cdot \mathbf{i}_{dq0} - \mathbf{K}_{dq0} \cdot \frac{\partial}{\partial t}(\mathbf{K}_{dq0}^{-1} \cdot \boldsymbol{\lambda}_{dq0}). \quad (3.7)$$

El primer término de lado derecho de la igualdad se sustituye como $\mathbf{K}_{dq0} \cdot \mathbf{r}_s \cdot \mathbf{K}_{dq0}^{-1} = \mathbf{r}_s$ y el segundo término se deriva, obteniéndose,

$$\mathbf{v}_{dq0} = -\mathbf{r}_s \cdot \mathbf{i}_{dq0} - \mathbf{K}_{dq0} \cdot \left[\frac{\partial}{\partial t}(\mathbf{K}_{dq0}^{-1}) \cdot (\boldsymbol{\lambda}_{dq0}) + \mathbf{K}_{dq0}^{-1} \cdot \frac{\partial}{\partial t}(\boldsymbol{\lambda}_{dq0}) \right] \quad (3.8)$$

$$\mathbf{v}_{dq0} = -\mathbf{r}_s \cdot \mathbf{i}_{dq0} - \mathbf{K}_{dq0} \cdot \frac{\partial}{\partial t}(\mathbf{K}_{dq0}^{-1}) \cdot (\boldsymbol{\lambda}_{dq0}) - \mathbf{K}_{dq0} \cdot \mathbf{K}_{dq0}^{-1} \cdot \frac{\partial}{\partial t}(\boldsymbol{\lambda}_{dq0}) \quad (3.9)$$

$$\mathbf{v}_{dq0} = -\mathbf{r}_s \cdot \mathbf{i}_{dq0} - \mathbf{K}_{dq0} \cdot \frac{\partial}{\partial t}(\mathbf{K}_{dq0}^{-1}) \cdot (\boldsymbol{\lambda}_{dq0}) - \frac{\partial}{\partial t}(\boldsymbol{\lambda}_{dq0}). \quad (3.10)$$

Al evaluar el segundo término de lado derecho de la igualdad (3.10) y considerando que $\frac{\partial}{\partial t}(\theta_r) = \omega_r$ se obtiene,

$$\frac{\partial}{\partial t}(\mathbf{K}_{dq0}^{-1}) = \begin{pmatrix} \omega_r \cdot \cos(\theta_r) & -\omega_r \cdot \sin(\theta_r) & 0 \\ \omega_r \cdot \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\omega_r \cdot \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ \omega_r \cdot \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\omega_r \cdot \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

$$\mathbf{K}_{dq0} \cdot \frac{\partial}{\partial t}(\mathbf{K}_{dq0}^{-1}) = \begin{pmatrix} 0 & -\omega_r & 0 \\ \omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (3.12)$$

De forma matricial (3.10),

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 & -\omega_r & 0 \\ \omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_0 \end{pmatrix} - \frac{\partial}{\partial t} \begin{pmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_0 \end{pmatrix}. \quad (3.13)$$

Después de evaluar el sistema en el marco de referencia del rotor se obtiene,

$$v_d = -r_s \cdot i_d + \omega_r \cdot \lambda_q - \frac{\partial}{\partial t}(\lambda_d) \quad (3.14)$$

$$v_q = -r_s \cdot i_q - \omega_r \cdot \lambda_d - \frac{\partial}{\partial t}(\lambda_q) \quad (3.15)$$

$$v_0 = -r_s \cdot i_0 - \frac{\partial}{\partial t}(\lambda_0) \quad (3.16)$$

donde,

$$\lambda_q = L_q \cdot i_q \quad (3.17)$$

$$\lambda_d = L_d \cdot i_d + \psi_f \quad (3.18)$$

$$\lambda_0 = L_0 \cdot i_0. \quad (3.19)$$

Al considerar un sistema balanceado, las corrientes por el neutro son cero, por lo que, $v_0 = 0$,

$$v_d = -r_s \cdot i_d + \omega_r \cdot \lambda_q - \frac{\partial}{\partial t}(\lambda_d) \quad (3.20)$$

$$v_q = -r_s \cdot i_q - \omega_r \cdot \lambda_d - \frac{\partial}{\partial t}(\lambda_q). \quad (3.21)$$

Al sustituir (3.17) y (3.18) en (3.20) y (3.21) se obtiene,

$$v_d = -r_s \cdot i_d + \omega_r \cdot (L_q \cdot i_q) - \frac{\partial}{\partial t}(L_d \cdot i_d + \psi_f) \quad (3.22)$$

$$v_q = -r_s \cdot i_q - \omega_r \cdot (L_d \cdot i_d + \psi_f) - \frac{\partial}{\partial t}(L_q \cdot i_q). \quad (3.23)$$

Por lo tanto,

$$v_d = -r_s \cdot i_d + \omega_r \cdot L_q \cdot i_q - L_d \cdot \frac{\partial}{\partial t}(i_d) \quad (3.24)$$

$$v_q = -r_s \cdot i_q - \omega_r \cdot (L_d \cdot i_d + \psi_f) - L_q \frac{\partial}{\partial t}(i_q). \quad (3.25)$$

Bajo la convención de operación de la máquina como generador, las ecuaciones dinámicas de voltaje y corriente del estator PMSG en el marco de referencia del rotor son,

$$\frac{\partial}{\partial t}(i_d) = \frac{1}{L_d}[-r_s \cdot i_d + \omega_r \cdot L_q \cdot i_q - v_d] \quad (3.26)$$

$$\frac{\partial}{\partial t}(i_q) = \frac{1}{L_q}[-r_s \cdot i_q - \omega_r \cdot (L_d \cdot i_d + \psi_f) - v_q], \quad (3.27)$$

donde los subíndices d y q denotan los ejes de directa y cuadratura, respectivamente, r_s y L es la resistencia e inductancia del estator, i y v es la corriente y voltaje del estator, ω_r es la velocidad angular eléctrica del rotor y ψ_f es el flujo magnético inducido por los imanes permanentes.

3.4. Sistemas mecánicos rotacionales

La dinámica de los sistemas mecánicos rotacionales se describe mediante las leyes de Newton, la segunda ley de Newton establece que la suma algebraica de los momentos o pares aplicados alrededor de un eje fijo es igual al producto de la inercia por la aceleración angular alrededor del eje [Castillo, 2015]. Se representa mediante la siguiente ecuación,

$$\sum PARES = J_T \cdot \frac{\partial}{\partial t}(\omega). \quad (3.28)$$

3.5. Modelo mecánico de aerogenerador

La energía mecánica se transmite a través del tren de accionamiento directo, es decir, no tiene caja de engranes, por lo que el rotor de la turbina eólica y el rotor del

generador están conectados directamente. La ecuación dinámica de la velocidad angular mecánica del rotor puede ser expresada de la siguiente manera,

$$J_T \frac{\partial}{\partial t}(\omega_m) = (T_e - B_T \cdot \omega_m - T_m), \quad (3.29)$$

donde J_T es el coeficiente inercia, T_e el par electromagnético, B_T el coeficiente de fricción viscosa y T_m es el par mecánico de la turbina.

El par electromagnético se obtiene al realizar un análisis de potencia, entre la potencia de salida de la máquina y la potencia instantánea del sistema; como se describe en [Krause *et al.*, 2013]. La potencia de salida de la máquina es el producto del par electromagnético por la velocidad angular mecánica. El par electromagnético en coordenadas ($dq0$) se expresa como,

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot P (\psi_f \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q), \quad (3.30)$$

donde P es el numero de pares de polos. Considerando un PMSG de polos lisos, no hay saliencia, debido a que $L_d = L_q$. Por lo tanto, el par electromagnético es controlado únicamente por la corriente i_q .

La turbina eólica extrae energía del viento cuando fluye a través del área de los álabes, haciendo que la energía cinética del viento se convierta en energía mecánica, que a su vez se transfiere al generador para producir energía eléctrica. La potencia del viento que reciben los álabes del aerogenerador se expresa como,

$$P_{viento} = \frac{1}{2} \cdot \rho_{aire} \cdot \pi \cdot r^2 \cdot v_{viento}^3, \quad (3.31)$$

donde ρ_{aire} es la densidad del aire, r es el radio de la turbina eólica, v_{viento} es la velocidad del viento.

No es posible extraer toda la energía cinética del viento, debido a que cuando el viento fluye a través de la turbina, ésta reduce su velocidad extrayendo una fracción de potencia del viento denominada coeficiente de potencia $C_p(\lambda_T, \beta)$, el cual está en función de la velocidad específica de los álabes λ_T y el ángulo de posición de los álabes β . La potencia mecánica de la turbina se expresa de la siguiente forma,

$$P_m = \frac{1}{2} \cdot \rho_{aire} \cdot \pi \cdot r^2 \cdot C_p(\lambda_T, \beta) \cdot v_{viento}^3 \quad (3.32)$$

$$C_p = \left(\frac{r \cdot C_f}{\lambda_T} - 0.022 \cdot \beta - 2 \right) \cdot e^{(-0.255(r \cdot C_f / \lambda_T))}, \quad (3.33)$$

donde C_f es el coeficiente de diseño y $\lambda_T = \omega_m \cdot r / v_{viento}$. En términos del par mecánico se obtiene,

$$T_m = \frac{P_m}{\omega_m} = \frac{\rho_{aire} \cdot \pi \cdot r^2 \cdot C_p(\lambda_T, \beta) \cdot v_{viento}^3}{2 \cdot \omega_m} \quad (3.34)$$

La representación del modelo PMSG en espacio de estado es,

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{\theta}_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-r_s}{L_d} & \frac{P \cdot \omega_m \cdot L_q}{L_d} & 0 & 0 \\ \frac{-P \cdot \omega_m \cdot L_d}{L_q} & \frac{-r_s}{L_q} & \frac{P \cdot \psi_f}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{3 \cdot P \cdot \psi_f}{2 \cdot J_T} & \frac{-B_T}{J_T} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_m \\ \theta_m \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{-1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J_T} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \\ T_m \end{pmatrix} \quad (3.35)$$

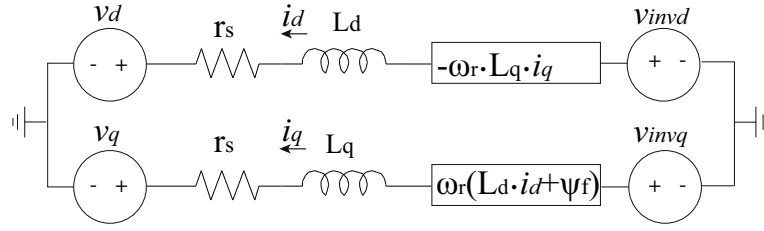
3.6. Control del PMSG-VSC en coordenadas $dq0$

La estrategia de control utilizada en la investigación reportada en ésta tesis consta de un control en cascada, es decir, el primer lazo de control interno controla las corrientes i_d e i_q , según se describe en [Yazdani y Iravani, 2010]. En este caso $i_{d_{ref}} = 0$ e $i_{q_{ref}}$ es la salida del segundo lazo de control externo. El control de corriente tiene la finalidad de controlar la operación dinámica del PMSG.

En el segundo lazo de control externo, se controla w_r como en [Salgado *et al.*, 2018], que a su vez controla el par electromagnético. Este par es controlado por la corriente i_q , por lo que $i_{q_{ref}}$ está determinada por el control de velocidad angular y la salida del compensador PI (proporcional-integral). El control de velocidad angular controla la dinámica del sistema mecánico del PMSG.

Cabe destacar que el lazo de control de corriente se estabiliza más rápido para posteriormente controlar la velocidad angular. Por lo tanto, el control PMSG-VSC se implementa para controlar la velocidad angular eléctrica deseada, con el propósito de capturar la mayor potencia del viento a distintas variaciones de velocidad del viento.

El modelado del PMSG-VSC se realiza en un esquema simplificado, según se muestra en la Figura 3.3.

Figura 3.3: Circuito equivalente PMSG-VSC en el marco de referencia dq .

$$\frac{\partial}{\partial t}(i_d) = \frac{1}{L_d}(-r_s \cdot i_d + P \cdot \omega_m \cdot L_q \cdot i_q - v_d + v_{invd}) \quad (3.36)$$

$$\frac{\partial}{\partial t}(i_q) = \frac{1}{L_q}(-r_s \cdot i_q - P \cdot \omega_m (L_d \cdot i_d + \psi_f) - v_q + v_{invq}) \quad (3.37)$$

v_{invd} y v_{invq} son los voltajes del VSC,

$$v_{invd} = \left(\frac{1}{2}\right) v_c \cdot m_d \quad (3.38)$$

$$v_{invq} = \left(\frac{1}{2}\right) v_c \cdot m_q, \quad (3.39)$$

donde m_d y m_q son los índices de modulación y v_c es el voltaje de enlace de corriente continua.

El desarrollo matemático que se describe a continuación es para obtener la función de transferencia de la coordenada directa, debido a que de manera similar se obtiene la función de transferencia de la coordenada de cuadratura. En las ecuaciones (3.36) y (3.37) se aprecia un acoplamiento cruzado que corresponde a $P \cdot \omega_m \cdot L_q \cdot i_q$ y $P \cdot \omega_m \cdot L_d \cdot i_d$, respectivamente. Para desacoplar esta dinámica se realiza el siguiente procedimiento.

Resolver para v_{invd} de (3.36),

$$v_{invd} = L_d \cdot \frac{\partial}{\partial t}(i_d) + r_s \cdot i_d - P \cdot \omega_m \cdot L_q \cdot i_q + v_d. \quad (3.40)$$

La salida del compensador PI corresponde a,

$$E_d = L_d \cdot \frac{\partial}{\partial t}(i_d) + r_s \cdot i_d. \quad (3.41)$$

Al sustituir E_d en la ecuación (3.40) se obtiene,

$$v_{invd} = E_d - P \cdot \omega_m \cdot L_q \cdot i_q + v_d \quad (3.42)$$

$$v_{invq} = E_q + P \cdot \omega_m(L_d \cdot i_d + \psi_f) + v_q. \quad (3.43)$$

Al sustituir v_{invd} en (3.38) y despejar m_d ,

$$m_d = \left(\frac{2}{v_c}\right) (E_d - P \cdot \omega_m \cdot L_q \cdot i_q + v_d) \quad (3.44)$$

$$m_q = \left(\frac{2}{v_c}\right) (E_q + P \cdot \omega_m(L_d \cdot i_d + \psi_f) + v_q). \quad (3.45)$$

Para obtener la planta de lado PMSG-VSC, se realiza el procedimiento descrito a continuación: sustituir (3.44) en (3.38), para obtener las expresiones para v_{invd} y v_{invq} ; es decir,

$$v_{invd} = \left(\frac{1}{2} \cdot v_c\right) \left(\frac{2}{v_c}\right) (E_d - P \cdot \omega_m \cdot L_q \cdot i_q + v_d) \quad (3.46)$$

$$v_{invd} = E_d - P \cdot \omega_m \cdot L_q \cdot i_q + v_d \quad (3.47)$$

$$v_{invq} = E_q + P \cdot \omega_m(L_d \cdot i_d + \psi_f) + v_q. \quad (3.48)$$

Al sustituir (3.47) en (3.36) se obtiene,

$$\frac{\partial}{\partial t}(i_d) = \frac{1}{L_d}(-r_s \cdot i_d + P \cdot \omega_m \cdot L_q \cdot i_q - v_d + (E_d - P \cdot \omega_m \cdot L_q \cdot i_q + v_d)) \quad (3.49)$$

$$E_d = L_d \cdot \frac{\partial}{\partial t}(i_d) + r_s \cdot i_d \quad (3.50)$$

$$E_q = L_q \cdot \frac{\partial}{\partial t}(i_q) + r_s \cdot i_q. \quad (3.51)$$

Se observa que la planta PMSG-VSC es un sistema lineal de primer orden desacoplado y está controlado por el compensador PI (E_d y E_q). En el dominio de la frecuencia la planta PMVG-VCS tiene la siguiente representación,

$$E_d = L_d \cdot s \cdot i_d + r_s \cdot i_d \quad (3.52)$$

$$E_q = (L_q \cdot s + r_s) i_q, \quad (3.53)$$

reescribiendo la función de transferencia que representa la planta PMSG-VSC se obtiene,

$$i_d = E_d (L_d \cdot s + r_s)^{-1} \quad (3.54)$$

$$i_q = E_q (L_q \cdot s + r_s)^{-1}. \quad (3.55)$$

Con la finalidad de seguir la trayectoria i_d e i_q se utiliza un compensador PI (K_p proporcional, K_i integral), que está determinado por la relación de la inductancia y resistencia del estator con respecto a la constante de tiempo del sistema de lazo cerrado τ_i , la cual se describe en [Salgado *et al.*, 2018],

$$K_{p_{d,q}} = \frac{2.2 \cdot L}{\tau_i} \quad (3.56)$$

$$K_{i_{d,q}} = \frac{2.2 \cdot r_s}{\tau_i}, \quad (3.57)$$

donde τ_i se selecciona en el rango de 5 a 0.5 ms. El valor 2.2 ajusta la respuesta del compensador, la cual se obtuvo de forma experimental utilizando los parámetros del PMSG [Salgado *et al.*, 2018].

3.6.1. Control de transferencia de potencia del WT-PMSG

En el modelo de transferencia de potencia WT-PMSG, se consideran las siguientes características: la velocidad angular de la turbina es igual a la velocidad angular del PMSG, la potencia del WECS es igual a la potencia del PMSG, la potencia de salida del convertidor back-to-back es igual a la potencia del WECS.

El control de velocidad variable del PMSG se realiza partir de la ecuación dinámica de la velocidad angular (3.5). Para representar la planta del aerogenerador, se considera que en estado estable el torque mecánico es igual al torque eléctrico, por lo que $T_m = 0$. Al aplicar la transformada inversa de Laplace a (3.5) se realiza el procedimiento para obtener la función de transferencia de potencia WT-PMSG de primer orden es decir,

$$J_T \cdot s \cdot \omega_m = (T_e - B_T \cdot \omega_m) \quad (3.58)$$

$$\omega_m(J_T \cdot s + B) = T_e \quad (3.59)$$

$$\omega_m = T_e(J_T \cdot s + B_T)^{-1} \quad (3.60)$$

$$\frac{\omega_m}{T_e} = (J_T \cdot s + B_T)^{-1}. \quad (3.61)$$

Con la finalidad de seguir la trayectoria ω_r se utiliza un compensador PI (K_{p_ω} proporcional, K_{i_ω} integral) [Salgado *et al.*, 2018]. Las ganancias del compensador están determinadas por la inercia y el coeficiente de viscosidad del PMSG, con respecto a la constante

de tiempo en lazo cerrado τ_{PMSG} ; es decir,

$$K_{p\omega_r} = \frac{2.2 \cdot J_T}{\tau_{PMSG}} \quad (3.62)$$

$$K_{i\omega_r} = \frac{2.2 \cdot B_T}{\tau_{PMSG}}, \quad (3.63)$$

donde τ_{PMSG} debe ser al menos 10 veces mas grande que τ_i para que no interactúe con el comportamiento de las corrientes.

A partir del diagrama de control del arreglo PMSG-VSC de la Figura 3.4, se obtienen las ecuaciones dinámicas que lo rigen; donde las variables x_1, x_2 y x_3 son las variables diferenciales internas del control.

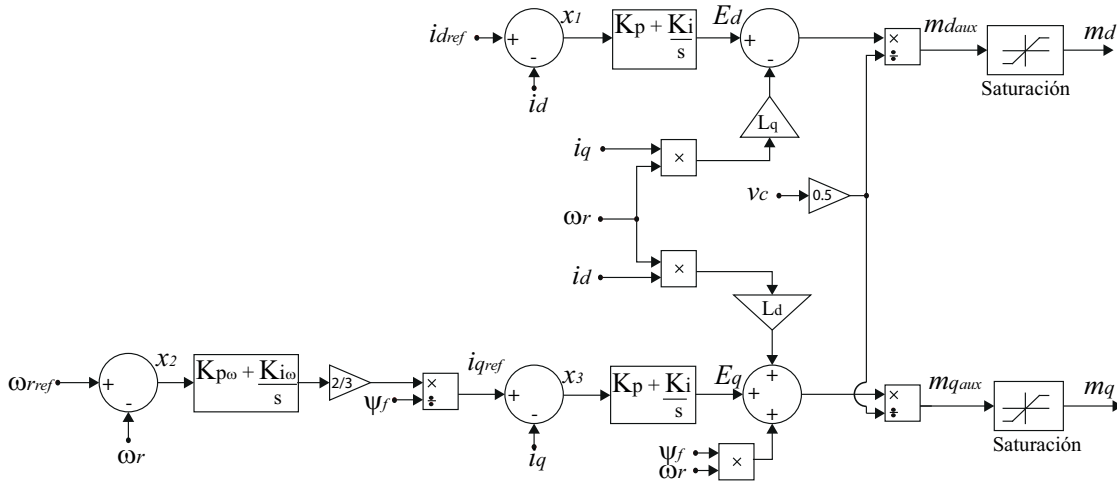


Figura 3.4: Diagrama de control del PMSG-VSC.

$$\frac{\partial}{\partial t}(x_1) = i_{d_{ref}} - i_d \quad (3.64)$$

$$\frac{\partial}{\partial t}(x_2) = \omega_{r_{ref}} - \omega_r \quad (3.65)$$

$$\frac{\partial}{\partial t}(x_3) = i_{q_{ref}} - i_q = \frac{2}{3 \cdot \psi_f} (K_{p\omega} (\omega_{r_{ref}} - \omega_r) + K_{i\omega} \cdot x_2) - i_q. \quad (3.66)$$

El sistema de control PMSG-VCS tiene limitaciones externas en los índices de modulación entre $max = 1$ y $min = -1$, por lo que se consideran las variables auxiliares,

$$m_{d_{aux}} = (K_p \cdot (i_{d_{ref}} - i_d) + K_i \cdot x_1 - P \cdot \omega_m \cdot L_q \cdot i_q) / (0.5 \cdot v_c) \quad (3.67)$$

La saturación de m_d se implementa en código de la forma siguiente,

if $m_{d_{aux}} > min$ y $m_{d_{aux}} < max$

$$m_d = m_{d_{aux}}$$

elseif $m_{d_{aux}} \geq max$

$$m_d = max$$

else $m_{d_{aux}} \leq min$

$$m_d = min$$

end.

$$m_{q_{aux}} = \left(K_p \cdot \left(\frac{2}{3 \cdot \psi_f} (K_{p\omega} (\omega_{r_{ref}} - P \cdot \omega_m) + K_{i\omega} \cdot x_2) - i_q \right) + K_i \cdot x_3 + P \cdot \omega_m \cdot (L_d \cdot i_d + \psi_f) \right) / (0.5 \cdot v_c) \quad (3.68)$$

La saturación de m_q se implementa en código de la siguiente manera,

if $m_{q_{aux}} > min$ y $m_{q_{aux}} < max$

$$m_q = m_{q_{aux}}$$

elseif $m_{q_{aux}} \geq max$

$$m_q = max$$

else $m_{q_{aux}} \leq min$

$$m_q = min$$

end.

La representación en espacio de estado del arreglo PMSG-VSC es,

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{\theta}_m \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-r_s}{L_d} & \frac{P \cdot \omega_m \cdot L_q}{L_d} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-P \cdot \omega_m \cdot L_d}{L_q} & \frac{-r_s}{L_q} & \frac{-P \cdot \psi_f}{L_q} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3 \cdot P \cdot \psi_f}{2 \cdot J_T} & \frac{-B_T}{J_T} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -P & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & \frac{-2 \cdot P \cdot K_{p\omega}}{3 \cdot \psi_f} & 0 & 0 & \frac{2 \cdot P \cdot K_{i\omega}}{3 \cdot \psi_f} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_m \\ \theta_m \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{-1}{J_T} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} (T_m) + \begin{pmatrix} \frac{v_c \cdot m_d}{2 \cdot L_d} \\ \frac{v_c \cdot m_q}{2 \cdot L_q} \\ 0 \\ 0 \\ i_{d_{ref}} \\ \omega_{r_{ref}} \\ \frac{2 \cdot K_{p\omega} \cdot \omega_{r_{ref}}}{3 \cdot \psi_f} \end{pmatrix} \quad (3.69)$$

3.7. Control del VSC-RED en coordenadas $dq0$

El VSC de lado de la red se conecta al sistema eléctrico a través de un filtro RL , donde el sistema eléctrico es modelado como una fuente ideal de voltaje.

La estrategia de control para el VSC-RED consta de un control interno de corriente, según se detalló en la Sección 3.4. En este caso, el lazo de control de corriente utiliza la entrada de referencia de $i_{d_{gref}}$ para controlar el enlace de corriente continua, mientras que $i_{q_{gref}} = 0$, debido que el sistema eléctrico se considera ideal. Por lo tanto, el control VSC-RED es utilizando con la finalidad de mantener constante el voltaje de corriente continua en presencia de perturbaciones.

El modelo del VSC de lado de la red se muestra en la Figura 3.5, la cual representa un esquema simplificado de VSC-RED en coordenadas de fase abc .

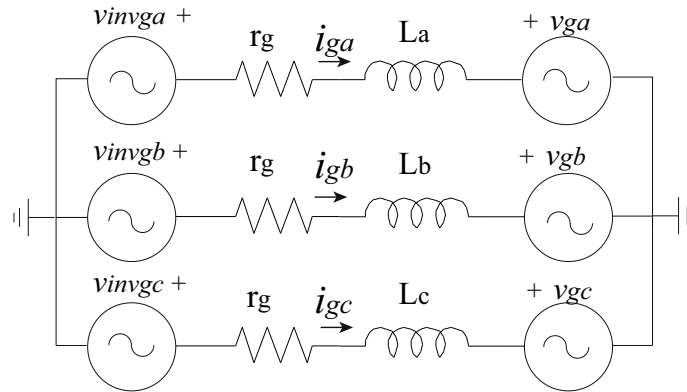


Figura 3.5: Circuito equivalente VSC-RED en el marco de referencia de las fases.

$$\mathbf{L}_{abc} \cdot \frac{\partial}{\partial t}(\mathbf{i}_{gabc}) = -\mathbf{r}_g \cdot \mathbf{i}_{gabc} - \mathbf{v}_{gabc} + \mathbf{v}_{inv,gabc}, \quad (3.70)$$

donde \mathbf{i}_{gabc} y $\mathbf{v}_{inv,gabc}$ son vectores de corrientes y voltajes de cada fase generado por el VSC, $\mathbf{r}_g = \text{diag}[r_g \ r_g \ r_g]$ y $\mathbf{L}_{abc} = [L_a \ L_b \ L_c]$ es el filtro de lado de la red y \mathbf{v}_{gabc} es un vector de cada fase del voltaje de la red.

Al aplicar la transformada de Park a (3.70) y considerando un sistema balanceado,

se obtienen las ecuaciones dinámicas de corriente de eje directo y cuadratura siguientes:

$$\frac{\partial}{\partial t}(i_{dg}) = \frac{1}{L_d}(-r_g \cdot i_{dg} + \omega_0 \cdot L_q \cdot i_{qg} - v_{dg} + v_{invdg}) \quad (3.71)$$

$$\frac{\partial}{\partial t}(i_{qg}) = \frac{1}{L_q}(-r_g \cdot i_{qg} - \omega_0 \cdot L_d \cdot i_{dg} - v_{qg} + v_{invqg}), \quad (3.72)$$

donde ω_0 es la frecuencia de la red y $L_g = L_d = L_q$. El voltaje del inversor está dado por,

$$v_{invdg} = \left(\frac{1}{2}\right) v_c \cdot m_{dg} \quad (3.73)$$

$$v_{invqg} = \left(\frac{1}{2}\right) v_c \cdot m_{qg}. \quad (3.74)$$

En la Figura 3.6 se muestra la representación del circuito equivalente VSC-RED en coordenadas dq .

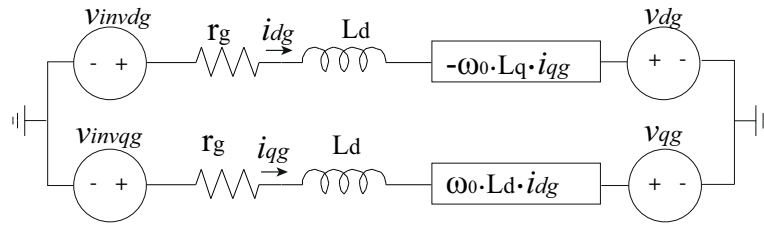


Figura 3.6: Circuito equivalente VSC-RED en el marco de referencia de dq .

A continuación, se presenta el procedimiento matemático para controlar las corrientes i_{dg} y i_{qg} .

En las ecuaciones (3.71) y (3.72) se aprecia un acoplamiento cruzado que corresponde a $\omega_0 \cdot L_q \cdot i_{qg}$ y $\omega_0 \cdot L_d \cdot i_{dg}$, respectivamente. El procedimiento matemático para el desacoplamiento de esta dinámica se describió en la Sección 3.4, las expresiones de los índices de modulación de m_{dg} y m_{qg} son,

$$m_{dg} = \left(\frac{2}{v_c}\right) (E_{dg} - \omega_0 \cdot L_q \cdot i_{qg} + v_{dg}) \quad (3.75)$$

$$m_{qg} = \left(\frac{2}{v_c}\right) (E_{qg} + \omega_0 \cdot L_d \cdot i_{dg} + v_{qg}). \quad (3.76)$$

La planta de lado VSC-RED es,

$$E_{dg} = L_g \cdot \frac{\partial}{\partial t}(i_{dg}) + r_g \cdot i_{dg} \quad (3.77)$$

$$E_{q_g} = L_g \cdot \frac{\partial}{\partial t}(i_{q_g}) + r_g \cdot i_{q_g}. \quad (3.78)$$

Se observa que la planta VSC-RED es un sistema lineal de primer orden y está desacoplado, el cual es controlado por el compensador PI (E_{d_g} y E_{q_g}). En el dominio de la frecuencia la planta VCS-RED tiene la siguiente representación,

$$i_{d_g} = E_{d_g} (L_g \cdot s \cdot i_{d_g} + r_g)^{-1} \quad (3.79)$$

$$i_{q_g} = E_{q_g} (L_g \cdot s \cdot i_{q_g} + r_g)^{-1}. \quad (3.80)$$

Con la finalidad de seguir la trayectoria i_{d_g} e i_{q_g} se utiliza un compensador PI (K_{p_g} proporcional, K_{i_g} integral), que está determinado por la relación de la inductancia y resistencia del filtro con respecto a la constante de tiempo del sistema de lazo cerrado τ_g , descrito en [Salgado *et al.*, 2018]; es decir,

$$K_{p_{g,d,q}} = \frac{L_g}{\tau_g} \quad (3.81)$$

$$K_{i_{g,d,q}} = \frac{r_g}{\tau_g}, \quad (3.82)$$

donde τ_g se selecciona en el rango de 5 a 0.5 ms.

3.7.1. Control de enlace de corriente continua

El modelo del enlace de corriente continua se obtiene del análisis de potencia de la Figura 3.7.

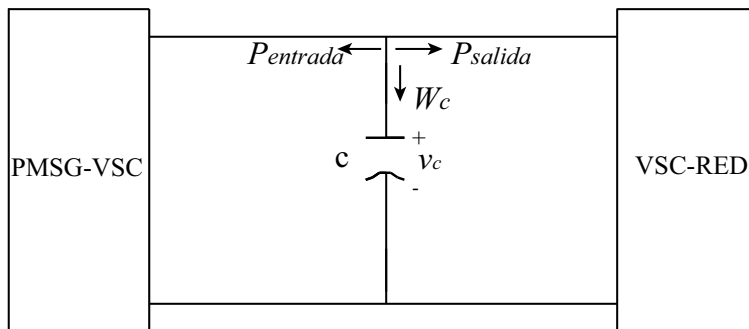


Figura 3.7: Diagrama de enlace de corriente continua.

La dinámica del capacitor se calcula a través de la energía almacenada en sí mismo, por lo tanto,

$$\frac{C}{2} \frac{\partial}{\partial t} (v_c^2) = -P_{entrada} - P_{salida}, \quad (3.83)$$

donde,

$$P_{entrada} = v_{inv_d} \cdot i_d + v_{inv_q} \cdot i_q. \quad (3.84)$$

la potencia de salida se considera en estado estable $v_q = 0$, por lo que,

$$P_{salida} = v_{d_g} \cdot i_{d_g}. \quad (3.85)$$

La dinámica de enlace de corriente continua es,

$$\frac{\partial}{\partial t} (v_c) = \left(\frac{2}{C \cdot v_c} \right) (-v_{inv_d} \cdot i_d - v_{inv_q} \cdot i_q - v_{d_g} \cdot i_{d_g}) \quad (3.86)$$

El control de enlace de corriente continua se realiza a partir de la ecuación de la energía de almacenamiento del capacitor. Considerando que $W_c = P_{red}$ y utilizando el lazo de control de potencia de lado de la red que corresponde a la coordenada de directa se obtiene,

$$W_c = \frac{C}{2} v_c^2 \quad (3.87)$$

$$P_{red} = \frac{C}{2} (v_{c_{ref}}^2 - v_c^2) (E_{d_g}). \quad (3.88)$$

A partir del diagrama de control del VSC-RED de la Figura 3.8 se obtienen las ecuaciones dinámicas que lo rigen, donde las variables x_4 , x_5 y x_6 son las variables diferenciales internas del control.

$$\frac{\partial}{\partial t} (x_4) = v_{c_{ref}}^2 - v_c^2 \quad (3.89)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} (x_5) = i_{d_{g_{ref}}} - i_{d_g} = \frac{2}{3 \cdot v_{d_g}} A - i_{d_g} \quad (3.90)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} (x_6) = i_{q_{g_{ref}}} - i_{q_g} = \frac{-2}{3 \cdot v_{d_g}} (Q_{ref}) - i_{q_g}. \quad (3.91)$$

Los límites externos de potencia; máximo y mínimo, respectivamente, son $max = 2.5 \times 10^6$

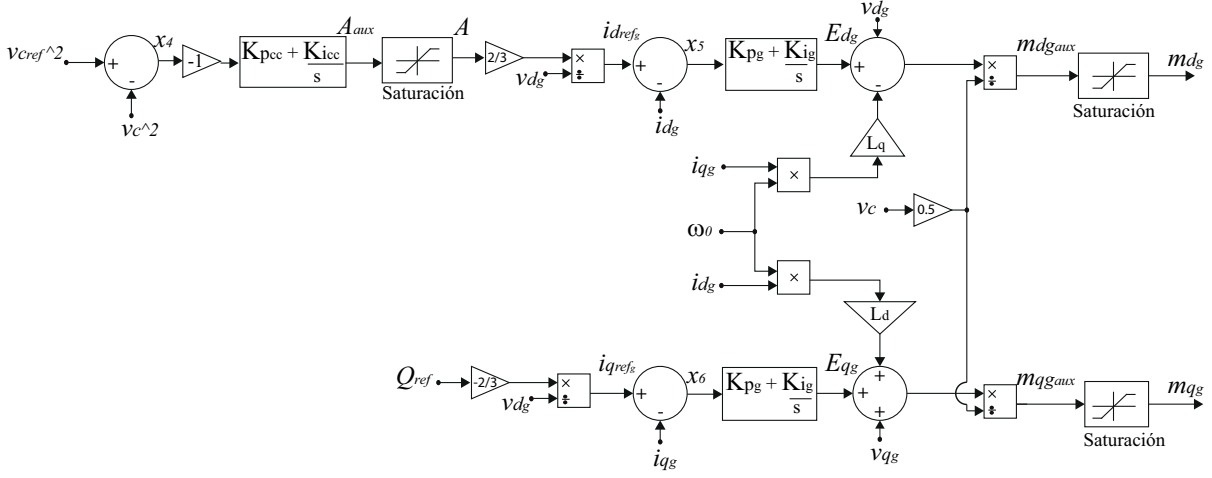


Figura 3.8: Diagrama de control del VSC-RED.

y $min = 0$. Se consideró una potencia 0.5 MW mayor de la potencia nominal del PMSG, obteniendo un factor de seguridad de diseño de 1.25, por lo que se generan las siguientes variables auxiliares,

$$A_{aux} = -K_{pcc}(v_{c_{ref}}^2 - abs(v_c)^2) - K_{icc} \cdot x_4 \quad (3.92)$$

La saturación de la potencia A se implementa en código obteniéndose la siguiente expresión,

if $A_{aux} > min$ y $A_{aux} < max$

$$A = A_{aux}$$

elseif $A_{aux} \geq max$

$$A = max$$

else $A_{aux} \leq min$

$$A = min$$

end.

El sistema de control VSC-RED tiene limitaciones externas en los índices de modulación entre $max = 1$ y $min = -1$, teniéndose ahora las variables auxiliares siguientes,

$$m_{d_{g_{aux}}} = \left(K_{pg} \left(\frac{2}{3 \cdot v_{d_g}} A - i_{d_g} \right) + K_{ig} \cdot x_5 + v_{d_g} - X_L \cdot i_{q_g} \right) / (0.5 \cdot v_c) \quad (3.93)$$

La saturación de m_{d_g} se implementa en código teniendo la siguiente representación,

if $m_{d_{g_{aux}}} > min$ y $m_{d_{g_{aux}}} < max$

$$m_{d_g} = m_{d_{g_{aux}}}$$

elseif $m_{d_{g_{aux}}} \geq max$

$$m_{d_g} = max$$

else $m_{d_{g_{aux}}} \leq min$

$$m_{d_g} = min$$

end.

$$m_{q_{g_{aux}}} = \left(K_{p_g} \left(\frac{-2}{3 \cdot v_{d_g}} - i_{q_g} \right) + K_{i_g} \cdot x_6 + X_L \cdot i_{d_g} \right) / (0.5 \cdot v_c) \quad (3.94)$$

La saturación de m_{q_g} se implementa en código como se muestra a continuación,

if $m_{q_{g_{aux}}} > min$ y $m_{q_{g_{aux}}} < max$

$$m_{q_g} = m_{q_{g_{aux}}}$$

elseif $m_{q_{g_{aux}}} \geq max$

$$m_{q_g} = max$$

else $m_{q_{g_{aux}}} \leq min$

$$m_{q_g} = min$$

end.

La representación en espacio de estado del VSC-RED sin considerar la entrada de potencia tiene la forma siguiente,

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{d_g} \\ \dot{i}_{q_g} \\ \dot{v}_c \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-r_g}{L_{d_g}} & \frac{L_{q_g} \cdot \omega_0}{L_{d_g}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-L_{d_g} \cdot \omega_0}{L_{q_g}} & \frac{-r_g}{L_{q_g}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -v_{d_g} \left(\frac{2}{C} \right) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -v_c & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{d_g} \\ i_{q_g} \\ v_c \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{-1}{L_{d_g}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} (v_{d_g}) + \begin{pmatrix} \frac{v_{inv_{d_g}}}{L_{d_g}} \\ \frac{v_{inv_{q_g}}}{L_{q_g}} \\ 0 \\ v_{c_{ref}}^2 \\ \frac{2}{3 \cdot v_{d_g}} A \\ \frac{-2}{3 \cdot v_{d_g}} Q_{ref} \end{pmatrix} \quad (3.95)$$

3.8. Caso de estudio:WECS-PMSG-TIPO-4

Las respuestas del modelo WECS-PMSG-TIPO-4 son validadas mediante el software Matlab/Simulink[®]. El caso de estudio del WECS-PMSG-TIPO-4 consta de un aerogenerador PMSG de polos lisos, conectado a un convertidor back-to-back y este a su vez es conectado a un bus infinito (red eléctrica) a través de un filtro RL. Los parámetros del sistema WECS-PMSG-TIPO-4 se muestran en la Tabla 3.1. El diseño del convertidor VSC es de 2 MW, que corresponde a la potencia de salida de la turbina del PMSG y un voltaje de 2500 V de línea a línea (voltaje del bus infinito).

Tabla 3.1: Parámetros del sistema WECS-PMSG-TIPO-4.

Generador síncrono de imanes permanentes (PMSG)			
T_m	-8.49×10^5 N.m	P	4
B_T	4.04×10^3 N.m.s	ψ_f	5.82 Wb
J_T	2.7×10^6 Kg.m ²	ρ_{aire}	1.225 Kg/m ³
L_d	1.6×10^{-3} H	r_s	8.2×10^{-4} Ω
c_f	0.54	r	55 m
Convertidor back-to-back			
K_p	$L_d/2.2 \times 10^{-3}$	K_i	$r_s/2.2 \times 10^{-3}$
$K_{p\omega}$	$(2.2 \cdot J)/15$	$K_{i\omega}$	$(2.2 \cdot B)/15$
r_g	0.24 Ω	L_g	1.2×10^{-3} H
C	1.1×10^{-3} F	$v_{c_{ref}}$	5000 V
K_{pg}	$L_g/0.5 \times 10^{-3}$	K_{ig}	$r_g/0.5 \times 10^{-3}$
K_{pcc}	$L_g/5 \times 10^{-3}$	K_{icc}	$r_g//5 \times 10^{-3}$

En el caso de estudio se propone observar el comportamiento del WECS-PMSG-TIPO-4 al aplicar variaciones de viento como se muestra en la Figura 3.9. Además, se realiza un decremento de amplitud en la velocidad angular eléctrica de referencia $w_{r_{ref}}$ de 1 rad/s a 0.9 rad/s en el lapso de tiempo de 14 s a 14.2 s.

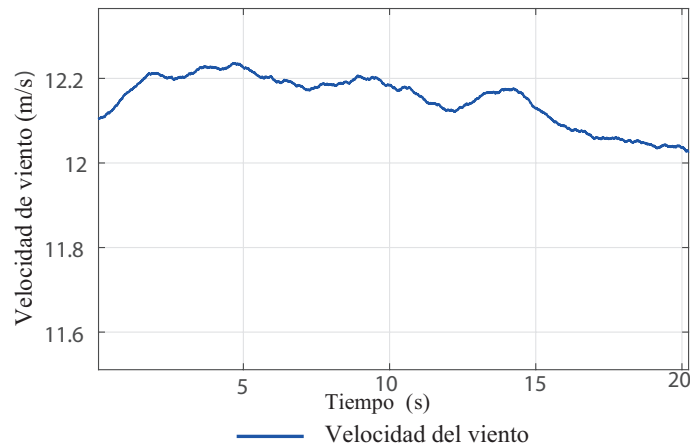


Figura 3.9: Velocidad del viento.

En la Figura 3.10 se muestran el par electromagnético y par mecánico, respectivamente. Se observa que el par electromagnético sigue la evolución en el tiempo del par mecánico. Asimismo, se aprecia que tienen variaciones dado al comportamiento de las fluctuaciones del viento. La disminución de w_{ref} provoca que el par electromagnético aumente y esto a su vez incrementa la potencia de salida.

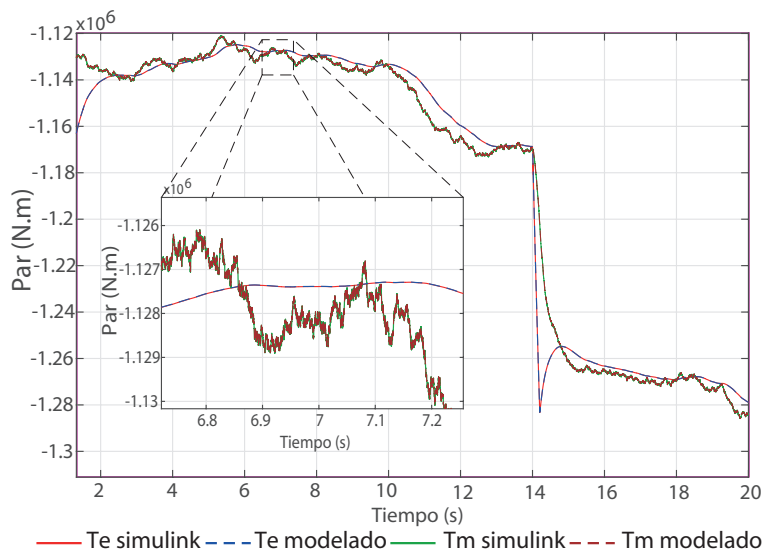


Figura 3.10: Par mecánico y electromagnético.

De la Figura 3.11 se observa que las corrientes de fase del lado del generador

PMSG-VSC no tienen la frecuencia de la red. Esto se debe a que el WECS-PMSG-TIPO-4 está desacoplado a través del convertidor back-to-back, permitiendo que el aerogenerador opere a velocidad variable, lo cual se debe a las variaciones del viento. Además, el convertidor VSC de lado del PMSG controla la velocidad w_r para así controlar el torque eléctrico. Al reducir $w_{r_{ref}}$, la retroalimentación de lazo de control externo disminuye w_r , causando mayor corriente en su salida $i_{q_{ref}}$ debido a que el torque electromagnético se incrementa. Por lo tanto, el control de lazo interno tendrá que seguir la referencia de $i_{q_{ref}}$ para controlar la corriente i_q . Al aplicar la transformada inversa de Park a las corrientes i_d y i_q se obtienen las corrientes de fase mostradas en la Figura 3.11.

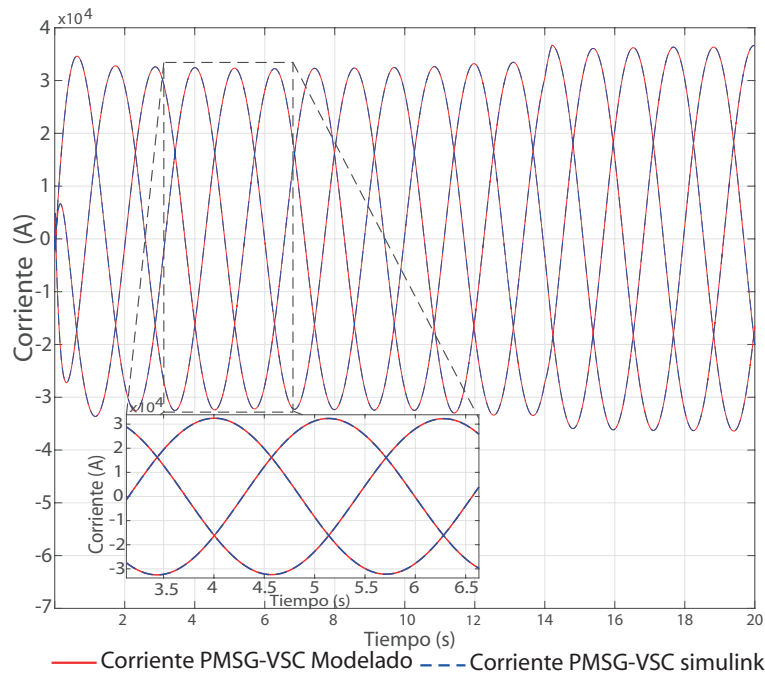


Figura 3.11: Corrientes de fases de lado del convertidor PMSG-VSC.

El voltaje del enlace de corriente continua v_c de la Figura 3.12 es controlado por el convertidor VSC-RED a través de la potencia de salida. Se considera un bus infinito ideal, es decir, de magnitud de voltaje y frecuencia constante. Además, considerando un sistema balanceado, $v_q = 0$. Por lo tanto, se propone la Ecuación (3.86) para el modelado del enlace de corriente continua, donde la potencia de entrada es conocida como entrada de perturbaciones.

Se observa de la Figura 3.12 que el voltaje v_c se mantiene constante en presencia de fluctuaciones de viento e incluso a cambios en la entrada del control velocidad $w_{r_{ref}}$. El evento provocado por la reducción de $w_{r_{ref}}$ ocurre en un lapso de tiempo de 14 s a 14.2 s en el enlace de corriente directa.

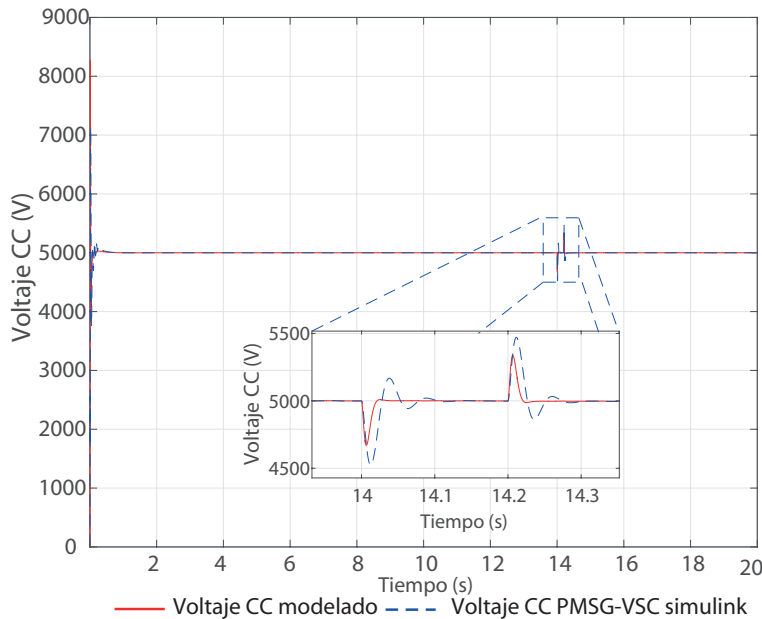


Figura 3.12: Voltaje de enlace de corriente directa.

En la Figura 3.13 se muestran las corrientes de fase del lado de la red VSC-RED. Se muestra el detalle de los cambios de amplitud debido a las variaciones del viento y el evento analizado, sin embargo, la frecuencia se mantiene en 50 Hz.

Cuando ocurre el evento se presenta un transitorio de 0.2 s. En 14 s hay un incremento en las corrientes y consecuentemente una disminución en la magnitud del voltaje v_c . Al alcanzar el valor de $w_{r_{ref}}$ en 14.2 s, las corrientes disminuyen, lo que conlleva a una perturbación en v_c aumentando el voltaje. Posteriormente, las corrientes tienden a incrementar gradualmente con respecto a las fluctuaciones del viento. Al comparar las señales en la parte final del transitorio, se observa que la obtenida con el simulador Simulink tiene una mayor magnitud que la del modelo desarrollado, posteriormente las respuestas son coincidentes. Lo anterior se debe a la forma en la que se modelaron los componentes del sistema propuesto y el modelo de Simulink. Esto produce una diferencia en los estados del sistema resultando

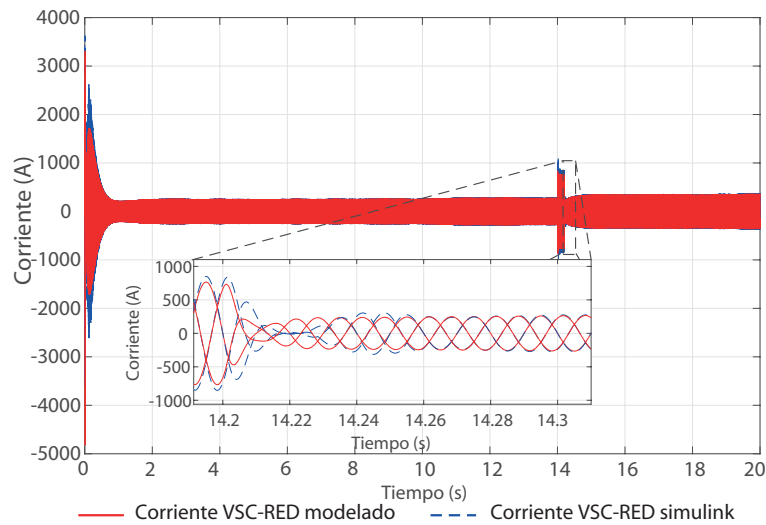


Figura 3.13: Corrientes de fases de lado del convertidor VSC-RED

variaciones en sus valores en el siguiente ciclo de integración, no obstante el comportamiento de las formas de onda son similares. En validación se utilizaron los mismos parámetros, condiciones iniciales y paso de integración en las simulaciones Matlab/Simulink[®].

3.9. Conclusiones

Se ha mostrado el modelado promediado de un sistema de conversión de energía eólica tipo 4 basado en un aerogenerador síncrono de imanes permanentes en coordenadas $dq0$.

Este capítulo se ha dividido en seis secciones para describir a detalle el modelado en espacio de estado de los componentes que conforman el WECS-PMSG-TIPO-4. En la primera sección se presentaron las ecuaciones eléctricas de la máquina síncrona de imanes permanentes bajo la convención de generador. En la segunda y tercera secciones se deducen y describen las ecuaciones mecánicas de la turbina eólica, así como de la dinámica de la velocidad angular mecánico del rotor. En la cuarta sección se representó la operación del control del convertidor de lado del generador PMSG-VSC de forma esquemática simplificada, que está conformada por dos controles: el del corriente y velocidad, respectivamente. En la quinta sección se ha descrito el control del convertidor de lado de red VSC-RED; la

red eléctrica se consideró como un bus infinito ideal. Este control se diseñó para mantener el enlace de corriente continua estable en presencia de perturbaciones.

Es importante mencionar que se ha propuesto modelar la ecuación dinámica del enlace de corriente continua de manera compacta, distinta a los modelos reportados en [Yazdani y Iravani, 2010] y [Salgado *et al.*, 2018]. Finalmente, en el caso de estudio se ha analizado el comportamiento dinámico del aerogenerador tipo 4 en el marco de referencia de espacio de estado. Se consideran las fluctuaciones del viento y las acciones de control para la validación de resultados, comparando el modelo matemático con respecto a los resultados de la simulación en Matlab/Simulink[®], obteniendo una respuesta aceptable y eficiente. El modelo propuesto representa la evolución dinámica en el tiempo del aerogenerador tipo-4, permitiendo realizar diferentes estudios de su integración al sistema eléctrico.

Capítulo 4

Modelado de estimación de estado bajo condiciones de distorsión armónica con generación eólica

4.1. Introducción

Durante el estado quasi-estático de operación de un sistema eléctrico de potencia deben considerarse de manera particular las variaciones demanda-carga que se presentan en el tiempo.

Matemáticamente, es posible obtener el estado actual de operación del SEP, de tal manera que el estimador de estado facilite un monitoreo preciso y eficiente de las restricciones operativas del SEP. Asimismo, que permita disponer de una base de datos confiable en tiempo real del sistema, con la finalidad de evaluar la seguridad del estado del SEP [Abur y Expósito, 2004]. Los estimadores de estado consideran las siguientes funciones:

- Procesador topológico: recopila los datos de los interruptores y seccionadores para configurar el diagrama unifilar del sistema.
- Análisis de observabilidad: determina si es posible obtener la solución de estimación de estado para todo el sistema con el conjunto de mediciones disponibles. Por otra

parte, al no contar con todo el sistema observable, identifica las ramas no observables y las islas observables del sistema.

- Solución de estimación de estado: proporciona la estimación óptima para el estado del sistema, basado al modelo de la red y las mediciones disponibles.
- Mal procesamiento de datos: identifica y elimina las mediciones erróneas.
- Procesamiento de parámetros y errores estructurales: verifica varios parámetros de la red; por ejemplo, la línea de transmisión, transformadores, condensadores, reactores entre otros. Detecta errores estructurales en la configuración de la red (procesador topológico).

El estimador de estado relaciona el análisis topológico del sistema para evitar errores en la configuración de la red. Asimismo, antes de realizar la estimación de estado, el estimador verifica si la red es completamente observable o qué parte de ella lo es para seguir con el procedimiento. Lo que conlleva a estimar los estados de la red es la observabilidad del sistema; basada en la cantidad y ubicación de los instrumentos de medición. Además, un mal acondicionamiento de los medidores puede provocar errores graves (no gaussianos) en las mediciones, afectando la estimación, por lo que deben ser identificadas y eliminadas, ya que implícitamente se considera que las mediciones están corrompidas con ruido gaussiano.

4.2. Técnicas de estimación de estado

La tarea del HSE es generar la mejor estimación del estado real del sistema procesando mediciones limitadas y corrompidas con ruido. Para esto, se involucran la elección de variables de estado, el método de estimación y la selección de puntos de medición y cantidades a medir. A continuación, se presentan los siguientes métodos de estimación.

4.2.1. Mínimos cuadrados

Mínimos cuadrados es la base de la mayoría de los métodos de estimación de estado. El planteamiento del problema considera un vector x de n elementos constantes

pero desconocidos y el vector de medición z de k elementos. Se considera que cada elemento de z es una combinación lineal de los elementos x con adición de algo de ruido ν . En forma matricial $z = Hx + \nu$, donde H es la matriz de medición. La medición residual ε_z es la diferencia $\varepsilon_z = z - H\hat{x}$. El valor más probable del vector x es el vector \hat{x} que minimiza la suma de cuadrados entre el valor observado y $H\hat{x}$. La función objetivo que minimiza a \hat{x} es $J = (z - H\hat{x})^T(z - H\hat{x})$ al derivar e igualar a cero, obteniendo $\hat{x} = (H^T H)^{-1} H^T z$ [Simon, 2006].

4.2.2. Mínimos cuadrados ponderados

Se hace énfasis a las mediciones de mejor calidad que otras. Se tienen las mismas bases que en método anterior, con la excepción que el ruido de la medición es de media cero e independiente con una matriz de covarianza conocida R . La función objetivo es $J = (z - H\hat{x})^T R^{-1}(z - H\hat{x})$. Al aplicar la derivada parcial con respecto a \hat{x} e igualando a cero, se minimiza la función. Al despejar \hat{x} , se obtiene $\hat{x} = (H^T R^{-1} H)^{-1} H^T R^{-1} z$. Por lo tanto, la estimación óptima de \hat{x} es la suma ponderada de las mediciones, donde cada medición se pondera por el inverso de su incertidumbre [Simon, 2006].

4.2.3. Mínimos cuadrados recursivos

En este método se calcula recursivamente la estimación de mínimos cuadrados ponderados, que permite incorporar nuevas mediciones y actualizar la estimación sin tener que realizar los cálculos desde el principio [Simon, 2006]. Esta metodología se describe de manera detallada más adelante en la Sección 4.3.

4.2.4. Filtro de Kalman

Se basa en la metodología de mínimos cuadrados recursivos y la aplicación de la dinámica del sistema. El filtro de Kalman presenta diferentes vertientes, tales como el filtro de Kalman extendido (EKF) para sistemas no lineales. El sistema se linealiza mediante jacobianos incluidos en la formulación del filtro de Kalman. El filtro Kalman *unscented* (UKF) se utiliza para sistemas severamente no lineales, debido a que EKF tiene dificultades

al tratar de linealizar este tipo sistema donde la estimación es poco fiable. El UKF no linealiza el sistema como lo hace el método EKF, se basa en la transformación *unscented* que utiliza la propagación de la media y la covarianza a través de una transformación no lineal [Cisneros-Magaña, 2013].

En ésta investigación, se plantea el problema en términos matemáticos de estimación de estado basado en el filtro de Kalman tomando en cuenta las siguientes consideraciones:

- Las condiciones de operación son balanceadas.
- Los parámetros de la red son conocidos.
- La información topológica de la red es correcta.
- Las mediciones son captadas al mismo tiempo.
- El ruido de medición son variables aleatorias de media cero e independiente, con una matriz de covarianza R y tienen una distribución gaussiana (ruido blanco).
- Se asigna un peso a las mediciones para hacer énfasis a las de mejor calidad.

La formulación de estimación de estado se basa en el filtro de Kalman descrita en [Simon, 2006]. El filtro de Kalman funciona con la propagación de la media del estado y la covarianza del estado a través del tiempo y el método de mínimos cuadrados recursivos, que permite estimar variables sin aumentar el esfuerzo de cómputo del algoritmo. A continuación, se describe la formulación de estimación de estado basada en el filtro de Kalman.

4.3. Método de mínimos cuadrados recursivos

El método de mínimos cuadrados recursivos considera que la estimación \hat{x} en el tiempo discreto k parte de la base de una estimación previa \hat{x}_{k-1} y la nueva medición z_k ,

es decir,

$$z_k = H_k \cdot x + \nu \quad (4.1)$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_{k-1} + K_k(z_k - H_k \cdot \hat{x}_{k-1}), \quad (4.2)$$

donde K_k es la matriz de ganancia del estimador y $(z_k - H_k \cdot \hat{x}_{k-1})$ es el término de corrección.

El error de estimación en el tiempo discreto k es $\varepsilon_{x,k} = x - \hat{x}_k$, donde x es el valor verdadero. La media (valor esperado) del error de estimación se puede calcular como:

$$E(\varepsilon_{x,k}) = E(x - \hat{x}_k) \quad (4.3)$$

$$= E[x - (\hat{x}_{k-1} + K_k(z_k - H_k \cdot \hat{x}_{k-1}))] \quad (4.4)$$

$$= E[x - \hat{x}_{k-1} - K_k(H_k \cdot x + \nu_k - H_k \cdot \hat{x}_{k-1})] \quad (4.5)$$

$$= E[(x - \hat{x}_{k-1}) - K_k \cdot H_k(x - \hat{x}_{k-1}) - K_k \cdot \nu_k] \quad (4.6)$$

$$= E[\varepsilon_{x,k-1} - K_k \cdot H_k \cdot \varepsilon_{x,k-1} - K_k \cdot \nu_k] \quad (4.7)$$

$$= E[(I - K_k \cdot H_k)\varepsilon_{x,k-1} - K_k \cdot \nu_k] \quad (4.8)$$

$$= (I - K_k \cdot H_k)E(\varepsilon_{x,k-1}) - K_k \cdot E(\nu_k). \quad (4.9)$$

Se considera que el ruido de la medición es de media cero $E(\nu_k) = 0$, la estimación inicial x se fija al valor esperado \hat{x} , por lo que el valor esperado de \hat{x} será igual a x_k para todo k donde $E(\varepsilon_{x,k-1}) = 0$ y $E(\varepsilon_{x,k}) = 0$.

Para determinar K_k , se propone el criterio de optimización que minimice la suma de las varianzas de los errores de estimación J_k en el tiempo k . Recordando que la varianza de una variable aleatoria x es el valor esperado de la diferencia entre la variable aleatoria x y la media (valor esperado) \hat{x} , donde $E(x) = \hat{x}$, se tiene que,

$$\sigma_x^2 = E[(x - \bar{x})^2] = E[(x - \hat{x})^2] \quad (4.10)$$

$$J_k = E[(x_1 - \hat{x}_1)^2 + (x_2 - \hat{x}_2)^2 + \cdots + (x_n - \hat{x}_n)^2] \quad (4.11)$$

Si se desarrolla,

$$E[(x - \hat{x})^2] = E[(x - \hat{x})(x - \hat{x})] \quad (4.12)$$

$$= E[x^2 - 2 \cdot \hat{x} \cdot x + \hat{x}^2] \quad (4.13)$$

$$= E[x^2 - 2 \cdot \hat{x} \cdot \hat{x} + \hat{x}^2] \quad (4.14)$$

$$= E[x^2 - \hat{x}^2] \quad (4.15)$$

$$= E[\varepsilon_{x,k}^2]. \quad (4.16)$$

Entonces,

$$J_k = E[\varepsilon_{x1,k}^2 + \varepsilon_{x2,k}^2 + \dots + \varepsilon_{xn,k}^2]. \quad (4.17)$$

La solución matricial, se basa en la multiplicación de $\varepsilon_{x,k} \cdot \varepsilon_{x,k}^T$ y la aplicación de la traza de una matriz para obtener la suma de la diagonal con la finalidad de cumplir con la igualdad. Por lo tanto,

$$J_k = E[\text{Tr}(\varepsilon_{x,k} \cdot \varepsilon_{x,k}^T)] \quad (4.18)$$

$$J_k = \text{Tr} P_k, \quad (4.19)$$

donde

$$P_k = E(\varepsilon_{x,k} \cdot \varepsilon_{x,k}^T), \quad (4.20)$$

P_k es la matriz de covarianza del error de estimación. Para tener una expresión recursiva P_k se sustituye (4.8) en (4.20), tal que,

$$P_k = E \{ [(I - K_k \cdot H_k) \varepsilon_{x,k-1} - K_k \cdot \nu_k] \cdot [(I - K_k \cdot H_k) \varepsilon_{x,k-1} - K_k \cdot \nu_k]^T \} \quad (4.21)$$

$$= (I - K_k \cdot H_k) E(\varepsilon_{x,k-1} \cdot \varepsilon_{x,k-1}^T) (I - K_k \cdot H_k)^T - (I - K_k \cdot H_k) E(\varepsilon_{x,k-1} \cdot \nu_k^T) K_k^T \quad (4.22)$$

$$- K_k \cdot E(\nu_k \cdot \varepsilon_{x,k-1}^T) (I - K_k \cdot H_k)^T + K_k \cdot E(\nu_k \cdot \nu_k^T) \cdot K_k^T.$$

El error de estimación $\varepsilon_{x,k-1}$ en el instante de tiempo $(k-1)$ es independiente del ruido de la medición ν_k en el instante k , tal que, $E(\varepsilon_{x,k-1} \cdot \nu_k^T) = 0$. Por lo tanto, la matriz de covarianza del error de estimación es,

$$P_k = (I - K_k \cdot H_k) E(\varepsilon_{x,k-1} \cdot \varepsilon_{x,k-1}^T) (I - K_k \cdot H_k)^T + K_k \cdot E(\nu_k \cdot \nu_k^T) \cdot K_k^T \quad (4.23)$$

$$= (I - K_k \cdot H_k) P_{k-1} (I - K_k \cdot H_k)^T + K_k \cdot R_K \cdot K_k^T. \quad (4.24)$$

Con la finalidad de encontrar el valor de K_k que minimice la función objetivo J_k , se deriva J_k con respecto a K_k , obteniéndose:

$$\frac{\partial J_k}{\partial K_k} = \frac{\partial}{\partial K_k} Tr P_k. \quad (4.25)$$

Para calcular la derivada J_k se utiliza la regla de la cadena y $\frac{\partial}{\partial A}(ABA^T) = 2AB$, tal que,

$$\frac{\partial}{\partial K_k} Tr P_k = \frac{\partial}{\partial K_k} Tr [(I - K_k \cdot H_k) P_{k-1} (I - K_k \cdot H_k)^T + K_k \cdot R_k \cdot K_k^T] \quad (4.26)$$

$$= 2(I - K_k \cdot H_k) P_{k-1} (-H_k^T) + 2 \cdot K_k \cdot R_k. \quad (4.27)$$

Al igualarla a cero y despejar K_k se obtiene,

$$K_k = P_{k-1} \cdot H_k^T (H_k \cdot P_{k-1} \cdot H_k^T + R_k)^{-1}. \quad (4.28)$$

El estimador de estado basado en mínimos cuadrados recursivos se forma de las siguientes ecuaciones:

$$K_k = P_{k-1} \cdot H_k^T (H_k \cdot P_{k-1} \cdot H_k^T + R_k)^{-1} \quad (4.29)$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_{k-1} + K_k (z_k - H_k \cdot \hat{x}_{k-1}) \quad (4.30)$$

$$P_k = (I - K_k \cdot H_k) P_{k-1} (I - K_k \cdot H_k)^T + K_k \cdot R_k \cdot K_k^T \quad (4.31)$$

El estimador requiere condiciones iniciales \hat{x}_0 y P_0 . Para el caso particular en que no se tiene conocimiento de x antes de tomar la medición $P_0 = \infty \cdot I$ de lo contrario $P_0 = 0 \cdot I$.

4.4. Propagación del estado y covarianza

Se plantea un sistema en tiempo discreto corrompido con ruido en la medición ν_k y en el modelo (proceso) w_k . La característica de ν_k y w_k es que son ruidos gaussianos de media cero no correlacionados y tienen una matriz de covarianza conocida R_k y Q_k respectivamente; es decir,

$$x_k = F_{k-1} \cdot x_{k-1} + G_{k-1} \cdot u_{k-1} + w_{k-1} \quad (4.32)$$

$$z_k = H_k \cdot x_k + \nu_k, \quad (4.33)$$

donde F_{k-1} es la matriz de transición de estados, G_{k-1} es la matriz de entrada y u_{k-1} es el vector de entradas conocidas. La media del estado x_k cambia con el tiempo a través de la dinámica de las ecuaciones diferenciales. Esto se puede observar si se aplica el valor esperado en (4.32) obteniendo,

$$\bar{x}_k = E(x_k) \quad (4.34)$$

$$= F_{k-1} \cdot \bar{x}_{k-1} + G_{k-1} \cdot u_{k-1}. \quad (4.35)$$

La covarianza de x_k se obtiene de acuerdo al siguiente procedimiento, donde $[\dots]$ denota la misma cantidad del conjunto anterior,

$$\begin{aligned} (x_k - \bar{x}_k)(x_k - \bar{x}_k)^T &= [(F_{k-1} \cdot x_{k-1} + G_{k-1} \cdot u_{k-1} + w_{k-1}) \\ &\quad - (F_{k-1} \cdot \bar{x}_{k-1} + G_{k-1} \cdot u_{k-1})][\dots]^T \\ &= [F_{k-1}(x_{k-1} - \bar{x}_{k-1}) + w_{k-1}][\dots]^T \end{aligned} \quad (4.36)$$

$$\begin{aligned} &= F_{k-1}(x_{k-1} - \bar{x}_{k-1})(x_{k-1} - \bar{x}_{k-1})^T F_{k-1}^T + F_{k-1}(x_{k-1} - \bar{x}_{k-1})w_{k-1}^T \\ &\quad + w_{k-1}(x_{k-1} - \bar{x}_{k-1})^T F_{k-1}^T + w_{k-1} \cdot w_{k-1}^T. \end{aligned} \quad (4.37)$$

Como $(x_{k-1} - \bar{x}_{k-1})$ no está correlacionado con w_{k-1} , la covarianza de x_k es,

$$\begin{aligned} P_k &= F_{k-1}(x_{k-1} - \bar{x}_{k-1})(x_{k-1} - \bar{x}_{k-1})^T F_{k-1}^T + w_{k-1} \cdot w_{k-1}^T \\ &= F_{k-1} \cdot P_{k-1} \cdot F_{k-1}^T + Q_{k-1}. \end{aligned} \quad (4.38)$$

4.5. Filtro de Kalman

La estimación x_k se basa en conocer el sistema dinámico y la disponibilidad de las mediciones. Para esto se plantea un sistema en tiempo discreto como,

$$x_k = F_{k-1} \cdot x_{k-1} + G_{k-1} \cdot u_{k-1} + w_{k-1} \quad (4.39)$$

$$z_k = H_k \cdot x_k + \nu_k, \quad (4.40)$$

donde el ruido del proceso y medición son de media cero e independientes con matrices de covarianza conocida Q_k y R_k , respectivamente.

El filtro de Kalman consta de dos tipos de estimación y ambas tiene su covarianza respectiva:

- Estimación *apriori* \hat{x}_k^- : corresponde a todas las mediciones sin incluir el tiempo k .
- Estimación *posteriori* \hat{x}_k^+ : incluye a todas la mediciones y además las realizadas en el tiempo k .

$$\begin{aligned}\hat{x}_k^- &\rightarrow P_k^- = E[(x_k - \hat{x}_k^-)(x_k - \hat{x}_k^-)^T] \\ \hat{x}_k^+ &\rightarrow P_k^+ = E[(x_k - \hat{x}_k^+)(x_k - \hat{x}_k^+)^T].\end{aligned}\tag{4.41}$$

La primera medición capturada es en el tiempo $k = 1$, que corresponde a la estimación *posteriori*. Entonces, para estimar x_0 y al no contar con mediciones disponibles solo en $k = 1$, se forma $x_0^+ = E(x_0)$, dando por hecho que x_0^+ es el valor esperado del estado inicial x_0 , es decir, que las condiciones iniciales del sistema es una estimación a *posteriori*.

El estado inicial de x_0^+ está asociado con la matriz de covarianza P_0^+ , la cual representa la incertidumbre del estado inicial,

$$P_0^+ = E[(x_0 - \hat{x}_0^+)(x_0 - \hat{x}_0^+)^T].\tag{4.42}$$

Para estimar \hat{x}_1^- se considera que $\hat{x}_1^- = E(x_1)$, es decir, el valor esperado de la propagación del estado se obtiene a partir de (4.35),

$$\hat{x}_1^- = F_0 \cdot \hat{x}_0^+ + G_0 \cdot u_0.\tag{4.43}$$

Lo anterior es evidente dado que la estimación de \hat{x}_1^- es *apriori*, lo que da a entender que no incluye mediciones en el instante k y al no tener mediciones adicionales, la actualización de la estimación de estado está en función de la dinámica del sistema. En (4.43) se puede apreciar que \hat{x}_1^- se obtiene desde x_0^+ . Esta ecuación es llamada la ecuación de actualización de tiempo de \hat{x} y de forma general se expresa como,

$$\hat{x}_k^- = F_{k-1} \cdot \hat{x}_{k-1}^+ + G_{k-1} \cdot u_{k-1}.\tag{4.44}$$

La estimación \hat{x}_1^- está asociada con la matriz de covarianza P_1^- . La varianza P_1^- se obtiene a partir de la ecuación (4.38),

$$P_1^- = F_0 \cdot P_0^+ \cdot F_0^T + Q_0. \quad (4.45)$$

Se observa que el cálculo de P_1^- depende de P_0^+ . Esta ecuación es conocida como la ecuación de actualización de tiempo P_k y de forma general se expresa como,

$$P_k^- = F_{k-1} \cdot P_{k-1}^+ \cdot F_{k-1}^T + Q_{k-1} \quad (4.46)$$

La actualización de estimación y la covarianza del error de estimación se obtuvo a partir de la dinámica del sistema (propagación); lo que resta es relacionarlas con las mediciones z_k . Esto se obtiene al asociar las ecuaciones de mínimos cuadrados recursivos; el método actualiza la estimación y la covarianza del error de estimación en base a las mediciones. Unificando la nomenclatura del filtro de Kalman se obtiene,

$$\hat{x}_{k-1} \rightarrow \hat{x}_k^-, \quad P_{k-1} \rightarrow P_k^-, \quad \hat{x}_k \rightarrow \hat{x}_k^+, \quad P_k \rightarrow P_k^+.$$

Por lo tanto, las ecuaciones que rigen al filtro de Kalman son,

$$P_k^- = F_{k-1} \cdot P_{k-1}^+ \cdot F_{k-1}^T + Q_{k-1} \quad (4.47)$$

$$\hat{x}_k^- = F_{k-1} \cdot \hat{x}_{k-1}^+ + G_{k-1} \cdot u_{k-1} \quad (4.48)$$

$$K_k = P_k^- \cdot H_k^T (H_k \cdot P_k^- \cdot H_k^T + R_k)^{-1} \quad (4.49)$$

$$\hat{x}_k^+ = \hat{x}_k^- + K_k (z_k - H_k \cdot \hat{x}_k^-) \quad (4.50)$$

$$P_k^+ = (I - K_k \cdot H_k) P_k^- (I - K_k \cdot H_k)^T + K_k \cdot R_k \cdot K_k^T. \quad (4.51)$$

Se analiza un estimador lineal utilizando la metodología del filtro de Kalman, el cual se basa en relaciones matemáticas entre variables de estado y mediciones del sistema. El filtro de Kalman proporciona una estimación en forma de onda, tal que el contenido armónico de la señal se realiza a través de una etapa aislada, implementando la Transformada Rápida de Fourier, sin la necesidad de modificar el modelado del filtro de Kalman, como se muestra en la Figura 4.1.

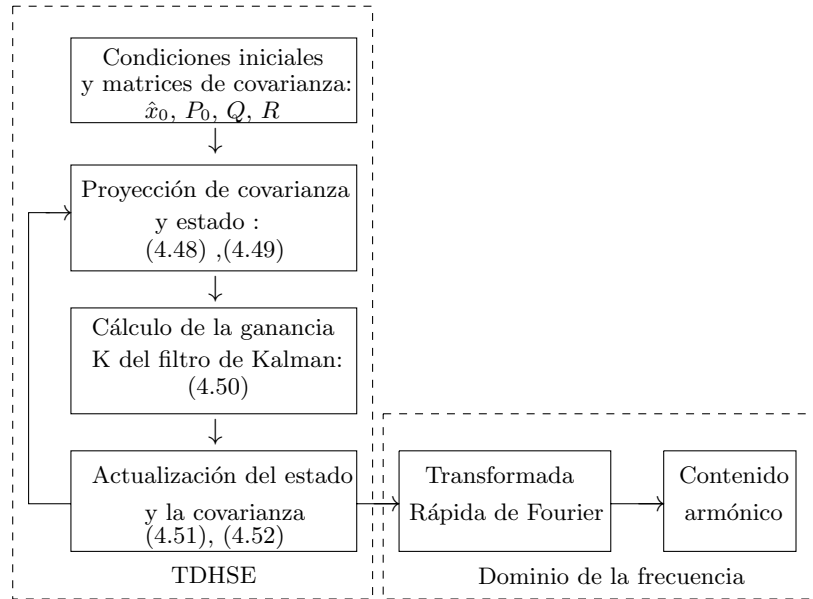


Figura 4.1: Diagrama de flujo del algoritmo de estimación de estado bajo condiciones de distorsión armónica.

4.6. Integración del WECS-PMSG-TIPO-4 al sistema eléctrico de potencia

En esta sección se presenta la contribución principal de este trabajo de investigación, asociada con la estimación de estado bajo condiciones de distorsión armónica del sistema de potencia al integrar fuentes eólicas de generación. Para este caso particular, se modeló en espacio de estado la representación un aerogenerador síncrono de imanes permanentes de accionamiento directo con un convertidor de potencia back-to-back de escala completa WECS-PMSG-TIPO-4. Se propone el modelo del enlace de corriente continua de forma compacta, obteniéndose una respuesta aceptable y eficiente del modelo matemático comparándolo con la respuesta del simulador Matlab/Simulink[®], descrito en el Capítulo 3.

En esta tesis no se considera el detalle de la dinámica interna del WECS-PMSG-TIPO4, dado que en esta investigación no es de interés particular estimar el comportamiento interno del WECS-PMSG-TIPO-4. Por lo tanto, el estudio de TDHSE es estimar las formas de onda distorsionadas de voltaje y corriente en el SEP, las formas de onda de corrientes

de las cargas no lineales, así como formas de onda de onda de corriente de salida (de lado de la VSC-RED) del WECS-PMSG-TIPO4.

La integración del WECS-PMSG-TIPO-4 al sistema eléctrico de potencia muestra en la Figura 4.2.

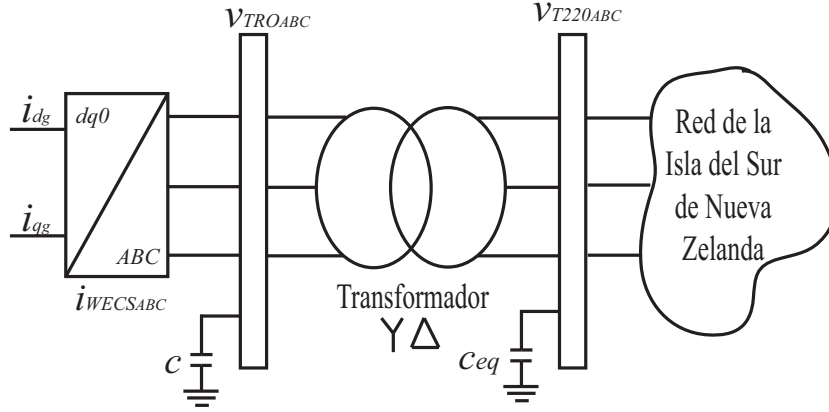


Figura 4.2: Integración del WECS-PMSG-TIPO4 al sistema eléctrico de potencia.

El sistema WECS-PMSG-TIPO-4 se modeló en coordenadas $dq0$, para la integración a la red se realizó la transformación de las corrientes $dq0$ de lado VSC-RED a corrientes de fases. El sistema WECS-PMSG-TIPO-4 se conectó al nodo $T220$ del SEP a través de un transformador. Además, se agregó un capacitor $0.2/(2\pi \cdot F)$ en el lado primario del transformador para modelar el voltaje primario del transformador v_{TRO} (variable de estado).

Modelo del voltaje primario del transformador,

$$\frac{\partial}{\partial t} (v_{TRO_A}) = (i_{WECS_A} - i_{TRO_A}/a) / C \quad (4.52)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} (v_{TRO_B}) = (i_{WECS_B} - i_{TRO_B}/a) / C \quad (4.53)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} (v_{TRO_C}) = (i_{WECS_C} - i_{TRO_C}/a) / C. \quad (4.54)$$

Modelo de la corriente secundaria del transformador,

$$\frac{\partial}{\partial t} (i_{TRO_A}) = (v_{TRO_A} - a(v_{T220_A} - v_{T220_b}) - R_p \cdot i_{TRO_A}) / L_p \quad (4.55)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} (i_{TRO_B}) = (v_{TRO_B} - a(v_{T220_B} - v_{T220_C}) - R_p \cdot i_{TRO_B}) / L_p \quad (4.56)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} (i_{TRO_C}) = (v_{TRO_C} - a(v_{T220_C} - v_{T220_A}) - R_p \cdot i_{TRO_C}) / L_p. \quad (4.57)$$

Modelo del voltaje del nodo $T220$,

$$\frac{\partial}{\partial t}(v_{T220A}) = (i_{TROA} - i_{TRO_C} + i_{MT1A} + i_{MT2A} + i_{IT1A} + i_{IT2A} - i_{cargaTA}) / C_{eq} \quad (4.58)$$

$$\frac{\partial}{\partial t}(v_{T220B}) = (i_{TROB} - i_{TROA} + i_{MT1B} + i_{MT2B} + i_{IT1B} + i_{IT2B} - i_{cargaTB}) / C_{eq} \quad (4.59)$$

$$\frac{\partial}{\partial t}(v_{T220C}) = (i_{TRO_C} - i_{TROB} + i_{MT1C} + i_{MT2C} + i_{IT1C} + i_{IT2C} - i_{cargaTC}) / C_{eq} \quad (4.60)$$

4.7. Identificación de fuentes de distorsión armónica

La implementación de la metodología para la identificación de fuentes de distorsión armónica está basada en [Tapia-Tinoco, 2017]. El modelado de las fuentes de distorsión armónica se tiene en cuenta las siguientes consideraciones:

- Inyecciones de corrientes desconocidas a estimar.
- Se consideran corrientes de entrada del nodo, tal que se asignan en el grupo de corrientes i_{in} , tanto en el sistema de estado como en medición.
- Se desconoce la ecuación dinámica que lo rige, por lo que no se considera como estado, de manera que se modela como errores estacionarios periódicos y se aplica el proceso para estimación de errores no gaussianos.

En el caso particular del modelo WECS-PMSG-TIPO-4 se propone estimar sólo las formas de onda de corriente en terminales, debido a que no es de interés estimar su dinámica interna. Los voltajes internos de los generadores son considerados entradas del sistema, pero al ser mediciones indirectas se propone estimarlas. Para estimar las inyecciones de corriente del modelo WECS-PMSG-TIPO-4 y los voltajes internos de los generadores se utiliza la misma metodología de identificación de fuentes de distorsión armónica. A continuación, se describe el procedimiento:

Los voltajes internos de los generadores, las corrientes de las fuentes de distorsión armónica y las corrientes del sistema WECS-PMSG-TIPO-4 están contenidas en un vector e_a , i_{nl} y i_{WECS} , respectivamente. Inicialmente se formulan e_a , i_{nl} y i_{WECS} como entradas en el modelado en espacio de estado,

$$\dot{x} = Ax + [B] \begin{bmatrix} e_a \\ i_{nl} \\ i_{WECS} \end{bmatrix} + w \quad (4.61)$$

$$y = Cx + v. \quad (4.62)$$

Para estimar los voltajes y corrientes de entrada se aumenta el vector de estado $\dot{x} = [x \ e_a \ i_{nl} \ i_{WECS}]^T$; para permitir al filtro de Kalman actualice sus valores se aumenta el vector de ruido w_p ,

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} A & B \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ e_a \\ i_{nl} \\ i_{WECS} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w \\ w_p \\ w_p \\ w_p \end{bmatrix} \quad (4.63)$$

$$y = [C \ L] \begin{bmatrix} x \\ e_a \\ i_{nl} \\ i_{WECS} \end{bmatrix} + v. \quad (4.64)$$

4.8. Conclusiones

En este capítulo, se han analizado las técnicas de estimación de estado y se ha detallado del proceso matemático asociado con el filtro de Kalman aplicado a redes eléctricas con fuentes eólicas de generación. El método implementa la dinámica del sistema en el dominio del tiempo discreto, asimismo, utiliza las ecuaciones de propagación de los estados y la covarianza del error de estimación; que junto al algoritmo de mínimos cuadrados recursivos considera la relación de la dinámica del sistema y las mediciones, con la finalidad de actualizar la estimación, siendo así un algoritmo óptimo lineal de estimación de estado. Se ha mostrado el diagrama de flujo del TDHSE que se implementa en esta investigación.

Se han presentado el modelado de la integración del WECS-PMSG-TIPO4 al sistema eléctrico de potencia para estudios de TDHSE.

Se ha descrito la metodología de identificación de fuentes armónicas modeladas como inyecciones de corrientes desconocidas a ser estimadas.

Capítulo 5

Casos de estudio

5.1. Introducción

Los casos de estudio reportados en este capítulo con la herramienta implementada TDHSE se realizaron con la red de la Isla del Sur de Nueva Zelanda, el cual consta de cuatro nodos, de los cuales dos generadores están conectados al nodo $M220$ y al $R220$, respectivamente. Las cargas de 9.6 MW, 2.7 MW, 1.7 MW, están conectadas a los nodos $T220$, $I220$ y $R220$, respectivamente. Se consideró esta red de prueba debido a que para esta red se tiene disponibles los datos del sistema necesarios. Asimismo, se ha reportado en la literatura su implementación utilizando el filtro de Kalman, de tal forma que se consideró comparar la metodología propuesta con el trabajo reportado en [Medina y Cisneros-Magaña, 2012]. Para los casos de estudio reportados en este capítulo, se considera el sistema modificado de la Isla del Sur de Nueva Zelanda. Los datos del sistema de prueba original son los reportados en [Arrillaga *et al.*, 2001].

1. Fuente armónica trifásica, representada como inyección de corriente en el nodo T220.
2. Análisis del comportamiento dinámico de la interconexión de una fuente de energía renovable WECS-PMSG-TIPO-4 en el nodo T220 y una fuente armónica trifásica.
3. Caso de estudio del numeral anterior incorporando cuatro WECS-PMSG-TIPO-4 en el nodo T220.

5.2. Caso de estudio 1: Red de la Isla del Sur de Nueva Zelanda

El sistema de red de la Isla del Sur de Nueva Zelanda mostrado en la Figura 5.1, se ha modificado con la finalidad de aplicar y evaluar el desempeño de la metodología propuesto en el Capítulo 4. Se conecta una fuente armónica trifásica que inyecta corriente en el nodo $T220$. Los componentes de corriente armónica se indican en la Tabla 5.1 para simular la operación de un rectificador de seis pulsos [Medina y Cisneros-Magaña, 2012].

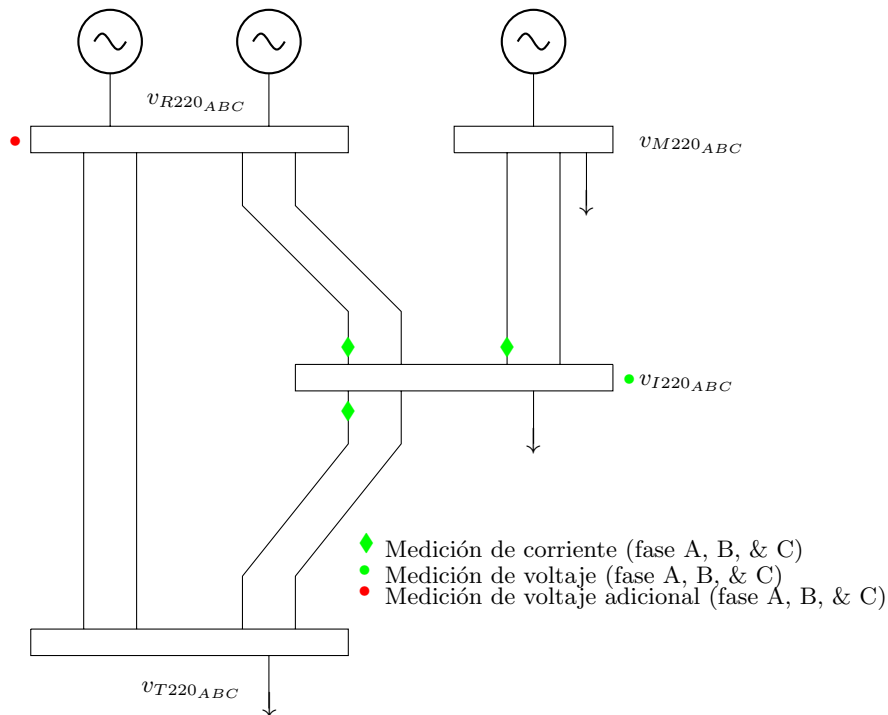


Figura 5.1: Sistema de red modificado de la Isla del Sur de Nueva Zelanda.

La representación dinámica del sistema de prueba consta de 45 ecuaciones diferenciales de primer orden. Las entradas del sistema son los voltajes internos del generador y al ser mediciones indirectas que físicamente no se pueden medir se asignan como variables de estado a estimar, al igual de las corrientes armónicas. Considerando lo anterior, en total se tienen 57 variables de estado.

En [Molina-Moreno *et al.*, 2017] se reporta la ubicación de los dispositivos de mediciones para obtener una observabilidad completa de la red de la Isla del Sur de Nueva Zelanda, el cual se constituye de 9 mediciones de corriente de línea y 3 de voltajes nodales. No obstante, se asignaron 3 mediciones de voltaje adicionales para reducir el error de estimación. Al disponer de 15 mediciones y 42 variables de estado a estimar se tiene un sistema sub-determinado, es decir, más variables que mediciones.

En el Apéndice A se muestra la nomenclatura de las variables asignadas a la red de prueba en la Tabla A.1 y un esquema simplificado de las n conexiones de línea al nodo $I220$, que corresponde al nodo instrumentado se muestra en Figura A.1. A partir de este esquema se realiza la formulación para obtener las ecuaciones de medición de corrientes de línea y voltajes nodales.

Tabla 5.1: Inyección armónica.

Orden armónico	Valor pico (A)	Secuencia de fase
5	4	-
7	2	+
11	1	-
13	0.5	+

En [Medina y Cisneros-Magaña, 2012] se reportan las condiciones iniciales para el estimador: $\hat{x}_{ini} = [0, 0, \dots, 0]_{1 \times 57}^T$. El ruido agregado en las mediciones ν y proceso w tienen una desviación estándar de 0.3 y 0.01, respectivamente, matrices de covarianza $R = 0.1 \cdot I_{15 \times 15}$, $Q = 0.0001 \cdot I_{57 \times 57}$. El sistema se discretiza con un tiempo de muestreo de 3.90625×10^{-5} segundos, equivalente a 512 muestras por periodo, a frecuencia fundamental de 50 Hz.

La matriz de covarianza de error de proceso Q para las variables a estimar correspondientes a los voltajes internos, a las corrientes armónicas y la matriz de covarianza del error de estimación se obtuvieron mediante simulaciones utilizando la metodología propuesta TDHSE, donde se le añadió mayor ruido de proceso de $Q_{(46:54,46:54)} = 1 \times 10^6 \cdot I_{3 \times 3}$, $Q_{(55:57,55:57)} = 1 \cdot I_{3 \times 3}$ y $P_{k_0} = 1000 \cdot I_{57 \times 57}$, respectivamente, de tal forma

que se observó que al incrementar el valor seleccionado provocaba inestabilidad numérica en el filtro de Kalman.

En la Figura 5.2 se muestran las formas de onda de las variables de corrientes de línea reales, estimadas y sus diferencias. Se observa un transitorio inicial en ambas señales, debido a que parten del reposo, es decir, inician con condiciones iniciales igual a cero. Posteriormente, las variables de estado alcanzan el estado estacionario periódico después de 25 periodos de tiempo. La respuesta estimada de las corrientes de línea es adecuada, ya que el error máximo en el estado estacionario periódico oscila entre 0.8 A o 2.6% en $i_{IT2_{ABC}}$.

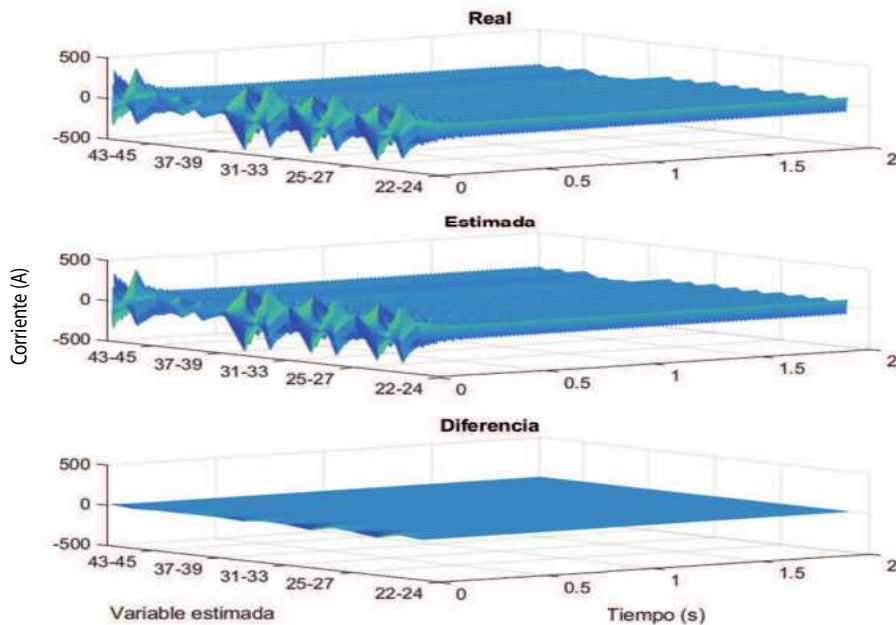


Figura 5.2: Comparación de las corrientes de línea real y estimada.

El espectro armónico de las formas de onda se obtiene al aplicar la Transformada Rápida de Fourier. En la Figura 5.3 *a* se muestra el detalle del espectro armónico de las formas de onda real y estimada de las corrientes de línea; en la Figura 5.3 *b* se observa la diferencia entre el valor real y estimado. La respuesta del estimador de las magnitudes del espectro armónico de las corrientes de línea es adecuada, debido a que el espectro armónico estimado coincide de manera satisfactoria con el real o de referencia. La mayor diferencia

entre el valor real y estimado se encuentra en la línea $i_{IT2_{ABC}}$, el cual se presentó en el armónico 11° con error relativo 8.3050 %, según se muestra en la Tabla 5.2.

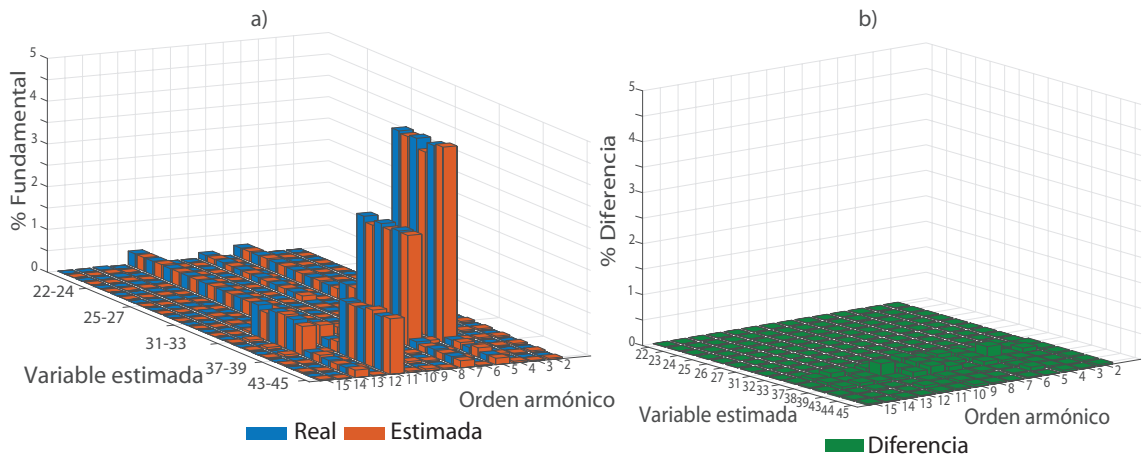


Figura 5.3: Espectro armónico de las corrientes de línea: a) detalle del espectro armónico real y estimado, b) comparación del espectro armónico entre el real y estimado.

La forma de onda de corriente de línea de transmisión con mayor distorsión armónica se presenta en la línea $i_{IT2_{ABC}}$. En la Figura 5.4 se muestra que la comparación de la forma de onda de corriente de línea $i_{IT2_{ABC}}$ entre real y estimada es adecuada, debido a que la respuesta de la forma de onda del estimador coincide cercanamente a la real; el error máximo es aproximadamente de 2.6 %.

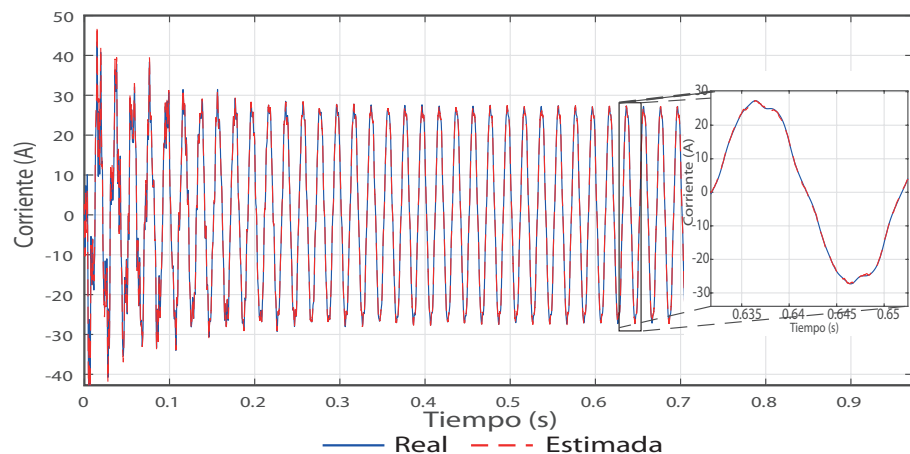


Figura 5.4: Corriente de fase $i_{IT2_{ABC}}$.

En la Tabla 5.2 se indican las magnitudes de los armónicos de la corriente de línea $i_{IT2_{ABC}}$. El error absoluto máximo se presentó en la 7° armónica de 0.1233, obteniendo un error absoluto promedio de 0.0548. El error relativo máximo se encuentra en la 11° armónica de 8.3050 %, teniendo un error relativo promedio de 4.6291 %. Es importante hacer notar que el armónico 11° es un armónico considerado de orden superior; su magnitud es aproximadamente 22 veces menor que la del armónico 5°.

Tabla 5.2: Error de estimación $i_{IT2_{ABC}}$ de fase.

Orden armónico	Real %	Estimada %	Error absoluto	Error relativo %
5	4.5199	4.4746	0.0453	1.0022
7	2.5995	2.4762	0.1233	4.7432
11	0.2059	0.2230	0.0171	8.3050
13	0.7501	0.7166	0.0335	4.4660
Promedio			0.0548	4.6291

En la Figura 5.5 muestran las formas de onda de corriente $i_{MI1_{ABC}}$ real, estimada y medida, respectivamente. Se observa que la forma de onda de medición esta corrompida por ruido con una desviación estándar de 0.3. Sin embargo, la respuesta del estimador es adecuada, dado que la forma de onda de corriente estimada sigue de manera cercana a la real.

La fuente armónica es conectada en el nodo $T220$, la cual es modelada como inyección de corriente armónica. La comparación de la forma de onda de inyección de corriente armónica $i_{nl_{ABC}}$ real y estimada se muestra en la Figura 5.6. Se observa que la respuesta de estimación al inicio presenta un transitorio que posteriormente alcanza el estado estable periódico después 12 ciclos. El lapso de tiempo que tarda la respuesta en alcanzar el estado estable se considera aceptable, debido que el sistema parte del reposo. El tiempo que tarda depende de la dinámica de la variable para alcanzar el estado estable. La comparación de la forma de onda real y estimada es adecuada, debido a que sigue el mismo comportamiento de la real, con la diferencia de 5 A o 5 %. Después de estimar la señal $i_{nl_{ABC}}$, se obtiene el espectro armónico correspondiente a la formas de onda real y estimada al aplicar la

Transformada Rápida de Fourier.

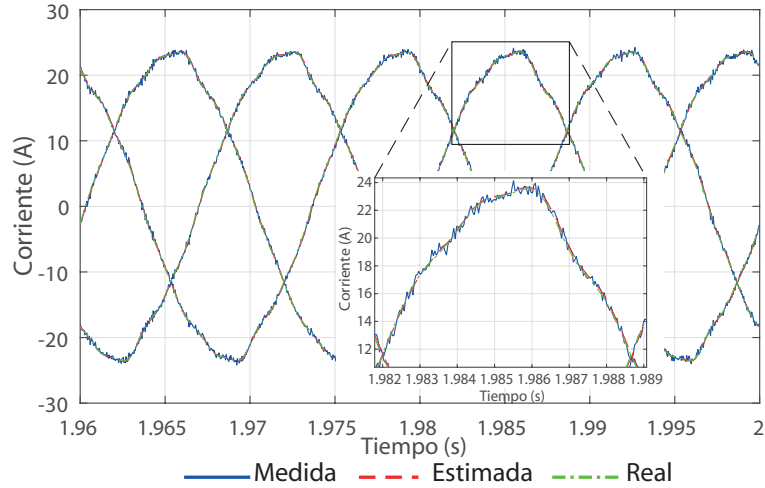


Figura 5.5: Corriente trifásica de medición $i_{MI1_{ABC}}$.

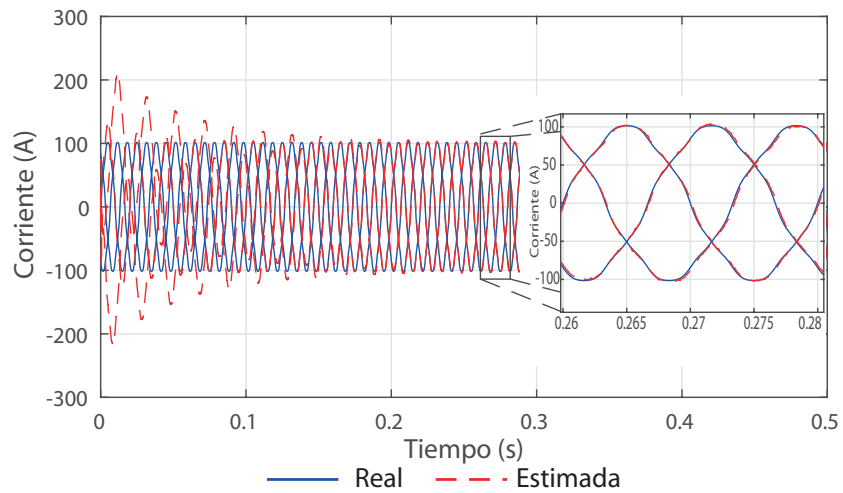


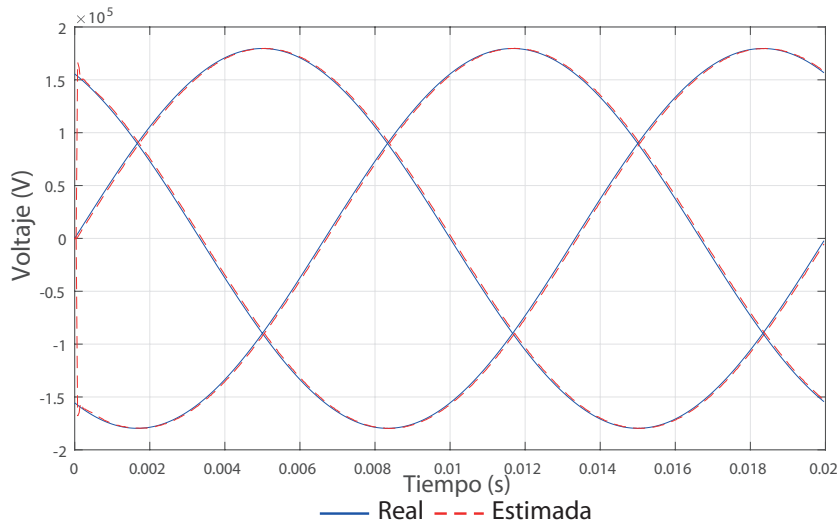
Figura 5.6: Inyección de corriente armónica trifásica.

El contenido armónico inyectado $i_{nl_{ABC}}$ en la fase A se muestra en la Tabla 5.3. El error absoluto máximo se obtiene para la 5^o armónica (0.1274); el error absoluto promedio es de 0.0550. El error relativo máximo corresponde a la 11^o armónica (7.32%), el error relativo promedio de 2.925%. El estimador no cuenta con la dinámica de entradas (matriz B), ya que las entradas del sistema son variables a estimar.

Tabla 5.3: Error de estimación $i_{Inl_{ABC}}$ de fase.

Orden armónico	Real %	Estimada %	Error absoluto	Error relativo %
5	4.0000	3.8726	0.1274	3.185
7	2.0000	1.9821	0.0179	0.895
11	1.0000	0.9268	0.0732	7.32
13	0.5000	0.4985	0.0015	0.30
Promedio			0.0550	2.925

La Figura 5.7 muestra la comparación entre la forma de onda del voltaje interno del generador real y la estimada. El error máximo del voltaje interno del generador de la forma onda $e_{g1_{ABC}}$, real y la estimada es de 1.6 %. La predicción del estimador es adecuada, ya que la forma de onda estimada coincide cercanamente con la forma de onda real. Este mismo resultado se obtiene para la estimación de la forma de onda de $e_{g2_{ABC}}$. Con respecto al error máximo $e_{g3_{ABC}}$, este es de 9.4 %, se debe a que no se tiene un dispositivo de medición de voltaje en el nodo $R220$ provocando un error mayor en la respuesta.

Figura 5.7: Voltaje interno del generador trifásico $e_{g1_{ABC}}$.

En base a los resultados obtenidos de la metodología propuesta de TDHSE, que

consiste en estimar los voltajes internos del generador, las corrientes de la fuente de distorsión armónica y las variables del SEP, considerando un sistema subdeterminado con 15 mediciones y 42 variables de estado se comparan con respecto a [Medina y Cisneros-Magaña, 2012]. En [Medina y Cisneros-Magaña, 2012] se analiza un sistema sobredeterminado con 27 mediciones y 18 variables de estado a estimar. Asimismo, se considera el vector de entrada u , es decir, el estimador conoce la dinámica de la fuente de distorsión armónica y el voltaje interno del generador.

De acuerdo a lo anterior, se observa que se obtuvo una mejor respuesta en la estimación, debido a que el error máximo en las corrientes de línea de transmisión es de 0.8 A mientras que en [Medina y Cisneros-Magaña, 2012] se tiene un error máximo de 10 A. Por lo tanto, este caso base se consideró satisfactorio para el planteamiento de nuevos casos de estudios con integración de fuentes eólicas de generación.

5.3. Caso de estudio 2: Red de la Isla del Sur de Nueva Zelanda con interconexión WECS-PMSG-TIPO-4 y fuente armónica trifásica

La configuración general de la Isla del Sur de Nueva Zelanda con integración del sistema WECS-PMSG-TIPO-4 se muestra en la Figura 5.8. El WECS-PMSG-TIPO-4 mediante un transformador se interconecta al nodo $T220$ de la red de prueba. Se considera el modelado WECS-PMSG-TIPO-4 como inyección de corriente en el nodo primario del transformador. Por lo tanto, se tienen seis variables de estado adicionales: el voltaje primario del transformador $v_{TRO_{ABC}}$ y la corriente secundaria del transformador $i_{TRO_{ABC}}$.

La ubicación de dispositivos de medición y la inyección de corriente armónica trifásica a la red tienen la misma estructura que en el caso anterior. Al cambiar la estructura de la red con la integración WECS-PMSG-TIPO-4, se observó que la respuesta de estimación generaba un error mayor al estimar la inyección de corriente del WECS-PMSG-TIPO-4. Lo anterior, es a causa de que la cantidad y ubicación de dispositivos de medición implementados para el análisis de observabilidad se realizó mediante la topología de la red

de prueba del Caso de Estudio 1. Al modificar la topología de la red se tiene que considerar un nuevo análisis de observabilidad para obtener el sistema completamente observable. Por lo tanto, se optó por instrumentar el punto de acoplamiento común, con un dispositivo de medición de voltaje para reducir el error de estimación; es decir, en el nodo primario del transformador. Las variables de estado que considera el estimador son 45 variables de la red, corrientes secundarias del transformador trifásico, voltajes internos de tres generadores trifásicos, una fuente de corriente armónica trifásica y el WECS-PMSG-TIPO-4. Por lo tanto, se tienen 48 variables de estado y un total de 18 mediciones, lo que resulta en un sistema subdeterminado.

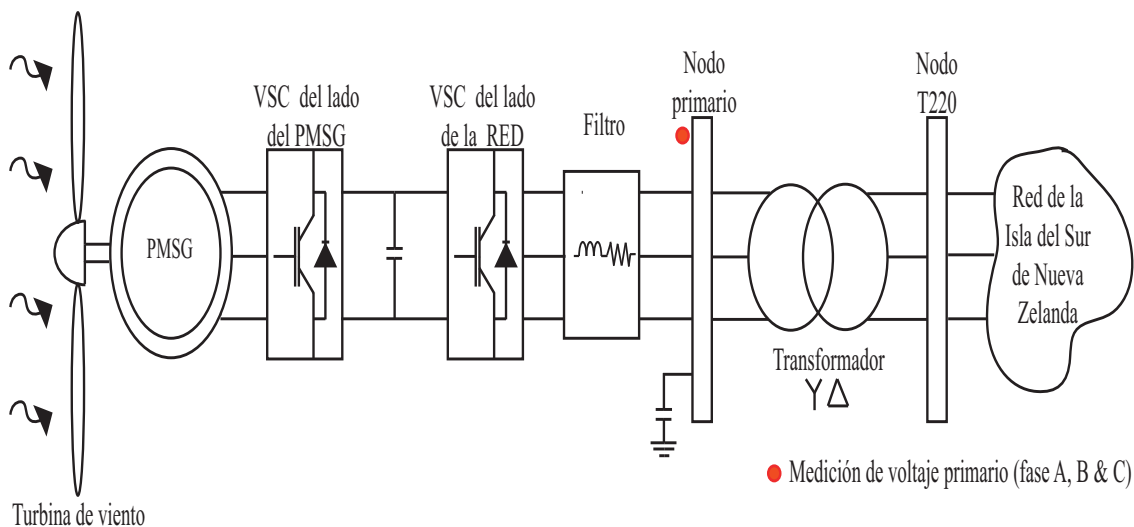


Figura 5.8: Configuración general de conexión del WECS-PMSG-TIPO-4 a la red.

El caso de estudio consiste en estimar el comportamiento dinámico de la red con una fuente eólica y una fuente armónica de corriente. En el WECS-PMSG-TIPO-4 se consideran variaciones de viento y se realiza un cambio en el control de velocidad decrementando la amplitud $w_{r_{ref}}$ de 1 rad/s a 0.9 rad/s en el instante de tiempo de 1.2 s a 1.4 s. Se consideró el inicio del sistema WECS-PMSG-TIPO-4 en $w_{r_{ref}} = 1$ rad/s, para que el transitorio inicial no ocasione problemas con la estabilidad del enlace de corriente continua. El transitorio inicial de lado del enlace de corriente continua es producido por el arranque de la máquina que parte del reposo. Posteriormente, se realiza un decremento $w_{r_{ref}} = 0.9$ rad/s

para aumentar la potencia de salida del WECS-PMSG-TIPO-4.

Las condiciones iniciales del estimador de estado consideran las mismas características del caso anterior, excepto en la matriz de covarianza de proceso. Se realiza un cambio en los valores de la diagonal Q en las posiciones de las variables de la fuente de corriente armónica con un valor de 10 y para las variables del WECS-PMSG-TIPO-4 de 1×10^6 . Los valores anteriores que modifican Q se obtuvieron a través de simulaciones con la metodología TDHSE reportada. Estas nuevas condiciones dan mayor énfasis las variables de la fuente de distorsión armónica con respecto de las variables de la fuente eólica. Este hecho se debe a la variabilidad de i_{WECS} y una distorsión armónica mínima con respecto de $i_{in_{ABC}}$. El modelo utilizado del transformador es el de un transformador trifásico estrella-delta representado a través de una inductancia de 2.53×10^{-4} H, la cual se calculó de acuerdo a la potencia requerida del PMSG.

En la Figura 5.9 se muestra la comparación de la forma de onda de corriente i_{WECS} real y estimada del sistema WECS-PMSG-TIPO-4. La acción de control para mantener el enlace de corriente directa tiene un sobre-impulso inicial, causando un transitorio al inicio en la corriente i_{WECS} del WECS-PMSG-TIPO-4. Al aplicar el cambio de referencia en el control de velocidad $w_{r_{ref}}$ se tiene un transitorio durante la acción de control, posteriormente, la corriente tiende a aumentar dado al decremento de la velocidad angular. Considerando la operación del sistema y la acción de control forzada, se observa que la respuesta del estimador es adecuada ya que la respuesta obtenida coincide cercanamente a la obtenida del sistema real.

En la Figura 5.10 muestra la forma de onda de corriente $i_{TR0_{ABC}}$ en el secundario del transformador, se observa el comportamiento dinámico de la salida del WECS-PMSG-TIPO-4 con una relación de 220kV/2500V. La respuesta de la forma de onda del estimador es adecuada, con una diferencia máxima que oscila entre de 0.3 A o 5%.

En la Figura 5.9 se muestra la corriente trifásica i_{WECs} de WECS-PMSG-TIPO-4.

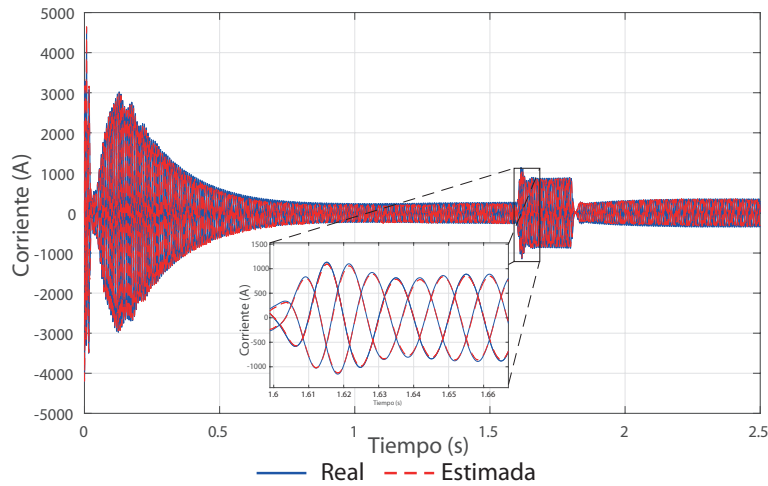


Figura 5.9: Corriente trifásica i_{WECs} de WECS-PMSG-TIPO-4.

En la Figura 5.10 se muestra la corriente secundaria $i_{TRO_{ABC}}$ del transformador.

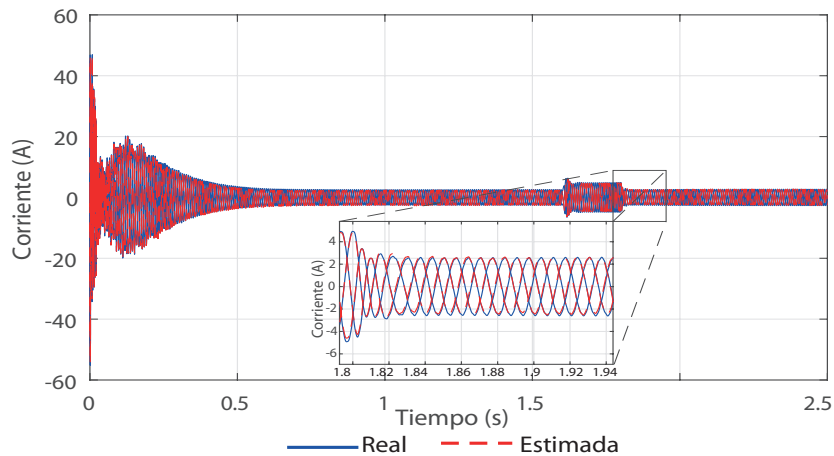


Figura 5.10: Corriente secundaria trifásica del transformador $i_{TRO_{ABC}}$.

En la Figura 5.11 se muestra la comparación de la magnitud de los armónicos de la respuesta real y estimada de la forma de onda de corriente $i_{TRO_{ABC}}$ en el secundario del transformador.

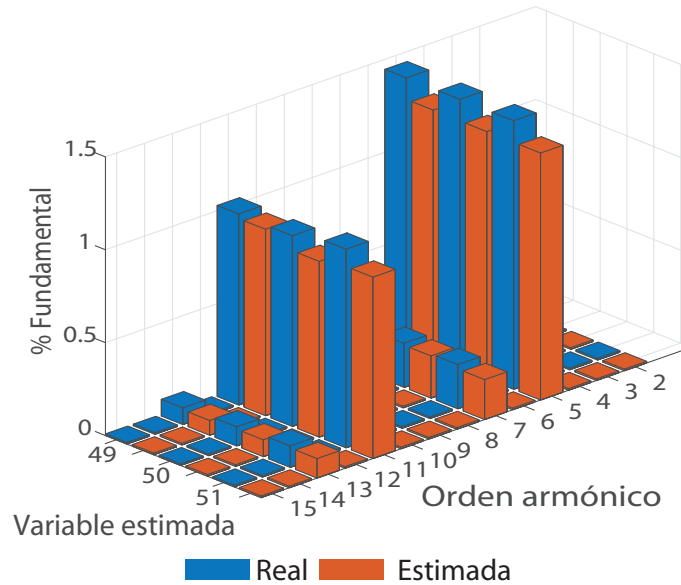


Figura 5.11: Espectro armónico de $i_{TRO_{ABC}}$.

En la Tabla 5.4 se muestra el error de estimación del espectro armónico de la corriente secundaria de la fase A del transformador $i_{TRO_{ABC}}$. Al analizar el espectro armónico de la corriente $i_{TRO_{ABC}}$ en la Tabla 5.4, se observa que el error absoluto máximo se presenta en la 5° armónica de 0.1161, con un error absoluto promedio de 0.0402. El error relativo máximo se encuentra en la 13° armónica, siendo de 11.6077%, con un error relativo promedio de 6.8322%. Sin embargo, la magnitud del armónico 13° es 16 veces menor que la magnitud del armónico 5°.

Tabla 5.4: Error de estimación $i_{TRO_{ABC}}$ de fase.

Orden armónico	Real %	Estimada %	Error absoluto	Error relativo %
5	1.4463	1.3302	0.1161	8.0274
7	0.1814	0.1910	0.0096	5.2922
11	1.0286	1.0039	0.0247	2.4013
13	0.08994	0.0795	0.0104	11.6077
Promedio			0.0402	6.8322

En la Figura 5.12 se muestra la comparación de la forma de onda de corriente de $i_{IT2_{ABC}}$. En estado estable periódico se observa un decremento de corriente, esto es debido al transitorio generado por la acción de control de $w_{r_{ref}}$. Este fenómeno se propaga por todo el sistema de red eléctrica, en voltajes nodales, corrientes de línea y corrientes de generador. La respuesta del estimador es satisfactorio dado que al analizar el espectro armónico mostrado en la Figura 5.13 se observa la coincidencia cercana entre los valores estimados y los reales.

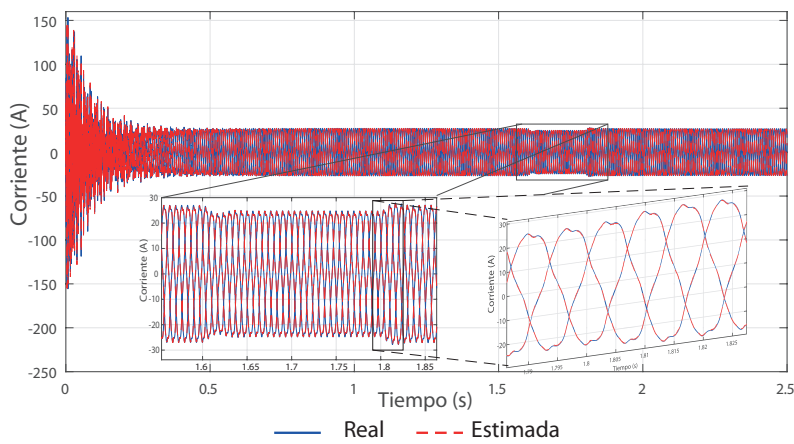


Figura 5.12: Corriente trifasica $i_{IT2_{ABC}}$.

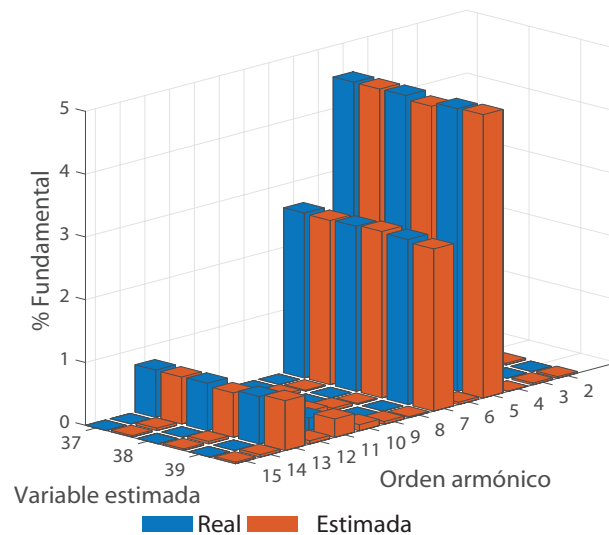


Figura 5.13: Espectro armónico $i_{IT2_{ABC}}$.

El análisis del detalle armónico $i_{IT2_{ABC}}$ de fase se muestra en la Tabla 5.5. Al evaluar el error absoluto máximo se obtiene en la 7° armónica de 0.0420, teniendo un error absoluto promedio de 0.0219. El error relativo máximo se encuentra en la 11° armónica de 10.2589%, resultando un error relativo promedio de 3.2236%.

Tabla 5.5: Error de estimación $i_{IT2_{ABC}}$ de fase.

Orden armónico	Real %	Estimada %	Error absoluto	Error relativo %
5	4.5026	4.4821	0.0205	0.4553
7	2.6286	2.5866	0.0420	1.5978
11	0.2008	0.1802	0.0206	10.2589
13	0.7553	0.7597	0.0044	0.5825
Promedio			0.0219	3.2236

En general, se observó que al instrumentar el nodo primario del transformador a través de un dispositivo de medición de voltaje, con el propósito de reducir el error en la estimación de la inyección de corriente del WECS-PMSG-TIPO-4, se mejora la respuesta del estimador. También se observó que disminuyó el error de la corriente $i_{IT2_{ABC}}$ con respecto al caso de estudio de la Sección 5.2.

5.4. Caso de estudio 3: Red de la Isla del Sur de Nueva Zelanda con interconexión de cuatro WECS-PMSG-TIPO-4 y una fuente armónica trifásica

En este caso de estudio se realiza la estimación del comportamiento del sistema de red de la Isla del Sur de Nueva Zelanda considerando la integración de un conjunto de cuatro sistemas WECS-PMSG-TIPO-4 interconectados en el nodo $T220$. Se aplican las acciones del control WECS-PMSG-TIPO-4 y la capacidad de la estimación al realizar cambios en la referencia w_{ref} del control de velocidad, para obtener diferentes puntos de operación en la

red.

Individualmente, cada WECS-PMSG-TIPO-4 tiene las mismas características de operación, es decir, tienen los mismos parámetros, acción de control y velocidad del viento variable, considerados en el Capítulo 3. Además, se utilizó la red del Caso de Estudio 2, el modelado, mediciones, parámetros y las condiciones iniciales del estimador son idénticos.

La inductancia del transformador para este caso de estudio es de 1×10^{-4} H, la cual se calculó de acuerdo a la potencia total de salida del WECS.

Se consideran 4 etapas diferentes de operación del sistema WECS-PMSG-TIPO-4. En la primera se considera el control de velocidad $w_{r_{ref}} = 1$ rad/s; en la segunda etapa, de 5 a 5.2 s se realiza una reducción de $w_{r_{ref}}$ a 0.9 rad/s, permaneciendo constante hasta 10 s, posteriormente, en la tercera etapa, de 10 a 10.2 s se disminuye $w_{r_{ref}}$ a 0.8 rad/s, manteniéndose constante hasta 15 s, por último, en la cuarta etapa, la referencia del control de velocidad $w_{r_{ref}}$ decrece a 0.7 rad/s en el periodo de tiempo comprendido entre 15 y 15.2 s. Las variaciones propuesta de $w_{r_{ref}}$ son de forma lineal, debido a que al realizar cambios bruscos se provocan corrientes elevadas (aproximadamente 5 veces de su valor nominal) durante el transitorio, el cual físicamente dañaría al WECS-PMSG-TIPO-4. En la Figura 5.14 se muestran las cuatro etapas de operación del sistema WECS-PMSG-TIPO-4.

En la Figura 5.14 *a* se muestran las formas de onda de corriente de salida del sistema WECS-PMSG-TIPO-4. En la Figura 5.14 *b* se muestran las formas de onda de corriente $i_{TRO_{ABC}}$ en el secundario del transformador y en la Figura 5.14 *c* las formas de onda de corriente de línea $i_{IT2_{ABC}}$. En las corrientes de línea del nodo *I* al nodo *T*, es más notorio la parte transitoria del sistema WECS-PMSG-TIPO-4 al realizar variaciones en la acción de control, provocando caída de corriente en $i_{IT1_{ABC}}$ y $i_{IT2_{ABC}}$. La disminución de la forma de onda de corriente de la Figura 5.14 *c* es en razón de que se debe de cumplir con el balance de potencia, debido a la inyección de potencia del WECS-PMSG-TIPO-4 al sistema eléctrico.

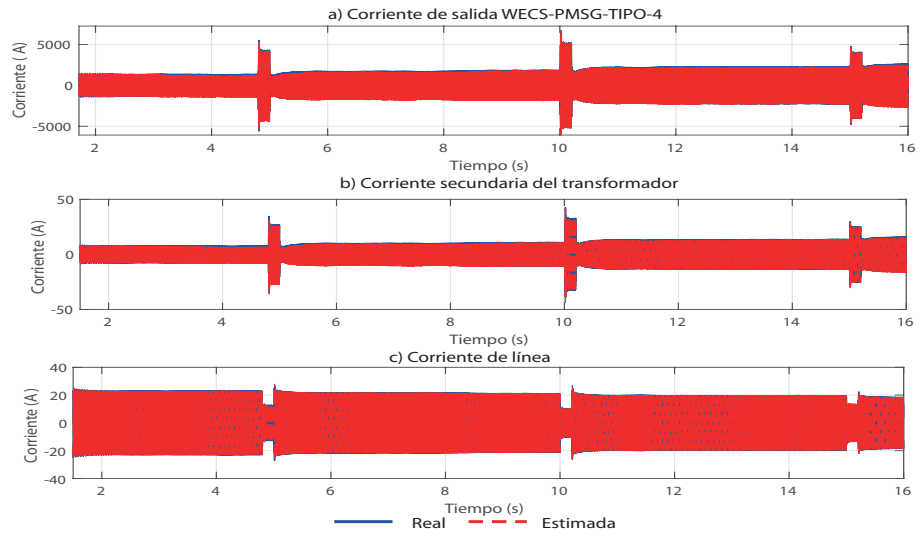


Figura 5.14: Etapas de operación del conjunto de cuatro sistema WECS-PMSG-TIPO-4.

En la Figura 5.15 *a* se muestra la forma de onda de corriente $i_{TRO_{ABC}}$ en el secundario del transformador, para la primera etapa. En la Figura 5.15 *b* se muestra el espectro armónico de $i_{TRO_{ABC}}$.

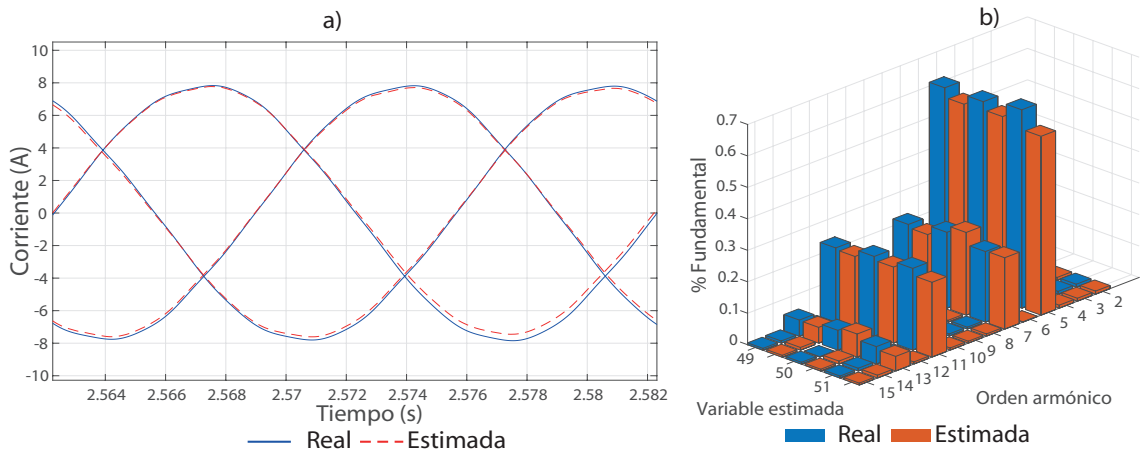


Figura 5.15: Corriente secundaria trifásica del transformador $i_{TRO_{ABC}}$ primera etapa: a) forma de onda de corriente b) espectro armónico.

La Tabla 5.6 muestra el error promedio del contenido armónico en la primera etapa. En la Tabla 5.6 se observa que el mayor error promedio relativo se encuentra en la fase *C* de la corriente $i_{TRO_{ABC}}$. Sin embargo, la respuesta del estimador se considera satisfactoria

ya que reproduce adecuadamente la señal real.

Tabla 5.6: Error promedio de estimación del espectro armónico, primera etapa.

Variable	Fase A		Fase B		Fase C	
	Error absoluto	Error relativo %	Error absoluto	Error relativo %	Error absoluto	Error relativo %
$i_{TRO_{ABC}}$	0.0083	3.0352	0.0160	6.5742	0.0233	7.3703
$i_{IT2_{ABC}}$	0.0406	2.7501	0.0206	2.2176	0.0167	1.0186
$i_{In_{ABC}}$	0.0203	1.3869	0.0079	0.6588	0.0077	0.3869

En la Figura 5.16 a se muestra la forma de onda de corriente $i_{TRO_{ABC}}$ en el secundario del transformador, para la segunda etapa. En la Figura 5.16 b se muestra el espectro armónico de $i_{TRO_{ABC}}$.

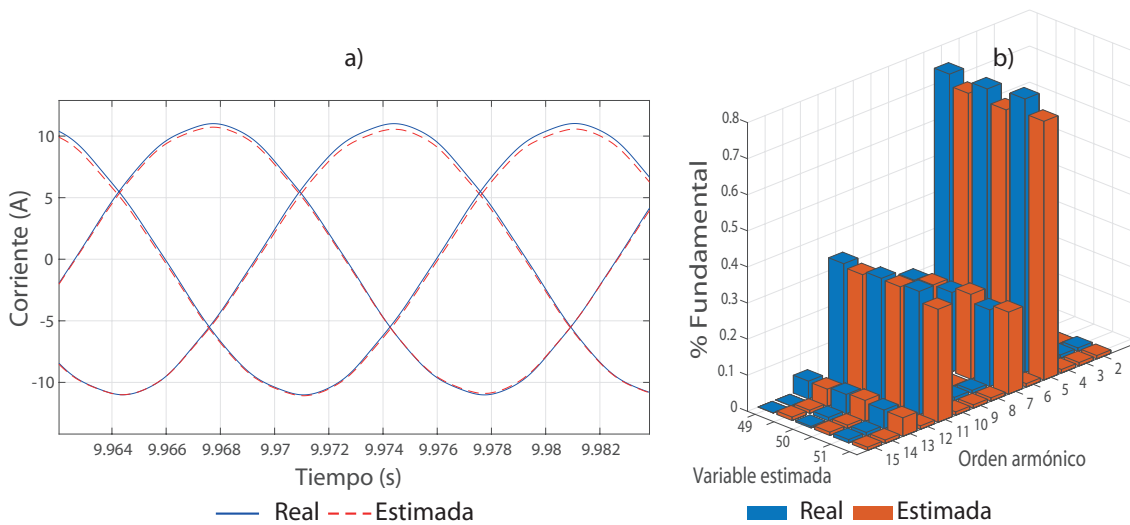


Figura 5.16: Corriente secundaria trifásica del transformador $i_{TRO_{ABC}}$ segunda etapa: a) forma de onda de corriente b) espectro armónico.

La Tabla 5.7 muestra el error promedio del contenido armónico de la segunda etapa. Puede observarse en la Tabla 5.7 que el error promedio de las variables decrece, con respecto al de la primera etapa. El error relativo máximo se muestra en la corriente $i_{TRO_{ABC}}$ de la fase C.

Tabla 5.7: Error promedio de estimación del espectro armónico, segunda etapa.

Variable	Fase A		Fase B		Fase C	
	Error absoluto	Error relativo %	Error absoluto	Error relativo %	Error absoluto	Error relativo %
$i_{TRO_{ABC}}$	0.0128	3.4128	0.0148	5.0767	0.0213	5.5418
$i_{IT^2_{ABC}}$	0.0168	1.1643	0.0132	1.5466	0.0260	1.6119
$i_{In_{ABC}}$	0.0107	0.6063	0.0048	0.2194	0.0065	0.3381

La Figura 5.17 *a* muestra la forma de onda de corriente $i_{TRO_{ABC}}$ en el secundario del transformador, para la tercera etapa. Su respectivo espectro armónico $i_{TRO_{ABC}}$ se muestra en la Figura 5.17 *b*.

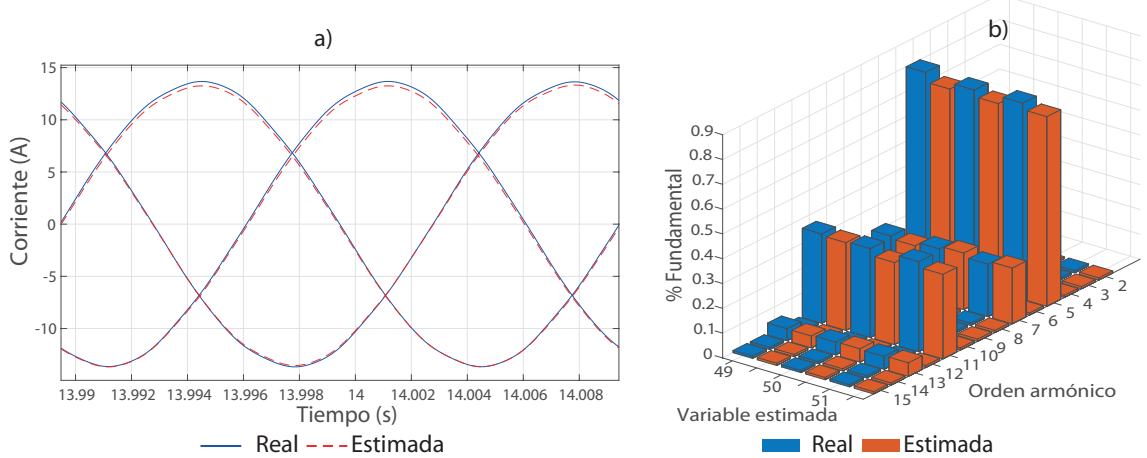


Figura 5.17: Corriente secundaria trifásica del transformador $i_{TRO_{ABC}}$ tercera etapa: a) forma de onda de corriente b) espectro armónico.

La Tabla 5.8 muestra el error promedio del contenido armónico de la tercera etapa. Se observa una mínima disminución de error promedio con respecto al de la segunda etapa, mejorando la respuesta del estimador.

Tabla 5.8: Error promedio de estimación del espectro armónico, tercera etapa.

Variable	Fase A		Fase B		Fase C	
	Error absoluto	Error relativo %	Error absoluto	Error relativo %	Error absoluto	Error relativo %
$i_{TRO_{ABC}}$	0.0141	3.4012	0.0169	4.9173	0.0160	5.4075
$i_{IT2_{ABC}}$	0.0063	1.0009	0.0371	1.4876	0.0149	1.5917
$i_{In_{ABC}}$	0.0085	0.4981	0.0055	0.2394	0.0052	0.3337

La Figura 5.18 *a* muestra la forma de onda de corriente $i_{TRO_{ABC}}$ en el secundario del transformador, para la cuarta etapa. En la Figura 5.18 *b* se muestra su respectivo espectro armónico.

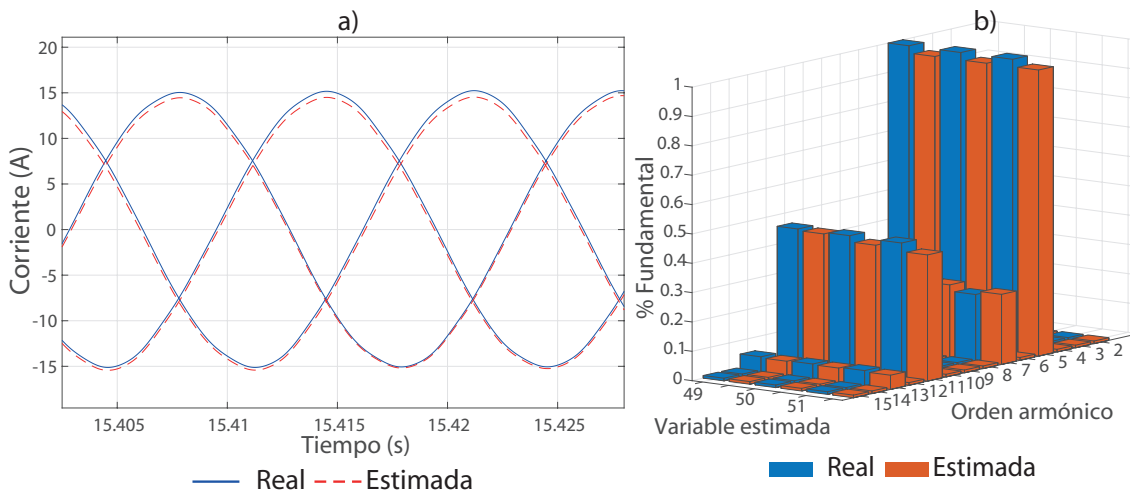


Figura 5.18: Corriente secundaria trifásica del transformador $i_{TRO_{ABC}}$ cuarta etapa: a) forma de onda de corriente b) espectro armónico.

La Tabla 5.9 muestra el error promedio del contenido armónico de la cuarta etapa. En la última etapa el máximo error relativo se muestra para $i_{TRO_{ABC}}$ de la fase C (5.5358 %). En general, el error máximo relativo corresponde a $i_{TRO_{ABC}}$ de la fase C (7.3703 %) para la primera etapa, por lo que, al cambiar w_{ref} se tuvo un incremento de corriente en el punto de acoplamiento común, lo que provocó una disminución en el error de la estimación. Además, se observó que la magnitud del contenido armónico máximo $i_{TRO_{ABC}}$ aumentó

gradualmente por etapa en 0.1 %. En los armónicos de magnitud considerablemente pequeña que corresponden a los armónicos de orden superior, el estimador de estado no puede realizar su labor de estimación adecuadamente, obteniendo un error notorio en la respuesta. La magnitud de este tipo de armónicos no es significativa, por lo tanto, se puede considerar que su contribución al contenido armónico del sistema es generalmente despreciable.

Tabla 5.9: Error promedio de estimación del espectro armónico, cuarta etapa.

Variable	Fase A		Fase B		Fase C	
	Error absoluto	Error relativo %	Error absoluto	Error relativo %	Error absoluto	Error relativo %
$i_{TRO_{ABC}}$	0.0102	3.3816	0.0168	4.9063	0.0176	5.5358
$i_{IT2_{ABC}}$	0.0191	1.0028	0.0141	1.4837	0.0148	1.5841
$i_{In_{ABC}}$	0.0073	0.4937	0.0047	0.2481	0.0075	0.3444

5.5. Conclusiones

En este capítulo se analizaron distintos casos de estudio orientados a la determinación de estimación de estado bajo condiciones de distorsión armónica en redes eléctricas trifásicas con integración de fuentes eólicas de generación; en particular, en esta tesis se representa el sistema de red de la Isla del Sur de Nueva Zelanda. Lo anterior se logra mediante la aplicación de la metodología que combina de manera unificada el modelo para TDHSE descrito en el Capítulo 4 y el modelo del aerogenerador síncrono de imanes permanentes de accionamiento directo con un convertidor de potencia back-to-back de escala completa descrito en el Capítulo 3. En todos los casos, se obtuvo una aproximación cercana entre la respuesta obtenida con el método para TDHSE reportado en esta tesis y aquella obtenida con el simulador Matlab/Simulink[®].

El modelado del estimador de estado estima las formas de onda de voltajes internos de los generadores, inyección de corriente armónica y corriente del WECS-PMSG-TIPO-4 como errores desconocidos, tal que el estimador de estado desconoce la dinámica de dichas

variables.

El primer caso de estudio se ha presentado la validación de la metodología desarrollada y se compara con el trabajo reportado en [Medina y Cisneros-Magaña, 2012]. Los resultados obtenidos del estimador reportado son mejores, debido a que el error máximo en las líneas de transmisión es de 0.8 A mientras que en [Medina y Cisneros-Magaña, 2012] se tiene un error máximo de 10 A. Al estimar las formas de onda de las fuentes de distorsión armónica y el voltaje interno como errores desconocidos, y teniendo un sistema subdeterminado de 15 mediciones y 42 variables de estado, el resultado obtenido es mejor que el reportado en [Medina y Cisneros-Magaña, 2012], debido a que en esta contribución se reporta un sistema donde se conoce la dinámica de las formas de onda de las fuentes de distorsión armónica y voltajes internos del generador y considera un sistema sobredeterminado con 27 mediciones y 18 variables de estado.

En el segundo caso de estudio, se presentó la integración del sistema WECS-PMSG-TIPO-4 a la red de prueba. Al cambiar la topología de la red de prueba al introducir el WECS-PMSG-TIPO-4, y al implementar el mismo análisis de observabilidad del caso de estudio 1, se observó un error en la estimación de las formas de onda de corrientes de i_{WECS} , debido a que el análisis de observabilidad se tiene que hacer con la nueva topología de la red de prueba para tener una observabilidad completa de sistema. Por lo tanto, se añadió un dispositivo de medición de voltaje en el nodo primario del transformador para reducir el error de estimación. La forma de onda de corriente $i_{TRO_{ABC}}$ en el secundario del transformador es de amplitud pequeña, comparada con el resto de las variables del sistema, lo que provoca una disminución en el desempeño del estimador de estado, al evaluar el error del contenido armónico. Por otra parte, el dispositivo de medición añadido redujo el error en la corriente $i_{IT2_{ABC}}$.

En el tercer caso de estudio, se presentó un conjunto de cuatro sistemas WECS-PMSG-TIPO-4 interconectado a la red eléctrica. Se ha mostrado que en el conjunto del sistema WECS-PMSG-TIPO-4, los sistemas de control pueden trabajar correctamente, mantenido el enlace de corriente directa al aplicar variaciones en el control de velocidad $w_{r_{ref}}$, creando distintos puntos de operación en el sistema de red. Se ha presentado el desempeño del algoritmo del estimador de estado al estimar diferentes puntos de operación en

la red eléctrica, en particular en $i_{TRO_{ABC}}$. Este caso de estudio se realizó con la finalidad de estimar el contenido armónico de WECS-PMSG-TIPO-4. Sin embargo, el modelo implementado es promediado, es decir no cuenta con funciones de conmutación, no presenta distorsión armónica. Se estimó $i_{TRO_{ABC}}$, tomando en cuenta que el contenido armónico no es significativo, con respecto al presentado en otras variables de estado. La respuesta del estimador de estado es aceptable. Este caso de estudio muestra que al introducir funciones de conmutación en el WECS-PMSG-TIPO-4 en trabajos futuros, el estimador de estado mostrará un contenido armónico mayor en la respuesta obtenida.

Capítulo 6

Conclusiones generales y trabajos futuros

La realización de la investigación reportada en esta tesis permite identificar las siguientes conclusiones generales:

6.1. Conclusiones generales

1. Se ha descrito y aplicado una metodología para la estimación de estado armónico en el dominio del tiempo TDHSE basado en el filtro de Kalman, a la estimación de formas de onda distorsionadas de voltaje y corriente en los nodos no monitoreados en redes eléctricas con fuentes de generación eólica.
2. Se han descrito a detalle la formulación y fundamentos teóricos en que se basa la metodología TDHSE.
3. Se ha presentado el análisis y modelado de un sistema de conversión de energía eólica tipo 4 basado en un aerogenerador síncrono de imanes permanentes WECS-PMSG-TIPO-4 en coordenadas $dq0$ en presencia de fluctuaciones de viento y cambios en el control de velocidad $w_{r_{ref}}$, observándose que el esquema de control es capaz de mantener el enlace de corriente directa en presencia de perturbaciones. Los resultados proporcionados por el modelado del WECS-PMSG-TIPO-4 fueron coincidentes con los

obtenidos mediante el software Matlab/Simulink[®], lo que permitió validar la respuesta obtenida con el modelo desarrollado.

4. Se ha propuesto el modelo del enlace de corriente continua de forma compacta, obtenido una respuesta adecuada y eficiente, al compararla con la respuesta obtenida con el software Matlab/Simulink[®].
5. Se ha analizado en la metodología de TDHSE, el efecto de representar el voltaje interno del generador, corrientes armónicas y corriente de salida de WECS-PMSG-TIPO-4 como errores desconocidos, tal que se convirtieran en variables de estado; de modo que la dinámica que rigen dichas variables fueran desconocidas para el estimador de estado. Se consideró el efecto de mediciones corrompidas por ruido, así como el efecto capacitivo de la línea de transmisión. Se utilizó un conjunto mínimo de dispositivos de medición, obteniéndose un sistema subdeterminado de ecuaciones.
6. Se ha analizado la aplicación práctica de la metodología TDHSE mediante tres casos de estudio. Para los casos considerados, la respuesta obtenida mediante TDHSE fue satisfactoria, con respecto a la obtenida a través del software Matlab/Simulink[®], lo que permitió validar la metodología desarrollada, así como comprobar que es posible estimar el contenido armónico de una red eléctrica con integración de fuentes eólicas y fuentes armónicas.

6.2. Trabajos futuros

Tomado como referencia el avance logrado en la investigación reportada en ésta tesis, se propone trabajar en las siguientes vertientes de investigación:

1. Extender la aplicación de la metodología TDHSE al análisis de redes eléctricas de mayor escala e incorporar una mayor diversidad fuentes de distorsión armónica, fuentes eólicas de generación, otras fuentes renovables de energía y cargas no lineales conectadas a diferentes nodos.
2. Ligado con el punto anterior, está la consideración de microrredes de generación basada en fuentes renovables de energía o parques eólicos/fotovoltaicos, en su caso.

3. Implementar en WECS-PMSG-TIPO-4 funciones de conmutación para estimar las formas de onda de voltaje y corriente interconectado a la red eléctrica y la distorsión armónica producida.
4. Realizar estimación local en WECS-PMSG-TIPO-4, con la finalidad de estimar las variables internas del sistema WECS-PMSG-TIPO-4.
5. Desarrollar el algoritmo de simetría de media onda en formas de onda de voltaje y corriente, para reducir a la mitad el esfuerzo computacional del proceso de TDHSE.
6. Desarrollar un algoritmo ubicación óptima de dispositivos de medición con la finalidad de obtener la observabilidad completa del sistema.
7. En las propuestas enunciadas en los numerales anteriores, considerar su operación en tiempo real, mediante un simulador orientado para tal propósito, tal como OPAL-RT, así como su validación en laboratorio.
8. En el análisis de redes de gran escala incorporar equivalentes dinámicos en el análisis de TDHSE.

Apéndice A

Nomenclatura de variables trifásica

La nomenclatura asignada para las variables trifásicas del sistema se muestra en la Tabla A.1. También se muestra un diagrama simplificado de las n conexiones de línea al nodo $I220$ que corresponde al nodo instrumentado Figura A.1.

Tabla A.1: Nomenclatura de variables de estado.

Variable	Simbología monofasica	Número de variable	Simbología trifásica
Voltaje nodal	v_i	1-3, 4-6, 7-9, 10-12	$v_{M220_{ABC}}, v_{T220_{ABC}}, v_{R220_{ABC}}, v_{I220_{ABC}}$
Corriente del generador	i_{gi}	13-15, 16-18, 19-21	$i_{g1_{ABC}}, i_{g2_{ABC}}, i_{g3_{ABC}}$
Corriente de línea	i_{li}	22-24, 25-27, 28-30, 31-33, 34-36, 37-39, 40-42, 43-45	$i_{MT1_{ABC}}, i_{MT2_{ABC}}, i_{MI1_{ABC}}, i_{MI2_{ABC}}, i_{IT1_{ABC}}, i_{IT2_{ABC}}, i_{RI1_{ABC}}, i_{RI2_{ABC}}$
Voltaje interno del generador	e_{gi}	46-48, 49-51, 52-54	$e_{g1_{ABC}}, e_{g2_{ABC}}, e_{g3_{ABC}}$
Corriente armónica	i_{nli}	55-57	$i_{nl_{ABC}}$

La integración del sistema WECS-PMSG-TIPO-4 añadió nuevas variables de estado, tal que, para los casos II y III la nomenclatura se modificó a partir del número de variable 46, como se muestra en la Tabla A.2.

Tabla A.2: Nomenclatura de variables de estado casos II y III.

Variable	Simbología monofasica	Número de variable	Simbología trifásica
Voltaje primario transformador		46-48	$v_{TRANS_{ABC}}$
Corriente secundaria transformador		49-51	$i_{TRANS_{ABC}}$
Voltaje interno del generador	e_{gi}	52-54, 55-57, 58-50	$e_{g1_{ABC}}, e_{g2_{ABC}}, e_{g3_{ABC}}$
Corriente armónica	i_{nli}	61-63	$i_{nl_{ABC}}$
Corriente de salida WECS-PMSG-TIPO-4		64-66	i_{WECS}

El diagrama de la Figura A.1 se considera para obtener la formulación de las ecuaciones de medición de corriente de línea y voltaje nodal.

$$v_{10} = v_{10} + \nu \quad (\text{A.1})$$

$$v_{11} = v_{11} + \nu \quad (\text{A.2})$$

$$v_{12} = v_{12} + \nu \quad (\text{A.3})$$

$$i_r = \left(\frac{C}{C_{eq}} - 1 \right) \cdot i_{sr} + \frac{C}{C_{eq}} (i'_{in} - i_{out_i}) \quad (\text{A.4})$$

$$C_{eq} = 2 \cdot C_2 + 2 \cdot C_4 + 2 \cdot C_7$$

$$i_{MI1_{ABC}} = \left(\frac{C_3}{C_{eq}} - 1 \right) \cdot i_{MI1_{ABC}} + \frac{C_3}{C_{eq}} \cdot (i_{MI2_{ABC}} + i_{RI1_{ABC}} + i_{RI2_{ABC}} - i_{IT1_{ABC}} - i_{IT2_{ABC}} - i_{carga_M}) + \nu \quad (\text{A.5})$$

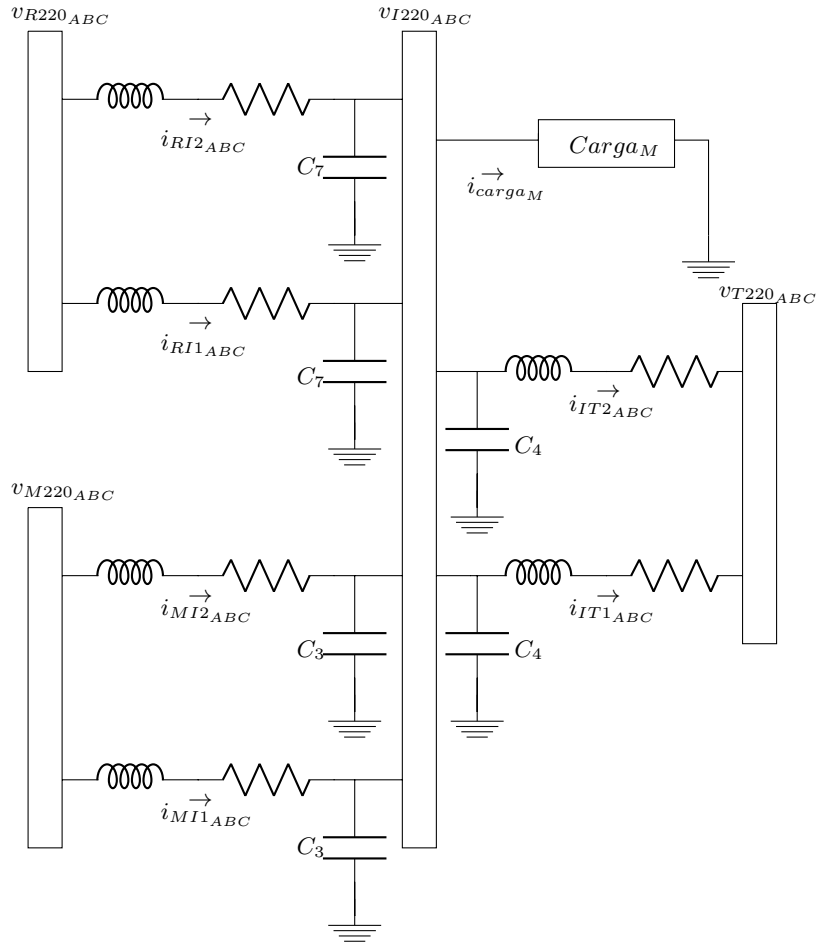


Figura A.1: Conexión de n líneas al nodo $I220$ instrumentado.

Fase A:

$$i_{MI1A} = \left(\frac{C_3}{C_{eq}} - 1 \right) \cdot i_{28} + \left(\frac{C_3}{C_{eq}} \right) \left(i_{31} + i_{40} + i_{43} - i_{34} - i_{37} - \frac{v_{10}}{R_{carga_M}} \right) + \nu \quad (A.6)$$

Fase B:

$$i_{MI1B} = \left(\frac{C_3}{C_{eq}} - 1 \right) \cdot i_{29} + \left(\frac{C_3}{C_{eq}} \right) \left(i_{32} + i_{41} + i_{44} - i_{35} - i_{38} - \frac{v_{11}}{R_{carga_M}} \right) + \nu \quad (A.7)$$

Fase C:

$$i_{MI1C} = \left(\frac{C_3}{C_{eq}} - 1 \right) \cdot i_{30} + \left(\frac{C_3}{C_{eq}} \right) \left(i_{33} + i_{42} + i_{45} - i_{36} - i_{39} - \frac{v_{12}}{R_{carga_M}} \right) + \nu \quad (A.8)$$

$$i_{RI1_{ABC}} = \left(\frac{C_7}{C_{eq}} - 1 \right) \cdot i_{RI1_{ABC}} + \frac{C_7}{C_{eq}} \cdot (i_{RI2_{ABC}} + i_{MI1_{ABC}} + i_{MI2_{ABC}} - i_{IT1_{ABC}} - i_{IT2_{ABC}} - i_{carga_M}) + \nu \quad (\text{A.9})$$

Fase A:

$$i_{RI1_A} = \left(\frac{C_7}{C_{eq}} - 1 \right) \cdot i_{40} + \left(\frac{C_7}{C_{eq}} \right) \cdot \left(i_{43} + i_{28} + i_{31} - i_{34} - i_{37} - \frac{v_{10}}{R_{carga_M}} \right) + \nu \quad (\text{A.10})$$

Fase B:

$$i_{RI1_B} = \left(\frac{C_7}{C_{eq}} - 1 \right) \cdot i_{41} + \left(\frac{C_7}{C_{eq}} \right) \cdot \left(i_{44} + i_{29} + i_{32} - i_{35} - i_{38} - \frac{v_{11}}{R_{carga_M}} \right) + \nu \quad (\text{A.11})$$

Fase C:

$$i_{RI1_C} = \left(\frac{C_7}{C_{eq}} - 1 \right) \cdot i_{42} + \left(\frac{C_7}{C_{eq}} \right) \cdot \left(i_{45} + i_{30} + i_{33} - i_{36} - i_{39} - \frac{v_{12}}{R_{carga_M}} \right) + \nu \quad (\text{A.12})$$

$$i_{ls} = \left(1 - \frac{C}{C_{eq}} \right) \cdot i_{sr} + \frac{C}{C_{eq}} (i_{in_i} - i'_{out}) \quad (\text{A.13})$$

$$i_{IT1_{ABC}} = \left(1 - \frac{C_4}{C_{eq}} \right) \cdot i_{IT1_{ABC}} + \left(\frac{C_4}{C_{eq}} \right) \cdot (i_{MT1_{ABC}} + i_{MI2_{ABC}} + i_{RI1_{ABC}} + i_{RI2_{ABC}} - i_{IT2_{ABC}} - i_{carga_M}) + \nu \quad (\text{A.14})$$

Fase A:

$$i_{IT1_A} = \left(1 - \frac{C_4}{C_{eq}} \right) \cdot i_{34} + \left(\frac{C_4}{C_{eq}} \right) \cdot \left(i_{28} + i_{31} + i_{40} + i_{43} - i_{37} - \frac{v_{10}}{R_{carga_M}} \right) + \nu \quad (\text{A.15})$$

Fase B:

$$i_{IT1_B} = \left(1 - \frac{C_4}{C_{eq}} \right) \cdot i_{35} + \left(\frac{C_4}{C_{eq}} \right) \cdot \left(i_{29} + i_{32} + i_{41} + i_{44} - i_{38} - \frac{v_{11}}{R_{carga_M}} \right) + \nu \quad (\text{A.16})$$

Fase C:

$$i_{IT1_C} = \left(1 - \frac{C_4}{C_{eq}} \right) \cdot i_{36} + \left(\frac{C_4}{C_{eq}} \right) \cdot \left(i_{30} + i_{33} + i_{42} + i_{45} - i_{39} - \frac{v_{12}}{R_{carga_M}} \right) + \nu \quad (\text{A.17})$$

$$v_1 = v_1 + \nu \quad (\text{A.18})$$

$$v_2 = v_2 + \nu \quad (\text{A.19})$$

$$v_3 = v_3 + \nu \quad (\text{A.20})$$

Apéndice B

Análisis de Fourier

B.1. Análisis de Fourier

En general, una forma de onda distorsionada periódica $x(t)$ se puede expresar como [Arrillaga *et al.*, 2001]:

$$X(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cdot \cos \left(\frac{2\pi \cdot t}{T} \right) + b_n \cdot \text{sen} \left(\frac{2\pi \cdot t}{T} \right) \right). \quad (\text{B.1})$$

Conocida como la serie de Fourier, que constituye una representación en el dominio del tiempo de la función periódica, donde a_0 es el valor promedio, T el periodo de la función $x(t)$, a_n y b_n son coeficientes de la serie para la n -ésima armónica, dados por:

$$a_0 = 1/T \int_{-T/2}^{T/2} x(t) dt \quad (\text{B.2})$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \cdot \cos \left(\frac{2\pi \cdot n \cdot t}{T} \right) dt \quad \text{para } n = 1, \dots, \infty \quad (\text{B.3})$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \cdot \text{sen} \left(\frac{2\pi \cdot n \cdot t}{T} \right) dt \quad \text{para } n = 1, \dots, \infty. \quad (\text{B.4})$$

B.1.1. Transformada de Fourier

El análisis de Fourier en una señal continua y periódica en el dominio del tiempo, produce una serie de componentes de frecuencia discretos en el dominio de la frecuencia [Arrillaga *et al.*, 2001]. Las ecuaciones (B.5) y (B.6) forman el par de la Transformada de

Fourier.

$$X(f) = 1/T \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t} dt \quad (\text{B.5})$$

$$x(t) = 1/T \int_{-\infty}^{\infty} X(f) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t} df, \quad (\text{B.6})$$

$X(f)$ es conocida como la función de densidad espectral de $x(t)$. La (B.5) se conoce como la “transformada directa” y (B.6) la “transformada inversa”. Generalmente $X(f)$ es compleja, de modo que el espectro de amplitud de la señal de frecuencia se obtiene como:

$$[X(f)] = [(ReX(f))^2 + (ImX(f))^2]^{1/2} \quad (\text{B.7})$$

Y el espectro de fases es,

$$\phi(f) = \tan^{-1} \left[\frac{ImX(f)}{ReX(f)} \right]. \quad (\text{B.8})$$

B.1.2. Transformada Discreta de Fourier

En la práctica, los datos a menudo están disponibles en forma de una función de tiempo muestreada. En el caso donde el espectro en el dominio de la frecuencia es una función muestreada, al igual que la función en el dominio del tiempo, se obtiene un par de transformadas de Fourier de componentes discretos (DFT, por sus siglas en inglés) [Arrillaga *et al.*, 2001], dados por:

$$X(f_k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(t_n) \cdot e^{-j \cdot 2\pi kn/N} \quad (\text{B.9})$$

$$x(t_n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(f_k) \cdot e^{-j \cdot 2\pi kn/N}. \quad (\text{B.10})$$

La (B.9) se puede escribir en forma compacta como,

$$[X(f_k)] = \frac{1}{N} [W^{kn}] [x(t_n)], \quad (\text{B.11})$$

donde $W = e^{-j2\pi/N}$, $[X(f_k)]$ es un vector que representa los N componentes de la función en el dominio de la frecuencia, mientras que $[x(t_n)]$ es un vector que representa las N muestras

de la función en el dominio del tiempo. Se obtienen N componentes de frecuencia de N muestras de tiempo. Se requiere un total de N^2 multiplicaciones complejas para resolver (B.11).

B.1.3. Transformada Rápida de Fourier

La Transformada Rápida de Fourier (FFT, por sus siglas en inglés) es un algoritmo que permite calcular la DFT con ahorro sustancial de tiempo y esfuerzo computacional. El algoritmo FFT utiliza la similitud de los elementos de la matriz $[W^{kn}]$ y reduce el número de operación N^2 a $(N/2)\log_2 N$. El ahorro en los cálculos aumenta conforme se incrementa el número de muestras, de modo que para $N = 2^{10}$ muestras el trabajo reduce el número de operaciones 205 veces.

Referencias

- [Abur y Expósito, 2004] Abur A., Expósito A.G. *Power system state estimation theory and implementation*. Marcel Dekker Inc., 2004.
- [Ahmed *et al.*, 2020] Ahmed S.D., Al-Ismail F.S.M., Shafullah M., Al-Sulaiman F.A., El-Amin I.M. “Grid integration challenges of wind energy: a review.” *IEEE Access*, Vol(8), páginas 10857–10878, 2020.
- [Arrillaga *et al.*, 2001] Arrillaga J., Watson N., Chen S. *Power system quality assessment*. John Wiley Sons, 2001.
- [Bollen y Yang, 2013] Bollen M., Yang K. “Harmonic aspects of wind power integration.” *Modern Power Systems and Clean Energy*, Vol (1), (1):páginas 14–21, 2013.
- [Bozicek *et al.*, 2018] Bozicek A., Kilter J., Sarnet T., Igor P. “Harmonic emissions of power-electronic devices in different transmission-network operating conditions.” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol (54), (5):páginas 5216–5226, 2018.
- [Castillo, 2015] Castillo I.I. *Ingeniería de sistemas de control continuo*. 2015.
- [Cisneros-Magaña, 2013] Cisneros-Magaña R. “Power quality state estimation in transient and steady state.” *Tesis de Doctorado, División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería Eléctrica, UMICH*, 2013.
- [Cisneros-Magaña *et al.*, 2018] Cisneros-Magaña R., Medina A., Dinavahian V., Ramos-Paz A. “Time-domain power quality state estimation based on kalman filter using parallel computing on Graphics Processing Units.” *IEEE Access*, Vol (6), páginas 21152 – 21163, 2018.

- [Cisneros-Magaña *et al.*, 2014] Cisneros-Magaña R., Medina A., Segundo-Ramírez J. “Efficient time domain power quality state estimation using the enhanced numerical differentiation newton type methodo.” *Electrical Power and Energy Systems, Vol (63)*, páginas 414–422, 2014.
- [Farzanehrfat y Watson, 2013] Farzanehrfat A., Watson N.R. “Power quality estimation fot smart distribution grids.” *IEEE Transactions on Power Systems, Vol (28), (3)*, 2013.
- [Heydt, 1989] Heydt G.T. “Identification of harmonic sources by a state estimation technique.” *IEEE Transactions on Power Delivery, Vol(4), (1)*:páginas 569–576, 1989.
- [Heydt y Beides, 1991] Heydt G.T., Beides H.M. “Dynamic state estimation of power system harmonics using kalman filter methodology.” *IEEE Transactions on Power Delivery, Vol(6), (4)*:páginas 1663 – 1670, 1991.
- [IEEE-Std-519, 1992] IEEE-Std-519. “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems.” *IEEE Std 519-1992*, páginas 1–112, 1992.
- [Karamta y Jamnani, 2016] Karamta M., Jamnani J. “A review of power system state estimation: techniques, state-of-the-art and inclusion of FACTS controllers.” *International Conference on Electrical Power and Energy Systems (ICEPES)*, 2016.
- [Krause *et al.*, 2013] Krause P., Wasynczuk O., Sudhoff S., Pekarek S. *Analysis of electric machinery and drive systems*. John Wiley Sons, 2013.
- [Kundur, 1994] Kundur P. *Power system stability and control*. McGraw-Hill, 1994.
- [Larson *et al.*, 1970] Larson R., Tinney W., J. P. “State estimation in power systems part I: theory and feasibility.” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol (89), (3)*:páginas 345–352, 1970.
- [Matair *et al.*, 2000] Matair S., Watson N., Wong K., V.L. Pham J.A. “Harmonic state estimation: a method for remote harmonic assessment in a deregulated utility network.”

International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, 2000.

[Medina y Cisneros-Magaña, 2012] Medina A., Cisneros-Magaña R. “Time-domain harmonic state estimation based on the Kalman filter Poincare map and extrapolation to the limit cycle.” *IGT Generation, Transmission and Distribution, Vol (6)*, (12):páginas 1209–1217, 2012.

[Miller y Lewis, 1971] Miller W., Lewis J. “Dynamic state estimation in power systems.” *IEEE Transactions on Automatic Control, Vol (16)*, (6):páginas 841–846, 1971.

[Molina-Moreno *et al.*, 2017] Molina-Moreno I., Medina A., Cisneros-Magaña R., Anaya O. “Time domain harmonic state estimation in unbalanced power networks based on optimal number of meters and the principle of halfwave symmetry.” *IET The Institution of Engineering and Technology*, 2017.

[Molipoulos *et al.*, 1994] Molipoulos A., Zhang F., Zelingher S. “Power system harmonic state estimation.” *IEEE Transactions on Power Delivery, Vol (9)*, (3):páginas 170–1709, 1994.

[Monticelli, 1999] Monticelli A. *State estimation in electric power systems a generalized approach*. Kluwer Academic, 1999.

[Nouh y Mohamed, 2014] Nouh A., Mohamed F. “Wind energy conversion systems: classifications and trends in application.” *International Renewable Energy Congress (IREC)*, 2014.

[REN21-Members, 2018] REN21-Members. “Renewable energy policy network for the 21st century REN21: Renewables global status report (GSR).” *Disponible en línea: <https://www.ren21.net/reports/global-status-report/>*, (Consultado Agosto 2019), 2018.

[Salgado *et al.*, 2018] Salgado N., Campos-Gaona D., Anaya O., Medina A., Tapia-Sánchez R., Rodríguez J. “THD reduction in wind energy system using type-4 wind turbine/PMSG applying the active front-end converter parallel operation.” *Energies*, 2018.

- [Schweppe y Wildes, 1970] Schweppe F.C., Wildes J. “Power system static-state estimation part I: exact Model.” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol (PAS-89)*, (1):páginas 120–125, 1970.
- [Simon, 2006] Simon D. *Optimal state estimation Kalman, H_∞ and nonlinear approaches*. John Wiley Sons, 2006.
- [Sotelo-Martinez y Fuerte-Esquivel, 2015] Sotelo-Martinez J., Fuerte-Esquivel C. “Dynamic control interaction assessment in power systems with wind energy conversion systems.” *IEEE Eindhoven PowerTech*, 2015.
- [Tapia-Tinoco, 2017] Tapia-Tinoco J. “Análisis teórico-experimental e implementación en tiempo real de estimación de estado bajo condiciones de distorsión armónica en redes eléctricas.” *Tesis de Maestría, División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería Eléctrica, UMICH*, 2017.
- [Tentzerakis y Papathanassiou, 2007] Tentzerakis S.T., Papathanassiou A. “An investigation of the harmonic emissions of wind turbines.” *IEEE Transactions on Energy conversion, Vol (22)*, (1):páginas 150–158, 2007.
- [Watson y Arrillaga, 2007] Watson N., Arrillaga J. *Power systems electromagnetic transients simulation*. IET Power and Energy Series 39, 2007.
- [Watson, 2010] Watson N.R. “Power quality estimation.” *European Transactions on Electrical Power, Vol(20)*, (1):páginas 19–33, 2010.
- [Yaramasu *et al.*, 2015] Yaramasu V., Wu B., Sen P.C., Kouro S., Narimani M. “High-power wind energy conversion systems: state-of-the-art and emerging technologies.” *Proceedings of the IEEE, Vol (103)*, (5):páginas 740 – 788, 2015.
- [Yazdani y Iravani, 2010] Yazdani A., Iravani R. *Voltage-sourced converters in power systems: Modeling, control and applications*. John Wiley Sons, 2010.
- [Zhou *et al.*, 2006] Zhou M., Centeno V.A., Thorp J.S., Phandke A.G. “An alternative for including phasor measurements in state estimators.” *IEEE Transactions on Power Systemns, Vol (21)*, (4):páginas 1930–1937, 2006.