



# UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN  
INGENIERÍA ENERGÍA - FUENTES RENOVABLES  
INSTITUTO DE ENERGÍAS RENOVABLES

VALIDACIÓN EXPERIMENTAL Y EN TIEMPO REAL DE LOS EFECTOS DE LA  
VARIABILIDAD DEL VIENTO SOBRE UN SISTEMA DE CONVERSIÓN DE  
ENERGÍA EÓLICA EN REDES DESBALANCEADAS.

## T E S I S

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE  
MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA

ING. Valery Rubí Rosales Valladares

TUTOR PRINCIPAL

DRA. NADIA MARÍA SALGADO HERRERA  
INSTITUTO DE ENERGÍAS RENOVABLES

TEMIXCO, MORELOS, DICIEMBRE 2021



Universidad Nacional  
Autónoma de México



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

## JURADO ASIGNADO

Presidente: Dr. Miguel Robles Pérez

Secretario: Dr. Osvaldo Rodríguez Hernández

1er. Vocal: Dra. Nadia María Salgado Herrera

2do. Vocal: Dr. Juan Ramón Rodríguez Rodríguez

3er. Vocal: Edgar Lenymirko Moreno Goytia

Lugar donde se realizó la tesis:

Instituto de Energías Renovables de la Universidad Nacional Autónoma de México  
Temixco, Morelos, México

## TUTOR DE TESIS:

Dra. Nadia María Salgado Herrera

Instituto de Energías Renovables

---

Firma

*Dedicado a mi abuela Raquel Aguilar García†.*

---

## Agradecimientos

---

Agradezco a Dios y su presencia en mi vida, por cuidarme y permitirme llegar a este feliz momento.

Agradezco enormemente a mi familia. A mi abuela Raquel Aguilar porque sin saber exactamente mis planes me alentó con sus pensamientos y yo los llevé en mi corazón. A mis padres Eli Rosales y Regina Valladares que me ha dado lo más importante en mi vida, la libertad y el apoyo de seguir mi propio camino. A mis hermanos menores Eli y Amin porque me siento como pez en el agua cuando estoy con ellos.

Agradezco a mi asesora la Dra. Nadia Salgado Herrera por guiarme durante mi inicio de maestría y permitirme incursionar en lo que ahora es mi línea de investigación, agradezco mucho su tiempo, dedicación y los conocimientos transmitidos, sobre todo y mi parte favorita los días dedicados al laboratorio y todos los conocimientos que pude adquirir y reforzar gracias a eso.

Agradezco a mis revisores y sinodales al Dr. Osvaldo Hernández, al Dr. Miguel Robles, Dr. Juan Ramón Rodríguez y Dr. Edgar Lenymirko Moreno por el tiempo, revisiones y consejos brindados para el logro de este trabajo de tesis de maestría.

Agradezco a mis amigos que hice durante la maestría en especial a Sergio con quien incursioné y compartí el mismo tema de investigación, porque su presencia me ayudó a no perder la cabeza y llegar hasta el final; a mis compañeros de maestría en especial a Caro, Memo, Sam y a todos los colegas de su generación de la LIER con quienes tuve la oportunidad de compartir algunas aventuras cotidianas y otras extraordinarias, fueron como mi segunda familia; a mis primeros roomies Alejandro y Ernesto; a Alice agradezco también que fuéramos roomies y ahora amigas; a los integrantes del grupo de eólica con quienes tuve oportunidad de convivir; y a mis amigos Team Pandemia indudablemente son una cosa bárbara.

Agradezco al Instituto de Energías Renovables de la Universidad Nacional Autónoma de México (IER-UNAM) por su calidad y calidez, sin duda me siento muy orgullosa de pertenecer a esta noble institución. También agradezco al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por el apoyo económico que me fue otorgado con el número de beca 791122, sin ello no hubiera podido dedicarme de tiempo completo a mis estudios de maestría.

---

Agradezco al Programa de Apoyo a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica (PAPIIT-UNAM) - código de proyecto DGAPA-PAPIIT- IA102520 y al proyecto 272063 “Fortalecimiento del campo de energía eólica en el programa de Doctorado en Ingeniería Campo de conocimiento en Energía con sede en el Instituto de Energías Renovables de la Universidad Nacional Autónoma de México” FSE-SENER-CONACyT por todas las facilidades brindadas para la elaboración de este trabajo.

---

## Publicaciones

---

**Valery Rubi Rosales**, Sergio Fernando Rodriguez, Miguel Robles, Osvaldo Rodriguez-Hernandez and Nadia Salgado-Herrera. "Off-grid Wind Energy Conversion Systems based on Multilevel Cascaded H-bridge Topology in Real Time Simulation", 2020 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC), Ixtapa, Mexico, 2020, pp 1-6.

Sergio Fernando Rodriguez, **Valery Rubi Rosales**, O. Gomez-Montero, J. H-Sanchez, O. Rodriguez-Hernandez, N.M Salgado-Herrera and J. R. Rodriguez-Rodriguez, Real time simulation of Distributed Renewable Energy Access based on Photovoltaic Energy Conversion System", 2020 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM), 2020, pp 1-5.

---

## Resumen

---

Las soluciones a partir de energía renovable distribuida son relevantes para satisfacer la demanda eléctrica y promover el desarrollo de la misma. En este trabajo de tesis de grado se presenta un sistema de conversión de energía eólica (WECS) integrado a una red de distribución desbalanceada. El objetivo principal del WECS es mantener la interconexión con la red, aún con la presencia de caídas de voltaje desbalanceadas. A su vez se desarrolla una señal sintética de viento a partir de un proceso gaussiano (GP) con el objetivo de evaluar los sistemas de conversión bajo escenarios apegados a la realidad.

La potencia generada en el WECS propuesto es transferida por medio de un rectificador de diodos trifásico y un convertidor de fuente de voltaje (VSC), el VSC usa un control a partir de un solo regulador proporcional-integral (PI) de lazo cerrado con un enfoque fasorial, adecuado por su modularidad, densidad de potencia y por el índice de eficiencia de la potencia transferida desde el WECS a las redes de distribución eléctricas.

La ley de control propuesta asegura: i) Una interconexión ininterrumpida de energía, tanto en condiciones ideales como en condiciones de caídas de voltaje desbalanceadas; ii) Mitigación de la distorsión armónica normal (THD); iii) Factor de potencia unitario; iv) Generación de corrientes balanceadas; v) Esquema de control simple y robusto; vi) Y cumplimiento con las normas del código de red.

La efectividad y robustez del WECS propuesto se evalúa a través de un modelo matemático completo, verificado por los resultados de su simulación en MATLAB-Simulink<sup>®</sup> y validado por los resultados experimentales usando el simulador en tiempo real Opal-RT Technologies<sup>®</sup> en conjunto con el prototipo de laboratorio. Los resultados experimentales a baja escala demuestran una compensación del voltaje del enlace de DC y la integración de una capacidad de potencia de 100W en redes eléctricas desbalanceadas con una eficiencia de 96 %.

---

## Abstract

---

Distributed renewable energy solutions are relevant to satisfy the electricity demand and promote grid development. In this thesis, wind energy conversion system (WECS) integrated into unbalanced distribution electrical networks is presented. The main objective is the WECS interconnection, even in the presence of unbalanced electrical voltages. A synthetic wind signal is also developed from a Gaussian process (GP) in order to evaluate the conversion systems under scenarios close to reality.

The generated power in the proposed WECS is transferred through the three-phase diodes rectifier and voltage source converters (VSC), the VSC is controlled using only a single closed-loop proportional-integral (PI) regulator with a phasorial approach, owing to its modularity, power density, and efficiency to transfer power from WECS to distribution electrical networks.

The proposed control law guarantees: i) The continuous generation of wind energy, both under normal operating conditions and with unbalanced voltages; ii) Total harmonic distortion (THD) mitigation; iii) Unity power factor; iv) Balanced currents generation; v) Simple and robust control scheme; vi) Compliance with network code rules.

The effectiveness and robustness of the proposed WECS are assessed via a complete mathematical model, corroborated by the simulation results in MATLAB-Simulink<sup>®</sup>, and validated by experimental results using the real-time simulator Opal-RT Technologies<sup>®</sup> and laboratory prototyping. The low-scale experimental results indicate a DC-link voltage compensation and integration of a power capacity of 100W in unbalanced electrical networks with an efficiency of 96 %.

---

## Acrónimos

---

**AC** Corriente alterna. 13, 16, 32, 36, 38, 39, 41, 43–50

**ANN** Redes neuronales artificiales. 18

**DC** Corriente directa. 7, 9, 10, 13, 32, 36, 39–41, 43, 44, 46, 47, 49, 50, 64

**DFGI** Generador de inducción doblemente alimentado. 7, 9, 12

**FFT** Transformada Rápida de Fourier. 22, 25

**GP** Proceso gaussiano. 15, 18, 21, 23, 25, 27, 28, 31, 71, 72

**GSC** Convertidor de fuente de voltaje del lado de la red eléctrica. 41, 43–46

**IA** Inteligencia artificial. 17, 18

**LVRT** Capacidad de soportar huecos de tensión. 9, 10

**MAPE** Error absoluto medio porcentual. 18

**MPPT** Seguimiento del punto de máxima potencia. 3, 72, 73

**MSC** Convertidor de fuente de voltaje del lado de la máquina. 40–42

**PCC** Punto común de acoplamiento. 3, 5, 9, 10, 53, 57, 62

**PF** Factor de potencia. 2, 13, 57–59, 67

**PI** Integrador proporcional. 10, 46

**PMSG** Generador síncrono de imanes permanentes. 9, 10, 12–16, 32, 34–36, 41, 42, 52, 61

---

**ROGI** Integrador resonante de orden reducido. 10

**SARIMA** Media móvil integrada autorregresiva estacional. 18

**SCIG** Generador síncrono de jaula de ardilla. 6

**SPWM** Modulación sinusoidal por ancho de pulso. 36, 37, 43, 52

**THD** Distorsión armónica total. 58, 59, 70, 72

**UCF** Factor de desbalance de corriente. 68–70

**UVF** Factor de desbalance de voltaje. 4, 66

**VSC** Convertidor de fuente de voltaje. 7, 12, 13, 32, 36, 38–41, 43, 48–50, 52, 53, 55, 62, 64, 65

**WECS** Sistema de conversión de energía eólica. 3, 9, 12–16, 18, 31, 52, 53, 55, 59–62, 64–67, 70–73

**WRIG** Generador de inducción de rotor bobinado. 6

---

## Nomenclatura

---

|                    |  |
|--------------------|--|
| $f(z)$             | Función de regresión del GP.                                   |
| $y$                | Variable dependiente.  |
| $z_o$              | Valor inicial en el GP.  |
| $z_i, z_j$         | Variabes aleatorias.   |
| $\hat{y}$          | Valor resultado de predicción en el GP.                        |
| $z$                | Vector de regresión.   |
| $\nu$              | Término constante en el GP.                                    |
| $m_f$              | Función de media en el GP.                                     |
| $C$                | Función de covarianza.   |
| $\Sigma$           | Matriz de covarianza   |
| $\sigma_f^2, l, d$ | Hiperparámetros de forma de los tipos funciones de covarianza. |
| $r$                | Distancia media entre los valores de entrada en el GP.         |
| $T_p$              | Índice de periodicidad de una función.                         |
| $PDS$              | Espectro de potencia.  |
| $e^u$              | Notación exponencial compleja de Euler.                        |
| $F(u)$             | Transformada de Fourier.                                       |
| $\Gamma(u)$        | Función Gamma.   |
| $K_d(u)$           | Función de Bessel.   |
| $\mu$              | Valor de media.  |
| $\sigma$           | Valor de desviación estándar.                                  |
| $\sigma^2$         | Valor de covarianza.   |
| $abc$              | Señales trifásicas de la red eléctrica de AC.                  |
| $dq0$              | Señales en el marco de referencia $dq0$                        |

---

|               |   |
|---------------|---|
| $C_p$         | Coeficiente de potencia.  |
| $\lambda$     | Velocidad punta ( <i>tip-speed ratio</i> ).                           |
| $\beta$       | Ángulo de paso ( <i>pitch angle</i> ).                                |
| $\rho$        | Densidad del aire.  |
| $R$           | Radio del rotor del aerogenerador.                                    |
| $v$           | Velocidad de viento.  |
| $c_1 - c_6$   | Coeficientes de forma del aerogenerador.                              |
| $w_t$         | Velocidad del eje mecánico.   |
| $V^h$         | Vector de tensiones del estátor del generador.                        |
| $r_s$         | Matriz de resistencias del estátor.                                   |
| $I^h$         | Vector de corrientes del generador.                                   |
| $\lambda_m^h$ | Vector de flujo.  |
| $v_d, v_q$    | Tensiones del estátor del generador en el marco de referencia $dq0$ . |
| $i_d, i_q$    | Corriente del estátor en el marco de referencia $dq0$ .               |
| $L_d, L_q$    | Inductancias del estátor en $dq0$ .                                   |
| $\omega_r$    | Velocidad angular del generador.                                      |
| $P_m$         | Potencia permisible por el generador.                                 |
| $T_m$         | Torque mecánico.  |
| $T_e$         | Torque eléctrico.   |
| $D, H$        | Coeficiente de fricción e inercia del generador.                      |
| $S_n$         | Estado de $n$ interruptor.  |
| $m, m_f$      | Índice de modulación e índice de frecuencia.                          |
| $a_m, a_p$    | Amplitud de la señal moduladora y de la señal portadora.              |
| $f_m, f_p$    | Frecuencia de la señal moduladora y frecuencia de la señal portadora. |
| $V_t$         | Voltaje en las terminales de AC del VSC.                              |
| $V_{DC}$      | Voltaje en el enlace de DC.   |
| $I_{DC}$      | Corriente directa en el enlace de DC.                                 |
| $i_p, i_n$    | Corriente del semiciclo positivo y negativo en el VSC.                |
| $I_L$         | Corriente en la inductancia de acoplamiento.                          |

---

# Índice general

---

|   |            |
|---|------------|
| <b>Resumen</b>  | <b>v</b>   |
| <b>Abstract</b>   | <b>vi</b>  |
| <b>Acrónimos</b>  | <b>vii</b> |
| <b>Nomenclatura</b>   | <b>ix</b>  |
| <b>Índice de figuras</b>  | <b>xiv</b> |
| <b>Índice de tablas</b>   | <b>1</b>   |
| <b>1. INTRODUCCIÓN</b>  | <b>2</b>   |
| 1.1. Integración de energía eólica como un desafío presente . . . . .   | 2          |
| 1.2. Desbalance de voltaje . . . . .                                    | 4          |
| 1.2.1. Concepto General de un sistema de energía eólica . . . . .       | 5          |
| 1.2.2. Topologías de Sistemas de Conversión de Energía Eólica . . . . . | 6          |
| 1.3. Estado del Arte . . . . .  | 9          |
| 1.4. Planteamiento del Problema . . . . .                               | 12         |
| 1.5. Hipótesis . . . . .  | 13         |
| 1.6. Propuesta de investigación . . . . .                               | 13         |
| 1.7. Objetivos . . . . .  | 14         |
| 1.7.1. General . . . . .  | 14         |
| 1.7.2. Específicos . . . . .  | 14         |
| 1.8. Justificación . . . . .  | 15         |
| 1.9. Metodología . . . . .  | 15         |
| 1.10. Organización de la tesis . . . . .                                | 16         |
| <b>2. Estudio del recurso eólico</b>                                    | <b>17</b>  |
| 2.1. Revisión bibliográfica del pronóstico del recurso eólico . . . . . | 17         |

---

|           |  |           |
|-----------|--|-----------|
| 2.2.      | Descripción matemática del modelo . . . . .  | 18        |
| 2.2.1.    | Proceso Gaussiano . . . . .  | 18        |
| 2.2.2.    | Tipos de funciones de covarianza . . . . .   | 19        |
| 2.2.3.    | Modelado del un proceso gaussiano . . . . .  | 21        |
| 2.2.4.    | Análisis de Fourier . . . . .  | 21        |
| 2.2.5.    | Espectro de potencia . . . . .   | 22        |
| 2.3.      | Metodología en el desarrollo de una señal sintética de viento . . . . .  | 23        |
| 2.3.1.    | Selección de Datos . . . . .   | 24        |
| 2.3.2.    | Análisis del espectro de potencia . . . . .  | 24        |
| 2.3.3.    | Caracterización del ruido blanco . . . . .   | 25        |
| 2.3.4.    | Selección del kernel y valores de entrada al GP . . . . .  | 25        |
| 2.4.      | Resultados de las series sintéticas generadas . . . . .  | 28        |
| 2.4.1.    | Caso 1. Empleando un valor de media global. . . . .  | 28        |
| 2.4.2.    | Caso 2. Empleando un valor de media por cada venta temporal móvil. . . . .   | 29        |
| 2.4.3.    | Autocorrelación . . . . .  | 30        |
| 2.4.4.    | Conclusiones . . . . .   | 31        |
| <b>3.</b> | <b>Modelado de un sistema de conversión de energía eólica para baja y alta potencia</b>  | <b>32</b> |
| 3.1.      | Configuración de una turbina eólica . . . . .  | 33        |
| 3.2.      | Modelo del circuito y ecuaciones del PMSG . . . . .  | 34        |
| 3.3.      | Convertidor de fuente de voltaje trifásico de dos niveles . . . . .  | 36        |
| 3.3.1.    | Modulación SPWM . . . . .  | 36        |
| 3.3.2.    | Modelo Conmutado . . . . .   | 38        |
| 3.3.3.    | Modelo promediado . . . . .  | 38        |
| 3.4.      | Modelado del Sistema de Conversión de energía eólica de alta potencia . . . . .  | 39        |
| 3.4.1.    | Control para la transferencia de potencia entre el PMSG y el convertidor de fuente de voltaje del lado del generador . . . . . | 40        |
| 3.4.2.    | Modelado del control VSC del lado de la máquina como rectificador . . . . .  | 41        |
| 3.4.3.    | Modelado de control del VSC del lado de la red sobre la tensión en DC . . . . .  | 43        |
| 3.4.4.    | Modelado de lazo de control de corriente del GSC . . . . .   | 44        |
| 3.5.      | Sistema de Conversión de energía eólica de baja potencia . . . . .   | 46        |
| 3.5.1.    | Rectificador trifásico no controlado . . . . .   | 47        |
| 3.5.2.    | Modelado del control del VSC con enfoque fasorial . . . . .  | 48        |
| 3.5.3.    | Control del voltaje de $V_{DC}$ . . . . .  | 49        |
| 3.6.      | Conclusiones particulares . . . . .  | 51        |
| <b>4.</b> | <b>Validación Numérica</b>   | <b>52</b> |
| 4.1.      | Sistema de baja potencia . . . . .   | 52        |
| 4.1.1.    | Caso de estudio. Operación del WECS de baja potencia ante caídas de voltaje desbalanceadas. . . . .                            | 54        |
| 4.2.      | Conclusiones particulares . . . . .  | 59        |
| <b>5.</b> | <b>Validación Experimental</b>   | <b>60</b> |
| 5.1.      | Descripción del prototipo . . . . .  | 61        |
| 5.1.1.    | Análisis de potencia . . . . .   | 64        |
| 5.2.      | Resultados experimentales . . . . .  | 65        |
| 5.2.1.    | Operación del WECS en condiciones balanceadas. . . . .   | 66        |
| 5.2.2.    | Resultados del Caso 1 . . . . .  | 67        |

---

|  |           |
|--|-----------|
| 5.2.3. Resultados del Caso 2 . . . . .     | 68        |
| 5.2.4. Resultados del Caso 3. . . . .      | 69        |
| 5.3. Conclusiones particulares . . . . .   | 70        |
| <b>6. Conclusiones y trabajos a futuro</b> | <b>71</b> |
| 6.1. Conclusiones generales . . . . .      | 71        |
| 6.2. Trabajos a futuro . . . . .           | 73        |
| <br>                                       |           |
| <b>Apéndices</b>                           | <b>74</b> |
| <br>                                       |           |
| <b>Bibliografía</b>                        | <b>81</b> |

---

## Índice de figuras

---

|       |   |    |
|-------|---|----|
| 1.1.  | Voltaje de un sistema trifásico balanceado a) serie temporal b) esquema fasorial. . . . .   | 4  |
| 1.2.  | Voltaje de un sistema trifásico balanceado a) serie temporal b) esquema fasorial. . . . .   | 5  |
| 1.3.  | Diagrama esquemático de los componentes principales de un aerogenerador. Adaptado de [1]. . . . .   | 6  |
| 1.4.  | Principales topologías de conversión de energía eólica. Configuraciones adaptadas de [2]. . . . .   | 7  |
| 1.5.  | Topologías de convertidor para sistemas de energía eólica con PMSG. a) Con base en un VSC de dos niveles o Back-to-Back; b) Con base en un rectificador de diodos y un VSC. . . . . | 14 |
| 2.1.  | Función de covarianza cuadrática exponencial con diferentes hiperparámetros. Adaptado de [3] . . . . .  | 20 |
| 2.2.  | Función de covarianza periódica lineal con distintos valores de periodo. Adaptado de [3] . . . . .  | 21 |
| 2.3.  | Reproducción del espectro de Van der Hoven del Brookhaven National Laboratory. Adaptado de [4]. . . . .   | 22 |
| 2.4.  | GP generados a partir de los kernels de Python. . . . .   | 23 |
| 2.5.  | Espectro de potencia con un registro de 24 horas. . . . .   | 24 |
| 2.6.  | Coparación entre la serie de Fourier y la señal original. . . . .   | 25 |
| 2.7.  | Ruido blanco, de la diferencia de la serie de Fourier y la señal original . . . . .   | 25 |
| 2.8.  | Ajuste de distribución normal al Ruido. . . . .   | 26 |
| 2.9.  | Promedios en intervalos de 10 minutos de la señal de referencia de 1 un día. . . . .  | 26 |
| 2.10. | Promedios en intervalos de 10 minutos de la señal de referencia de un 1 hora. . . . .   | 26 |
| 2.11. | Caso 1. Serie Generada con Función de kernel Matér 3/2 (24 horas). . . . .  | 28 |
| 2.12. | Caso 1. Serie Generada con Función de kernel Matér 3/2 (1 hora). . . . .  | 29 |
| 2.13. | Caso 2. Serie Generada con Función de kernel Matér 3/2 (24 horas). . . . .  | 29 |
| 2.14. | Caso 2. Serie Generada con Función de kernel Matér 3/2 (1 hora). . . . .  | 29 |
| 2.15. | Autocorrelación de la serie generada con el kernel Matér 3/2 Periódico y media fija. . . . .  | 30 |
| 2.16. | Autocorrelación de la serie generada con el kernel Matér 3/2 Periódico y media móvil. . . . .   | 31 |
| 3.1.  | Punto de operación de máxima potencia en función de la velocidad del eje $\omega_t$ . . . . .   | 34 |
| 3.2.  | Circuito equivalente de un PMSG. Adaptado de [5] . . . . .  | 35 |
| 3.3.  | VSC trifásico de dos niveles en modo inversor. Figura adaptada de [6]. . . . .  | 36 |
| 3.4.  | Modulación por ancho de pulso sinusoidal. . . . .   | 37 |
| 3.5.  | SPWM para un VSC trifásico. . . . .   | 38 |

|       |  |    |
|-------|--|----|
| 3.6.  | Modelo promediado del VSC trifásico. Adaptado de [6]   | 39 |
| 3.7.  | Esquema principal del convertidor de alta potencia tipo Back-to-Back.  | 40 |
| 3.8.  | Algoritmo del control del VSC del lado de la máquina (WT-PMSG).  | 43 |
| 3.9.  | Algoritmo de control del VSC del lado de la red de AC.   | 45 |
| 3.10. | Esquema principal del convertidor de baja potencia.  | 47 |
| 3.11. | Principio del funcionamiento de un rectificador de diodos no controlado. Adaptado de [7].  | 48 |
| 3.12. | Algoritmo de control del VSC con un efoque fasorial.   | 50 |
|       |  |    |
| 4.1.  | Bus de AC en condiciones de caídas de voltaje desbalanceadas. b) Caso 1; c) Caso 2; d) Caso 3.   | 54 |
| 4.2.  | Índices de modulación $m^h$ del VSC con control fasorial durante los desbalances de voltaje en la red de AC.   | 55 |
| 4.3.  | Respuesta de la corriente entre el VSC y a la red durante los desbalances en la tensión de AC.   | 55 |
| 4.4.  | Desfase entre voltaje y corriente en la fase A, antes durante y después de la caída de voltaje.  | 56 |
| 4.5.  | Respuesta del voltaje en el enlace de DC durante los de voltaje mostrados en la Figura 4.1. b) Caso 1; c) Caso 2; d) Caso 3.   | 56 |
| 4.6.  | Voltaje de enlace de DC: (1) Control convencional, (2) PAC, (3) ESS, (4) BC, (5) DVR, (6) SDBR, (7) Bucle de descarga y (8) Control emergente [8].   | 57 |
| 4.7.  | Respuesta de potencia activa (P) y reactiva (Q) a la salida del VSC.   | 57 |
| 4.8.  | Comparación entre la potencia de entrada y la potencia de salida del VSC. a) Potencia; b) Eficiencia.  | 58 |
| 4.9.  | Índices de respuesta para evaluar la calidad de la energía en el VSC con control fasorial. <b>a)</b> Factor de potencia (PF); <b>b)</b> Distorsión armónica total (THD); <b>c)</b> Factor de desbalance de voltaje (UVF); <b>d)</b> Factor de desbalance de corriente (UCF). | 58 |
|       |  |    |
| 5.1.  | Prototipo a escala del WECS de baja potencia.  | 60 |
| 5.2.  | Etapas de AC-DC, emulador de la turbina PMSG; a) Regulador de frecuencia angular; b) Rectificador de diodos.   | 61 |
| 5.3.  | Enlace de DC; a) Capacitor; b) Resistencia en paralelo; c) Medición de voltaje en DC.  | 61 |
| 5.4.  | Etapas de DC-AC a) Ensamble de VSC; b) Impedancia de acoplamiento, c) Tarjetas de adquisición de datos Taraz; d) PCC.  | 62 |
| 5.5.  | Bus de AC. Configurado a 10.5V RMS.  | 62 |
| 5.6.  | Mediciones de corriente y voltaje de la salida de PMSG en DC sin el VSC; a) Medición de voltaje; b) Medición de corriente.   | 64 |
| 5.7.  | Secuencia para activar prototipo del WECS de baja escala.  | 65 |
| 5.8.  | Sistema operando en condiciones balanceadas. a) VSC en modo rectificador; b) VSC en modo inversor; c) Corrientes iniciales en AC en modo inversor.   | 66 |
| 5.9.  | Caso 1. Sistema operando con un desbalance del 20 % voltaje en la fase A   | 67 |
| 5.10. | Caso 1. Sistema operando con un desbalance del 30 % voltaje en la fase A   | 68 |
| 5.11. | Caso 3. Sistema operando con un desbalance bifásico.   | 69 |

---

## Índice de tablas

---

|  |    |
|--|----|
| 1.1. Porcentaje de ocurrencia de fallas asimétricas [9]. . . . .                                     | 12 |
| 2.1. Propiedades estadísticas de los datos . . . . .   | 27 |
| 2.2. Propiedades estadísticas de las señales sintéticas . . . . .                                    | 31 |
| 4.1. Parámetros empleados en la validación numérica del WECS de baja potencia. . . . .               | 53 |
| 4.2. Casos de estudio de las caídas de voltaje desbalanceadas. . . . .                               | 54 |
| 5.1. Materiales empleados en la validación experimental de WECS de baja potencia. . . . .            | 63 |
| 5.2. Análisis de potencia inicial. . . . .   | 64 |
| 5.3. Casos de estudio de las caídas de voltaje desbalanceadas en la validación experimental. . . . . | 66 |
| 5.4. Magnitud de corrientes en AC, operación inicial como inversor. . . . .                          | 67 |
| 5.5. Magnitud de corrientes en AC durante la operación del caso 1. . . . .                           | 68 |
| 5.6. Magnitud de corrientes en AC durante la operación del caso 2. . . . .                           | 69 |
| 5.7. Magnitud de corrientes en AC durante la operación del caso 3. . . . .                           | 70 |
| 5.8. Índices de calidad de la energía. . . . .   | 70 |

---

## INTRODUCCIÓN

---

### 1.1. Integración de energía eólica como un desafío presente

Actualmente, la producción de energía eléctrica trasciende hacia una mayor aportación con base en fuentes renovables, impulsadas por el deseo de reducir la dependencia de los combustibles fósiles y los gases de efecto invernadero. La generación de energía eólica es una de las más atractivas y con mayor crecimiento, debido a su disponibilidad e incorporación en el sistema eléctrico desde diferentes áreas geográficas.

La energía eólica proporciona una suma importante de la electricidad en un número creciente de países siendo la segunda fuente renovable con mayor integración en el sector eléctrico. A nivel global, se tiene una capacidad registrada de 743GW [10] lo cual representa un 6 % una capacidad en operación de la generación total de electricidad en 2020 [11]. Entre los países que integran un mayor porcentaje de energía eólica se encuentran Dinamarca incorporando 58.6 %, Uruguay con 40.4 %, Irlanda con 38 %, Nicaragua con 27.6 % y Reino Unido con 24.2 %, por mencionar algunos.

Un alto porcentaje de integración de energía eólica en red supone un mayor impacto en la calidad de la energía. Dada la naturaleza estocástica del viento, se tiene una gran dificultad para establecer un pronóstico fijo de la respuesta dinámica del sistema y la generación de energía, en comparación con las plantas de generación convencional que tienen una respuesta controlada de generación, convirtiéndose en un problema relevante.

A medida que aumenta la capacidad instalada con unidades de generación de energía eólica, aumenta la importancia del desarrollo de los convertidores eléctricos de potencia, ya que es la interfaz entre las turbinas y la red [12]. La complejidad en el control del sistema de conversión depende tanto, de la topología del generador empleado como del problema de interconexión que se desee corregir; extracción de máxima potencia; reducción del contenido total armónico; mitigación de las variaciones de voltaje; corrección de factor de potencia (PF, por sus siglas en inglés) o cualquier impacto que se refleje como un riesgo en el sistema eléctrico [13].

Las fallas en los aerogeneradores son uno de los temas más importantes en los sistemas de generación de energía eólica. Un estudio realizado por Sarfejo et al. [14], muestra una recopilación de las principales fallas en los sistemas eólicos en Suecia, Finlandia y Alemania. En el cual, el mayor porcentaje de anomalías se encuentra en el sistema de control con 35 %, seguido el ángulo de paso, relacionado al seguimiento del punto máxima potencia (MPPT, por sus siglas en inglés) con 22 % y en tercer lugar se encuentra el sistema eléctrico con 14 %. Aunque han logrado un gran desarrollo en los últimos años, sigue siendo un reto técnico la gestión de flujos de potencia con sistemas de generación distribuida renovable.

De los problemas importantes abordados en la interconexión son las fallas del lado de la red y su impacto en las unidades de generación. Si la avería ocurre del lado de la red y la tensión en el punto común de acoplamiento (PCC, por sus siglas en inglés) cae a niveles bajos, el parque eólico experimenta una condición de caída de tensión, lo cual puede intensificar el problema de red [8]. En el pasado, los parques eólicos podían ser desconectados para su protección, pero ahora, los nuevos códigos de red no permiten que se desconecten ante una falla.

Las caídas de tensión presentes en sistemas de potencia a gran escala, se estudian bajo condiciones balanceadas por lo tanto, las configuraciones existentes entre el convertidor de un aerogenerador de alta potencia y la red de transmisión, tienen un diseño capaz de soportar caídas de tensión balanceadas con una profundidad y duración determinadas dentro de los rangos del código de red considerado. Por otro lado, el comportamiento de la red a nivel distribución o de baja potencia presentan una mayor desproporción en la agrupación de cargas entre las líneas, resultando en caídas de tensión desbalanceadas y haciendo inadecuado el uso de una configuración de un sistema de conversión de gran escala a nivel distribución.

En este trabajo de tesis se desarrolla y se evalúa el funcionamiento de un sistemas de conversión de energía eólica (WECS, por sus siglas en inglés) interconectado en redes de baja potencia, proponiendo una ley de control en lazo cerrado que ejecute la acción de control sobre el convertidor para permanecer interconectado ante caídas de tensión desbalanceadas. Esto se lleva a cabo en simulación empleando MATLAB-Simulink<sup>®</sup> y en un prototipo a baja escala con comunicación en tiempo real mediante el software y hardware de Opal-RT Technologies<sup>®</sup>.

## 1.2. Desbalance de voltaje

En un sistema trifásico un desbalance de voltaje ocurre principalmente cuando no se mantiene la misma magnitud entre los voltajes de fase o línea, cuando sus componentes de voltaje no están desfasados por el mismo ángulo, o cuando se presentan ambos casos. Este comportamiento en un sistema eléctrico provoca pérdidas de energía, sobrecalentamiento, degradación de materiales aislantes, reducción de la vida útil de motores y transformadores, además de afectar en los sistemas de protección de los equipos causando interrupciones en su funcionamiento [15].

El desbalance de voltaje se evalúa por el factor de desbalance de voltaje UVF. Existen diferentes maneras de calcular el UVF [16], pero la definición exacta se encuentra expresada en la IEC como la relación de la secuencia de voltaje negativa entre la secuencia de voltaje positiva [17]. El valor porcentual se expresa por (1.1) que es la definición que se emplea en esta tesis para obtener el desbalance en voltaje y corriente.

$$\% \quad UVF = \frac{V_n}{V_p} \cdot 100 \quad (1.1)$$

Considerando  $V_a$ ,  $V_b$  y  $V_c$  como el conjunto de fasores de voltaje de fase. Los componentes de secuencias cero, positiva y negativa como  $V_0$ ,  $V_n$  y  $V_p$  respectivamente, se pueden obtener por la transformación en (1.2).

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Donde  $a$  es un operador de magnitud unitaria y un ángulo igual a  $120^\circ$ .

En la Figura 1.1 se muestra el comportamiento de un sistema trifásico balanceado y la Figura 1.2 muestra un desbalance en el que caen dos de las fases.

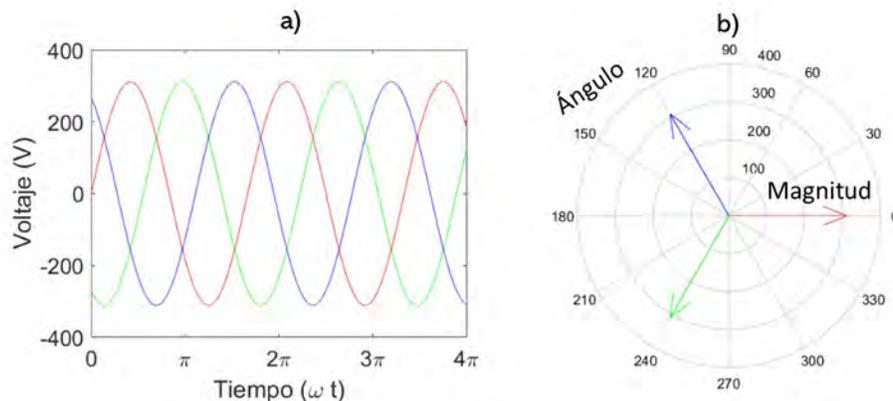


Figura 1.1: Voltaje de un sistema trifásico balanceado a) serie temporal b) esquema fasorial.

Existen diferentes tipos de desbalances y existen sus clasificaciones, pero en los casos de estudio de este trabajo solo se emplean desbalances monofásicos donde solo cae una de las fases y desbalances bifásicos donde se presenta una caída asimétrica de voltaje en dos fases.

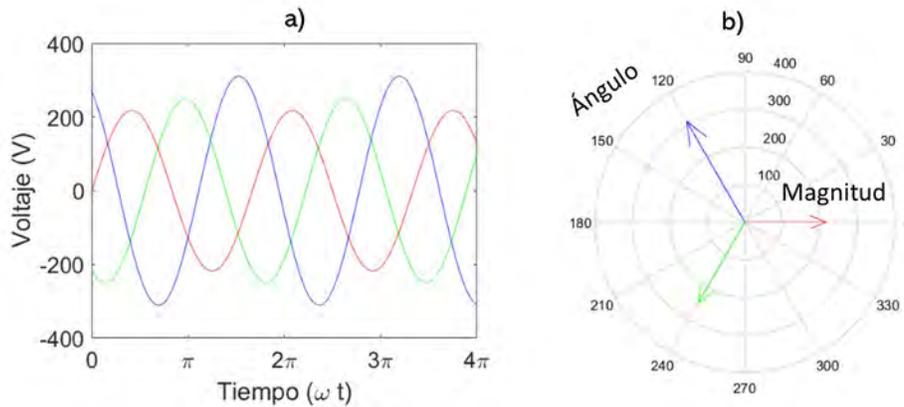


Figura 1.2: Voltaje de un sistema trifásico balanceado a) serie temporal b) esquema fasorial.

### 1.2.1. Concepto General de un sistema de energía eólica

La energía eólica se usa fundamentalmente para producir electricidad, esto se consigue por medio de los aerogeneradores o turbinas eólicas. La energía cinética del viento impacta sobre los alabes para producir un par mecánico que se ve reflejado en un generador eléctrico de corriente alterna.

Los componentes activos del sistema de energía eólica se pueden dividir en dos secciones: la turbina eólica en conjunto con el generador, y por otro lado el convertidor de potencia y los componentes del lado de la carga.

En la primera sección se realizan dos conversiones. Primero se captura la energía cinética del viento a través de la turbina conformada por: el rotor, la caja multiplicadora y el generador.

El rotor a su vez está comprendido por los alabes, el buje y el eje rotativo o tren de potencia, este último puede estar unido directamente al rotor del generador, pero si previo a ello hay una caja multiplicadora se divide en el eje de baja velocidad (antes de la caja multiplicadora) y el de alta velocidad (después de la caja multiplicadora). El uso o no de caja multiplicadora se basa en la configuración del aerogenerador. Posterior a ello, el generador convierte la energía mecánica del eje rotativo en energía eléctrica.

En la segunda sección, en el lado de carga se incluyen: los convertidores electrónicos de potencia, el sistema de control, los transformadores, el equipo eléctrico y los componentes necesarios en la operación y control, con la finalidad acondicionar la energía generada a los niveles requeridos en el PCC con la red o directamente con las cargas.

Un aerogenerador de pequeña escala tiene la capacidad de alimentar una residencia. Sin embargo, es más común encontrar un complejo de aerogeneradores para generación a gran escala como parques o granjas eólicas. Estos son situados de forma estratégica para aprovechar el máximo potencial del recurso eólico. Donde a su vez, se encuentran dentro del alcance de una red de transmisión o distribución para suministrar energía a la red.

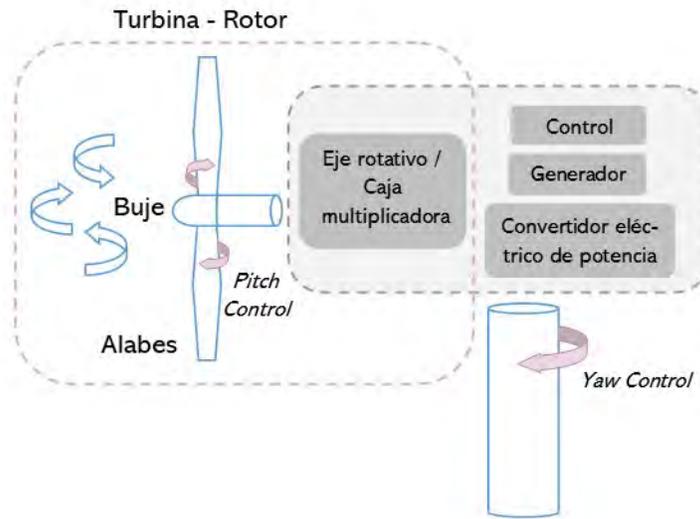


Figura 1.3: Diagrama esquemático de los componentes principales de un aerogenerador. Adaptado de [1].

### 1.2.2. Topologías de Sistemas de Conversión de Energía Eólica

En la actualidad encontramos una gran diversidad de configuraciones entre generador-convertidor con el fin de suministrar una carga específica dentro del sistema eléctrico o como un acceso remoto de electricidad aislado de la red.

Una primera clasificación se relaciona con la velocidad de operación de la turbina, (véase Figura 1.4). Sea de velocidad fija (Tipo I) o velocidad variable, la cual tiene una mayor división de configuraciones (Tipo II, III y IV). Cada configuración se desarrolla dando lugar a nuevas estructuras de conversión, derivadas de los dispositivos semiconductores y algoritmos de control empleados.

- *Tipo I. Generador de inducción de jaula de ardilla.*

Una turbina eólica de velocidad fija utiliza un generador asincrónico o inducción de jaula de ardilla trifásico (SCIG, por sus siglas en inglés), el cual es impulsado por la turbina a través de una caja multiplicadora, y es conectado directamente a la red eléctrica a través de un transformador elevador. Además, hace uso de un mecanismo denominado “arrancador suave”, para limitar la corriente de entrada al generador durante la puesta en marcha. El generador proporciona una velocidad de rotación prácticamente constante, que solo varía según el deslizamiento del generador. Y su configuración requiere de un banco de capacitores externo al sistema, para suministrar energía reactiva.

Las turbinas eólicas de velocidad fija incluyendo el SCIG, lideraron hasta el 2003, antes de que, los generadores de inducción doblemente alimentados tomaran dominio del mercado [18].

- *Tipo II. Generador de inducción con rotor bobinado.*

Esta configuración emplea un generador de inducción de rotor bobinado o devanado (WRIG, por sus siglas en inglés), es similar al Tipo I. Sin embargo, el Tipo II usa una resistencia variable que permite la operación en un mayor rango de velocidades.

La resistencia se conecta al circuito del rotor y puede controlar su corriente con bastante rapidez, a fin de mantener una potencia constante, incluso en condiciones de ráfagas. Típicamente se obtiene

un rango de control de 10 %, de la velocidad del rotor. Se considera una pérdida de energía por la resistencia adicional. Y además, hace uso de un banco de capacitores al igual que en el caso anterior [19].

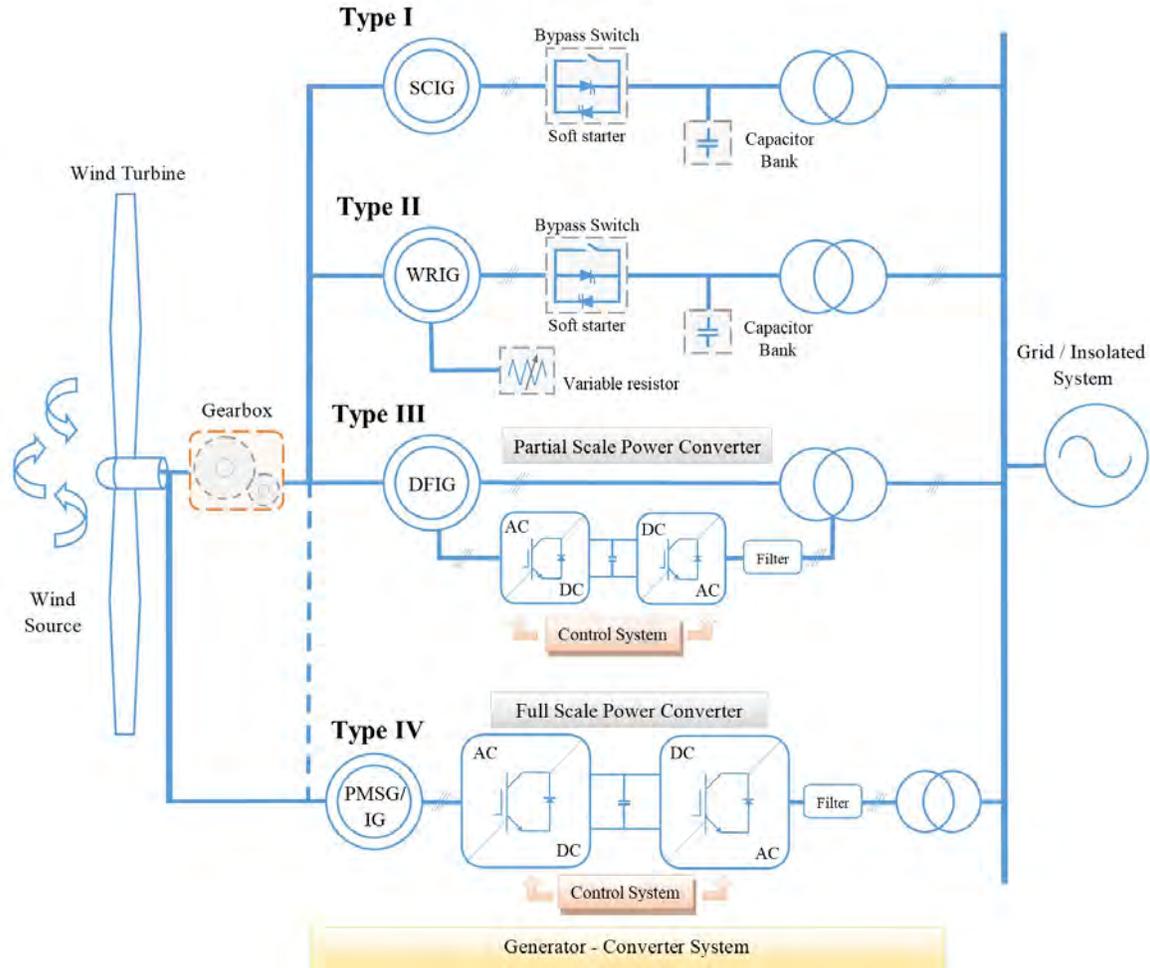


Figura 1.4: Principales topologías de conversión de energía eólica. Configuraciones adaptadas de [2].

- *Tipo III. Generador de inducción doblemente alimentado*

La turbina con Generador de inducción doblemente alimentado (DFGI, por sus siglas en inglés) es la tecnología con mayor inserción en generación de energía eólica. Los componentes principales son la caja multiplicadora, el DFIGI y un convertidor de potencia parcial. El estator se conecta directamente a la red, mientras que el rotor se conecta a la red a través de un convertidor electrónico de potencia. El convertidor de potencia controla la frecuencia y la velocidad del rotor. Comúnmente se compone por dos convertidores de fuente de voltaje (VSC, por sus siglas en inglés) que se encuentran interconectados a través un enlace de corriente directa (DC-link), a dicha configuración se le denomina *back-to-back*.

Este concepto admite una amplia gama de velocidades de operación, dependiendo del tamaño del convertidor. Por lo general, el rango de operación de velocidad del rotor es de 30 % en relación con la velocidad síncrona [20].

---

- *Tipo IV. Aerogenerador con convertidor de frecuencia de escala completa*

Este tipo de turbina eólica puede disponer o no, de una caja multiplicadora y de una amplia gama de tipos de generadores eléctricos (asíncrono, síncrono y de imanes permanentes). Mediante la configuración de convertidor de frecuencia de escala completa toda la energía de la turbina eólica se transfiere a través del convertidor de potencia. Al producirse un desacoplamiento entre el generador y la red, la frecuencia angular del generador puede variar a medida que cambia la velocidad del viento, mientras la frecuencia de la red permanece en un valor estable (50 o 60Hz). Dicho desacoplamiento permite al menos un rango de operación de 60% de la velocidad del rotor [21].

### 1.3. Estado del Arte

La creciente contribución de energía eólica interconectada a la red ha ido desplazando una significativa porción de generación convencional. Por lo tanto, una falla en dichas unidades representa una pérdida considerable de energía.

Hace algunas décadas cuando las turbinas eólicas comenzaron a formar parte del sistema eléctrico, los criterios de interconexión aplicados fueron los mismos que para grandes cargas industriales, centrando los requisitos en la protección en los propios aerogeneradores. Los códigos de red exigían la desconexión de los aerogeneradores en caso de sobrecorrientes y de frecuencia o tensión anormal en la red. Esas pequeñas pérdidas de potencia fueron aceptables ya que no comprometían el funcionamiento del suministro eléctrico. Sin embargo, en la actualidad se esperaría que no ocurriera una desconexión de los sistemas de generación eólica [22].

Cuando una falla ocurre en un punto específico del sistema eléctrico puede no ser un riesgo para sí mismo, pero la pérdida de una unidad de generación derivada, puede conducir a un colapso completo. Para garantizar la estabilidad de la red, muchos países han aplicado códigos de red que exigen que los parques eólicos tengan un rendimiento similar, que las centrales eléctricas convencionales. Siendo esencial la capacidad de soportar huecos de tensión (LVRT, por sus siglas en inglés) y de permanecer conectados a la red en un periodo determinado [23].

En la literatura los modelos propuestos abarcan este requerimiento para la integración de energía eólica, tanto en configuraciones Tipo III, que emplean turbinas DFIG [24], [25] como para configuraciones de Tipo IV con turbinas de generador síncrono de imanes permanentes (PMSG, por sus siglas en inglés) [26], [27], [8], [28], [23]. La principal limitación de estos modelos se presenta en el esquema de control, que es configurado para caídas de voltaje balanceadas en el PCC, prescindiendo de casos de estudios que consideren caídas de voltaje asimétricas. Las cuales son más usuales en redes distribución débiles y con un alto porcentaje de cargas monofásicas [24].

En alusión a ello se han compilado trabajos actuales de WECS con base en turbina PMSG en los que se consideran esquemas de control que cuentan con casos de desbalance de voltaje en el PCC, se han considerado tanto los modelos interconectados como, los aislados de la red.

Silva et al. [23] presentan un análisis de WECS de escala completa con operación de LVRT. El estudio se desarrolla en MATLAB-Simulink<sup>®</sup>, para una capacidad de generación de 2MW interconectada a la red. Con un estrategias de control clásicas en el marco de referencia  $dq0$  la cual produce oscilaciones de potencia activas y reactivas. Para cancelar la oscilaciones son implementadas estrategias de cancelación de oscilación de potencia activa y de cancelación de oscilación de potencia reactiva. La cancelación de oscilación de potencia activa tiene mejores resultados ya que se presenta como una solución para reducir los efectos de la caída de tensión desequilibrada, permitiendo cancelar las oscilaciones de potencia activa y en consecuencia, reducir la ondulación de energía en el DC-Link del convertidor. Sin embargo, se observan mayores oscilaciones de potencia reactiva en la red eléctrica, además de ser un aditamento externo a los modelos de control preestablecidos.

Xiangxue Su et al. [29] proponen una estrategia de control para el soporte de voltaje en el PCC para una turbina PMSG, por inyección de corrientes de secuencia. Cuando se produce una caída de voltaje asimétrica, el control del convertidor del lado de la red inyecta corrientes de secuencia positiva y negativa al mismo tiempo, esto puede reducir el desequilibrio de la tensión en el PCC. Esta configuración implica un mayor número de componentes, ya que se divide tanto la corriente como el voltaje en secuencia positiva y negativa. Esto duplica el número de variables para sensar y controlar.

---

M. Nasiri et al. [8] comparan diferentes métodos que se han empleado para mejorar la capacidad de LVRT en turbinas eólicas basadas en PMSG, donde resaltan dos ejes principales: métodos basados en dispositivos externos y métodos basados en controladores modificados. Se destaca el uso de un convertidor tipo *back-to-back* modificado. Este diseño no se realizó con la finalidad de operar frente a desbalances, pero se muestra que ante una caída de voltaje bifásica con una profundidad de 70 % mantiene un voltaje de DC-Link constante a través del control del lado de la máquina. No se hace mayor análisis frente a desbalances pero se resalta su menor complejidad y costo.

Otra estrategia destacada en [8] es el uso de restaurador dinámico de voltaje, el cual inyecta voltaje en serie para compensar caídas de voltaje. Se trata de un convertidor trifásico conectado en serie entre la turbina eólica y el PCC por medio de un transformador. Sin embargo, la complejidad y el número de aditamentos aumenta significativamente elevando el costo del sistema.

Kang et al. [30] propone un algoritmo de inyección de corriente de secuencia negativa para compensar activamente el desequilibrio de voltaje en el PCC. El algoritmo consiste en cancelar la componente del voltaje de secuencia negativa, inyectando el valor apropiado de corriente de secuencia negativa. Concluye que a medida que aumenta la profundidad del desequilibrio, la magnitud necesaria de corriente de secuencia negativa también aumenta en el PCC. Cuando la potencia de salida de la turbina eólica se reduce por baja velocidad del viento, la inyección de la corriente de secuencia negativa se vuelve más efectiva lo cual hace indispensable que se tenga control para reducir la potencia de la turbina.

En [31] Shihui Dong et al. proponen un algoritmo de control proporcional e integral más un integrador resonante de orden reducido (ROGI, por sus siglas en inglés) para el convertidor del lado de la red. Este esquema utiliza un regulador de corriente con control proporcional integral (PI, por sus siglas en inglés) para controlar el componente de corriente de secuencia positiva y se agrega el regulador ROGI para controlar la corriente negativa en el mismo marco de referencia de rotación positiva. Con lo cual, se puede lograr un control de error de corriente cero en el marco de referencia rotativo positivo sin ninguna descomposición de las corrientes de secuencia positiva y negativa. En comparación con el esquema convencional, este esquema no solo suprime la sobretensión del DC-Link, sino también restringe las oscilaciones en la potencia activa.

Elmorshedy et al. [32] presentan una estrategia de control aislada de la red, enfocada en regular la tensión de la carga en términos de magnitud y frecuencia. Considerando cargas desbalanceadas y variaciones en la velocidad de viento.

Para el control de cargas trifásica balanceada se debe utilizar un índice de modulación constante, pero en este caso utiliza una configuración que permite obtener índice de modulación independiente empleando un PI por fase. En la simulación de los casos de estudio presentados, se obtuvo que el factor de desbalance se redujo de 11 % a 5.23 % para índices de modulación desiguales y si se permite que los índice de modulación excedan la unidad, se logra una mejora adicional, llegando a una relación de 1.82 %.

En un trabajo posterior, Elmorshedy et al. [33] validan experimentalmente la efectividad de la estrategia de control del trabajo anterior [32], para mantener el voltaje y frecuencia a los valores de referencia establecidos, en condiciones de carga desbalanceadas. Si embargo, es un trabajo que se desarrolla de forma aislada de la red y se realizan esfuerzos mayores del lado de la máquina para mantener el voltaje de DC-Link asegurando la conexión con uso de baterías, celda de combustible y electrolizador.

En [34] Bhende et al. presentan un estudio aislado de red al igual que [32], [33]. El esquema de

control para condiciones asimétricas del lado de la carga es soportada por índices de modulación independientes. En los cuales se usan valores de referencia de voltaje en valor RMS y frecuencias constantes. Si se propusiera hacer uso de este método conectado a la red, sería necesario sincronizar la frecuencia de salida del inversor con la frecuencia de la red y esto se logra preferentemente con la aplicación de un PLL.

En los antecedentes señalados se plantean sistemas complejos para la operación de los WECS en redes desbalanceadas, en su mayoría se derivan de un control tradicional, por lo que no se consideran escenarios con soluciones factibles y menos complejas para sistemas de baja potencia donde lo que requiere asegurar una interconexión estable e ininterrumpida durante los desbalances de voltaje, sin alterar o cambiar los estados de la red eléctrica.

---

## 1.4. Planteamiento del Problema

El control convencional de los WECS empleados tanto para DFIG como PMSG, se han desarrollado con base en convertidores VSC con un diseño en el marco de referencia  $dq0$ .

Las transformadas de Clarke y Park convierten los valores de tensión y corriente de un sistema trifásico  $abc$  en señales invariantes en el tiempo  $dq0$ . Su uso proporciona varias ventajas importantes que simplifican el control en condiciones dinámicas, especialmente cuando se modelan sistemas de energía balanceados [35].

Sin embargo, para condiciones desbalanceadas de la red pueden deteriorar el rendimiento y la capacidad de enlace de los modelos basados en  $dq0$  [36].

Esta condición de desbalance está más presente en los sistemas de distribución que a nivel transmisión. Las causas principales son debido a que se tiene un mayor contacto con cargas desiguales entre fases, aunque los circuitos primarios de distribución sean trifásicos, es común atender usuarios mediante transformadores y redes secundarias en su mayoría monofásicas. Además, que a nivel distribución se emplean componentes cuya construcción y operación es monofásica: corta circuitos, fusibles, transformadores y pararrayos. Así que, ante una falla o maniobra en dichos elementos, el sistema queda desbalanceado [37].

Otras causas son en función de las configuraciones de los componentes del sistema y fenómenos externos que pueden incidir sobre las mismas; arcos eléctricos, incendios, tormentas, rayos, vientos huracanados o cualquier desastre natural severo [9].

Estadísticamente las fallas trifásicas en los sistemas de potencia tienen una menor ocurrencia, tal como se muestra en Tabla 1.1. Por lo tanto, es arbitrario y alejado de la realidad asumir que todas las fallas son trifásicas.

Tabla 1.1: Porcentaje de ocurrencia de fallas asimétricas [9].

| Tipo de Falla     | Porcentaje de ocurrencia |
|-------------------|--------------------------|
| Monofásica        | 70 % - 80 %              |
| Bifásica a tierra | 17 % - 10 %              |
| Bifásica          | 10 % - 8 %               |
| Trifásica         | 3 % - 2 %                |

Los esquemas avanzados de control proponen seguir un esquema  $dq0$  frente a desbalances, agregando una descomposición de las variables  $I^d$ ,  $I^q$ ,  $V^d$  y  $V^q$  en componentes de secuencia positiva y negativa y a partir de ello se desarrollan las estrategias de control para compensar el desbalance de voltaje presente en la red [30], [31], [35].

Pese a los notables esfuerzos, se tienen inconvenientes como: retardo de tiempo e imprecisión en los valores de amplitud y fase en comparación con las señales originales, lo que afecta la estabilidad y respuesta dinámica del sistema de control [35]. Cabe señalar que son estrategias dirigidas a gran escala, siendo poco prácticos a pequeña escala donde los desbalances de voltaje son más recurrentes.

Con base a esto surgen las siguientes preguntas. *¿Realmente las estrategias de control avanzadas para WECS con PMSG pueden ser implementadas en baja tensión?, ¿Es posible desarrollar una estrategia de control para WECS basado en PMSG con una menor complejidad y con la capacidad de mantener una conexión a nivel distribución frente a desbalances de voltaje?*

## 1.5. Hipótesis

Las hipótesis planteadas se en lista siguiendo el orden de aparición en la metodología y se derivan en primera hipótesis (H1), hipótesis nula (Ho) e hipótesis de investigación (Hi).

H1: El desarrollo de una señal sintética de viento de alta frecuencia es el medio para establecer un enlace entre el pronóstico del recurso eólico y la respuesta dinámica de un WECS.

Ho: Los sistemas de conversión de energía eólica tradicionales con base en control con  $dq\theta$ , no son adecuados a nivel distribución cuando se presentan condiciones de falla por caídas de tensión desbalanceadas.

Hi: Los sistemas de conversión de energía eólica con generador síncrono de imanes permanentes con un esquema de control fasorial, omitiendo el uso del marco de referencia  $dq\theta$ , proveen una unidad de generación eólica distribuida ininterrumpida ante caídas de tensión desbalanceadas.

La Hi se puede comprobar a partir de un modelo matemático completo, evaluando los resultados de la simulación mediante MATLAB-Simulink<sup>®</sup>, y validando los resultados experimentales con un prototipo a baja escala conectado al simulador en tiempo real Opal-RT Technologies<sup>®</sup>.

## 1.6. Propuesta de investigación

El presente trabajo de investigación propone el desarrollo de dos convertidores eléctricos de potencia, de escala completa, a partir de una turbina eólica PMSG de velocidad variable.

El primero para alta potencia, en el código de red mexicano corresponde a una unidad de generación tipo B que van de una capacidad de 500kW a 10MW. Es un convertidor tradicional back-to-back compuesto por dos VSC, (véase Figura 1.5 a)). El VSC del lado del generador trabaja en modo rectificador, y tiene control sobre el par del motor y la velocidad de la turbina, en orden de extraer la máxima potencia. El VSC del lado de la red actúa en modo inversor sobre el cual se establece el control del DC-Link y el PF. Este modelo de control es empleado para el control del flujo de potencia tanto activa como reactiva a nivel transmisión.

El segundo tiene un diseño de baja potencia, escalando la capacidad a un valor inferior a 100W para reproducir el modelo a nivel experimental. En el código de red mexicano corresponde a una unidad de generación tipo A de capacidades menores a 500kW.

La potencia generada se transfiere en tres etapas, Figura 1.5 b). Primero a través de un rectificador de diodos no controlado donde se convierte la energía generada de AC-DC; después se mantiene un enlace de DC-DC entre el rectificador y el VSC; y en la última etapa la energía pasa de DC-AC, empleando un VSC. A diferencia del primer modelo este emplea una nueva estrategia de control basada en el trabajo [36]. La tercera etapa además de regular el voltaje de DC-Link, mantiene la operación del sistema, aun cuando se presentan desbalances de voltaje en el punto de interconexión. Para este modelo se realiza un prototipo experimental en una menor escala.

Los resultados de simulación se evalúan utilizando MATLAB-Simulink<sup>®</sup> y los resultados experimentales se validan con un prototipo de baja escala con simulador en tiempo real Opal-RT Technologies<sup>®</sup>.

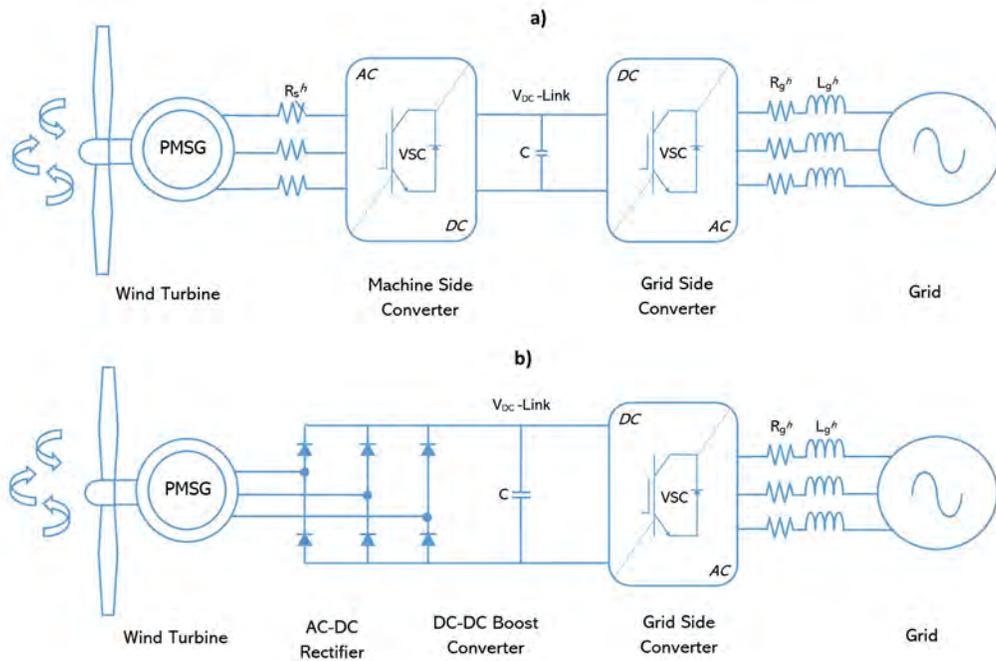


Figura 1.5: Topologías de convertidor para sistemas de energía eólica con PMSG. a) Con base en un VSC de dos niveles o Back-to-Back; b) Con base en un rectificador de diodos y un VSC.

## 1.7. Objetivos

### 1.7.1. General

Desarrollar una estrategia de control aplicada a un WECS con base en una turbina PMSG, con la robustez suficiente para trabajar en condiciones desbalanceadas de voltaje en el punto común de acoplamiento. Cubriendo con las especificaciones del código de red mexicano para unidades de generación tipo A.

### 1.7.2. Específicos

- Diseño de una señal sintética de viento de alta frecuencia ( $1Hz$ ), a partir de registros reales de La Ventosa, Oaxaca. En el software *GP Python*.
- Diseño y modelado de un WECS con PMSG, de alta potencia con control  $dq0$ . Cubriendo objetivos requeridos en el código de red mexicano para unidades de generación tipo B.
- Diseño, modelado y simulación de un WECS con PMSG con capacidad de 100W, con una estrategia de control sin  $dq0$ . Conectado a nivel distribución, a fin de cumplir con el código de red mexicano como unidad de generación tipo A. Incluyendo pruebas frente caídas de tensión desbalanceadas. Desarrollado en MATLAB-Simulink<sup>®</sup>.
- Validación experimental, en tiempo real con un prototipo a escala, con base en la nueva estrategia de control. Operando ante desbalances de voltaje en el punto común de acoplamiento. Llevando a cabo un enlace entre la simulación desarrollada en software MATLAB-Simulink<sup>®</sup> y el software y hardware de Opal-RT Technologies<sup>®</sup>.

## 1.8. Justificación

Los limitados estudios que, comprenden el desarrollo de WECS basados en PMSG durante condiciones de caídas de voltaje desbalanceadas, en su mayoría tiene un enfoque para alta tensión. Dichos casos presentan modelos de control complejos y con un mayor número de elementos físicos como sensores, compensadores y dispositivos semiconductores, además de sus protecciones. Son desarrollados con base en características específicas del código de red adoptado para un rango de generación de alta potencia.

Mientras que en los últimos años se observa una mayor tendencia en la interconexión de generación distribuida. Donde las unidades son conectadas a la red de distribución o directamente a las cargas del consumidor.

Las condiciones de operación a nivel distribución provocan que los modelos adoptados para alta potencia sean poco factibles, ocasionando estados de intermitencia en los WECS. Por lo tanto al incrementar su capacidad se alteran las características generales del sistema eléctrico, aumenta el contenido total armónico, también las variaciones de tensión y frecuencia, y en el peor de los casos se puede presentar una desconexión en cascada de unidades de generación de mayor capacidad, reduciéndose a un estado crítico en sistema eléctrico.

En relación a ello se debe invertir más atención e investigación en la interconexión de unidades de generación eólica distribuida frente a fallas desbalanceadas donde se mantengan una conexión continua cumpliendo con un sistema confiable y de calidad.

## 1.9. Metodología

Para lograr los objetivos planteados se considera la siguiente metodología:

- **Revisión bibliográfica.** En este punto se hace una división en dos búsquedas. Se lleva a cabo una búsqueda de las estrategias de control modernas implementadas en WECS basados en PMSG donde se incluyen casos de estudio frente a caídas de tensión desbalanceadas. Analizando su complejidad y aplicabilidad a nivel distribución. A la par se realiza la búsqueda de la literatura correspondiente al pronóstico del recurso eólico vinculada a la respuesta del sistema de conversión.
- **Modelado de una señal sintética de viento.** Se reproduce una señal sintética viento a partir de registros reales de alta frecuencia ( $1Hz$ ). Obtenidos de un anemómetro LIDAR localizado en La Ventosa, Oaxaca. Para ello se modela un proceso gaussiano (GP, por sus siglas en inglés) en el lenguaje de programación *GP Python*.
- **Modelado de WECS de alta potencia.** En esta etapa se desarrolla el modelo de control convencional con  $dq0$ . Para un WECS de alta potencia.
- **Modelado y simulación de WECS de baja potencia.** En este paso se desarrolla una nueva estrategia de control para un convertidor con capacidad en una escala reducida de 100W. En el cual la principal prueba es demostrar su efectividad frente a caídas de tensión desbalanceadas. Este esquema se llevan a cabo en el software MATLAB-Simulink<sup>®</sup>.
- **Validación experimental.** En relación al proceso anterior se desarrolla un prototipo físico a pequeña escala manteniendo las mismas características y valores de simulación para una capacidad escala de 100W, adaptado al software y hardware de Opal-RT Technologies<sup>®</sup>.

---

Realizando la interconexión entre un generador PMSG y una fuente de alimentación de AC de alta potencia programable, configurando caídas de voltaje desbalanceadas.

- **Resultados y conclusiones.** Por último se describen las conclusiones de acuerdo a la revisión bibliográfica y los resultados de la simulación y el prototipo desarrollado.

## 1.10. Organización de la tesis

El presente trabajo de tesis es estructurado en cinco capítulos.

Capítulo 1.- Conceptos básicos, antecedentes de los esquemas de control para WECS frente a fallas desbalanceadas, problemática, hipótesis, propuesta de investigación, objetivos, justificación y metodología.

Capítulo 2.- Revisión bibliográfica y marco conceptual correspondiente al análisis de la señal sintética de viento. Así como también el desarrollo de la misma.

Capítulo 3.- Marco conceptual referente a los dos modelos de control implementados, de baja y alta potencia aplicados a WECS usando PMSG. Asimismo, el modelado y análisis de ambos esquemas.

Capítulo 4.- Simulación, resultados y discusión del WECS de baja potencia.

Capítulo 5.- Validación experimental del prototipo, con una estrategia de control desarrollada para soportar caídas de tensión desbalanceadas.

Capitulo 6.- Conclusiones generales y trabajos a futuro.

---

# Estudio del recurso eólico

---

## 2.1. Revisión bibliográfica del pronóstico del recurso eólico

En materia de energía eólica hacer evaluaciones previas del recurso permite tener un estudio más completo para estimar la generación energética, además de ser esencial para diseño aerodinámico y configuración electrónica de los sistemas de control, a fin de obtener una respuesta electromecánica efectiva y evitar fatigas mecánicas que se pueden producir sobre la máquina. Sin embargo, en vista de la naturaleza estocástica del viento, se tiene mayor dificultad para establecer un pronóstico fijo, esto lo hace poco equiparable con la generación convencional y es uno de los mayores retos técnicos en integración a la red eléctrica.

El pronóstico del recurso eólico ha experimentado un gran desarrollo y expansión en los últimos años, una clasificación de los modelos de pronóstico se realiza en [38]. Son divididos preliminarmente en deterministas y análisis de incertidumbre, de los primeros se obtienen resultados de predicción precisos con base en un extensión temporal específica, estos a su vez se segmentan en cuatro categorías: física, estadística, inteligente e híbrida. Los métodos físicos se realizan a partir de consideraciones físicas atmosféricas y orográficas. En los métodos estadísticos e inteligentes, existe un consenso en el cual la energía eólica se debe considerar como un proceso estocástico. En los modelos estocásticos la predicción se basa en el análisis de series de datos con un tiempo de muestreo establecido y de predicción de series a largo, mediano o corto plazo.

Las predicciones a una escala de días e incluso semanas son llamados de largo plazo y se emplean en la planeación de mantenimiento, en una escala horaria o hasta de 3 días es considerada de mediano plazo y son útiles para la gestión del sistema de energía y su comercialización, mientras que a corto plazo se presenta una escala entre milisegundos hasta unos cuantos minutos lo cual es sustancial en control activo del aerogenerador [39].

En la literatura se encuentran en mayor medida estudios de pronóstico a gran y mediana escala empleando diferentes metodologías de análisis estadístico y de inteligencia artificial (IA, por sus

---

siglas en inglés), o mediante técnicas de *machine learnig*.

A nivel regional se han realizado pronósticos a media y gran escala, particularmente en la Ventosa, Oaxaca México, debido a su alta concentración de potencial eólico. Ibargüengoytia [39] presenta un método de IA basado en las redes bayesianas dinámicas para el pronóstico a mediano plazo de 5 horas. Hicieron una evaluación de error absoluto medio porcentual (MAPE, por sus siglas en inglés) obteniendo promedios entre 5.76 % y 8.21 % los cuales, concluyen son prometedores. Cadenas et al. [40] emplea un modelo de media móvil integrada autorregresiva estacional (SARIMA, por sus siglas en inglés) y uno de redes neuronales artificiales (ANN, por sus siglas en inglés), para hacer predicción de promedios mensuales, a fin de apoyar a los operadores del centro de control de servicios eléctricos, donde ha esa escala temporal el modelo SARIMA presenta un mejor ajuste.

Es importante considerar que en el país existe una necesidad de innovar en tecnología para mejorar la integración de generación renovable. En ese aspecto este trabajo se dirige principalmente a objetivos referentes a mejorar la confiabilidad de interconexión entre los WECS y el sistema eléctrico nacional.

En este capítulo se estableció como objetivo generar intervalos de velocidad de viento a una resolución de  $1Hz$ , a base de registros promediados cada 10 minutos, mediante una regresión de GP. La idea central es reconstruir una serie con escala temporal en segundos, llevándola a valores promediados en intervalos de 10 minutos, los cuales serán empleados como valores iniciales en el GP. Finalmente con la nueva serie que se obtiene del GP y la serie original se evalúa la confiabilidad del proceso. [41].

## 2.2. Descripción matemática del modelo

### 2.2.1. Proceso Gaussiano

Una regresión de un GP es una herramienta poderosa para generar una regresión no lineal. Cuando se tiene un problema de regresión se describe como la ecuación (2.1), donde conociendo valores aleatorios o registros de una variable dependiente  $y$ , se consigue estimar una función  $f(z)$  que relacione una predicción de  $\hat{y}$  para un valor inicial  $z_o$  donde el conjunto de variables dependientes es un vector  $z$  o vector de regresión y cada elemento es un valor de regresión.

$$y = f(z) + \nu \tag{2.1}$$

En la mayoría de los casos se aproxima una función no lineal entre el vector de regresión. Un método para aproximar una función es mediante parámetros que son optimizados durante un proceso de entrenamiento o aprendizaje usando un registro de datos para realizar el modelado. Otra alternativa son los *métodos de núcleo* o *kernel*, que son un tipo de algoritmos empleados para modelar funciones de mapeo sobre los datos. La idea es buscar una relación directa entre el conjunto de datos en lugar de introducir un conjunto de funciones básicas, de esta manera la función de núcleo se define a partir de datos muestrales y puede usarse para hacer predicciones con nuevos vectores, usando los datos de entrada.

Un GP es una generalización de una distribución de probabilidad gaussiana multivariada, donde la función generada en el tiempo, tiene la propiedad de que cualquier conjunto finito de valores de la función se distribuye normalmente de manera conjunta. Por lo tanto un modelo GP se describe completamente por su función media  $m_f$  y la función de covarianza  $C$ , véase la ecuación (2.2).

$$f(z) \sim \mathcal{GP}(m_f, \Sigma_f) \tag{2.2}$$

La matriz de covarianza  $\Sigma_f$  modela la varianza a lo largo de cada dimensión y, determina cómo se correlacionan las diferentes variables aleatorias, donde la diagonal de esa matriz consiste en la varianza  $\sigma_i^2$ , de la variable aleatoria  $z_i$ . Y los elementos fuera de la diagonal describen la correlación entre la variable aleatoria  $z_i$  y  $z_j$ , véase ecuación (2.3).

$$\Sigma_{ij} = cov(f(z_i), f(z_j)) = C(z_i, z_j) \quad (2.3)$$

Esto significa que la covarianza entre las variables aleatorias que representan las salidas, es igual a la función de covarianza entre los valores de  $z_i$  y  $z_j$ .

Una función de covarianza es sinónimo de función del núcleo  $C(z_i, z_j)$ . En el modelado de sistemas, la función de covarianza generalmente se compone de dos partes principales, la parte funcional  $C_f$  que describe el sistema desconocido que se este modelando y la parte  $C_n$  que describe el modelo del ruido.

$$C(z_i, z_j) = C_f(z_i, z_j) + C_n(z_i, z_j) \quad (2.4)$$

Para el componente de ruido de la ecuación es común usar una función de covarianza de valor constante y se modela como ruido blanco gaussiano. La elección de la función de covarianza de la parte funcional en la ecuación (2.4) depende de la estacionalidad del proceso.

Un proceso estacionario es un proceso estocástico cuya distribución de probabilidad conjunta no cambia cuando se desplaza en el tiempo o el espacio. Las funciones de covarianza estacionarias son funciones de la distancia entre los datos de entrada. Suponiendo la estacionalidad del conjunto de datos, la función de covarianza más utilizada es la función de covarianza exponencial cuadrática, la cual se describe en el siguiente apartado.

### 2.2.2. Tipos de funciones de covarianza

- Función de covarianza cuadrática exponencial

Una función de covarianza cuadrática exponencial también se llama función de covarianza gaussiana. Se define por la ecuación,

$$C_f(z_i, z_j) = \sigma_f^2 \exp\left(-\frac{r^2}{2l^2}\right) \quad (2.5)$$

donde  $\sigma_f^2$  y  $l$  son los hiperparámetros, estos son valores que generalmente se obtienen de los datos y deben buscarse para que coincida el comportamiento del modelo con el sistema original. En la mayoría de los modelos,  $\sigma_f^2$  representa el factor de escala de las posibles variaciones de la función o factor de escala vertical y  $l$  es el factor de escala horizontal, este determina el peso relativo respecto a la distancia para la variable de entrada  $z$ . La variable  $r$  es la medida de distancia entre los valores de entrada  $r = |z_i - z_j|$ .

En la Figura 2.1 se ilustra como es el comportamiento con diferentes hiperpámetros y funciones de muestras aleatorias generadas a partir de esos valores, lo que podemos ver es como un aumento en  $l$  los puntos más alejados entre sí aumentan su correlación que en el caso contrario donde se tiene se menor valor de  $l$ , se observa como la varianza establecida por los datos pierden correlación rápidamente al existir una mayor distancia entre ellos. Lo que significa que podemos seleccionar la función de covarianza, donde la similitud entre los datos de entrada decae más rápida o lentamente dependiendo de la distancia de la medición entre ellos.

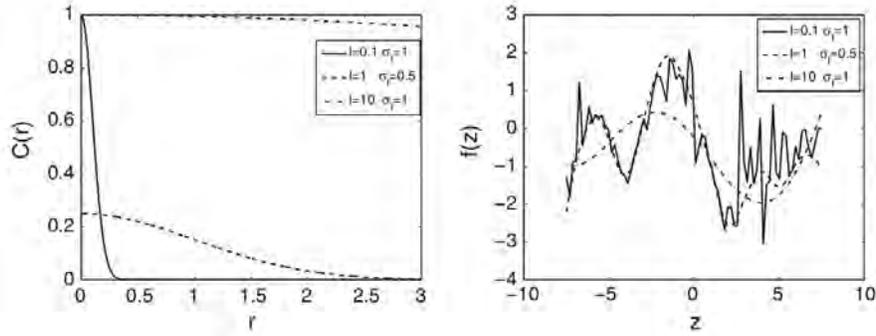


Figura 2.1: Función de covarianza cuadrática exponencial con diferentes hiperparámetros. Adaptado de [3]

- Función de covarianza exponencial

Se utiliza una función de covarianza exponencial cuando se supone que la función a modelar es continua, pero no uniforme, dada por

$$C_f(z_i, z_j) = \sigma_f^2 \exp\left(-\left(\frac{r}{l}\right)^d\right) \quad \text{para} \quad 0 < d \leq 2 \quad (2.6)$$

Los hiperparámetros anteriores siguen aplicándose de la misma manera solo que ahora se introduce el hiperparámetro  $d$  que determina el valor exponencial aplicado a la función de kernel.

- Funciones de covarianza Matérn

La función de covarianza de Matérn se usa cuando los supuestos sobre la función a modelar son menos estrictos con respecto a la suavidad o diferenciabilidad en el sentido del cuadrado medio, representada por

$$C_f(z_i, z_j) = \sigma_f^2 \left(\frac{2^{1-d}}{\Gamma(d)}\right) \left(\frac{\sqrt{2d}r}{l}\right)^d K_d\left(\frac{\sqrt{2d}r}{l}\right) \quad (2.7)$$

donde  $K_d$  es una función de Bessel modificada y el hiperparámetro  $d$  controla la diferenciabilidad de la función de mapeo modelada. A menudo,  $d$  se fija para ser  $d = 2/3$  o  $d = 2/5$ .

- Funciones de covarianza periódicas

Para el núcleo periódico, tenemos un parámetro adicional  $T_p$  que determina la periodicidad, que controla la distancia entre cada repetición de la función. Existen muchas funciones de covarianza periódicas. Una representativa se define por

$$C_f(z_i, z_j) = \sigma_f^2 \left(-\frac{2}{l^2} \sin^2\left(\frac{\pi}{T_p} r\right)\right) \quad (2.8)$$

Una función de covarianza periódica no tiene un valor alto solo entre dos puntos de datos que están juntos, sino también entre puntos de datos que están en una distancia fija, es decir a un período. En la Figura 2.2 se tiene un ejemplo de como es la respuesta de la covarianza tomando diferentes periodos.

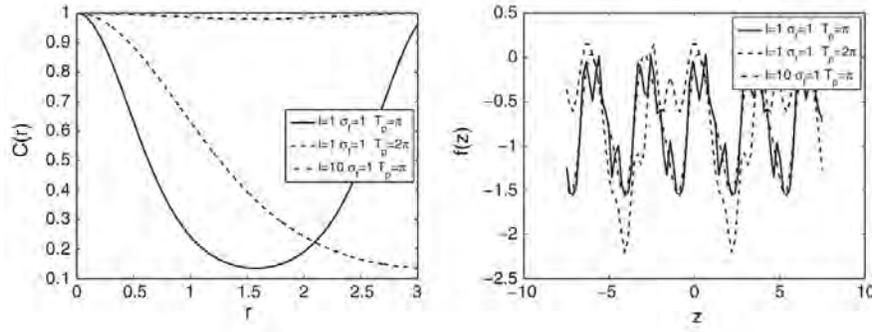


Figura 2.2: Función de covarianza periódica lineal con distintos valores de periodo. Adaptado de [3]

Un gran beneficio que proporcionan los núcleos es que pueden combinarse entre sí, lo que da como resultado un núcleo más especializado. La decisión de qué núcleo usar depende en gran medida del conocimiento previo sobre los datos y de si se esperan ciertas características, naturaleza estacionaria, las tendencias o patrones globales.

### 2.2.3. Modelado del un proceso gaussiano

Antes de modelar un proceso se deben tener en mente tres supuestos inherentes:

- El primero es que los datos de entrenamiento recopilados deben representar las características de la función a modelar.
- El segundo es que las mediciones de un sistema real contienen ruido y, por lo tanto, es necesario incorporar un modelo de ruido al modelo.
- El tercer punto es que si se tiene dos datos de entrada con un menor espaciado entre la toma de las muestras es probable que se tenga un mayor correlación que si se tienen dos puntos distantes.

El interés de modelar un proceso gaussiano recaer en la covarianza de pares de los valores de salida, que es supuesto a través de la relación entre pares de valores de entrada.

Con base a los puntos anteriores se busca encontrar un modelo que a partir de datos promediados cada 10 minutos, genere regresiones de alta frecuencia. El uso del GP es debido a que puede dar distribuciones predicativas en lugar de una predicción discreta, a demás de ser para ser modelado se requiere únicamente los propios datos y sus características estadísticas.

### 2.2.4. Análisis de Fourier

Las fluctuaciones en el viento se pueden considerar como el resultado de la superposición de variaciones sinusoidales sobre la velocidad del viento medio, estas variaciones están comprendidas por un determinado valor de amplitud y frecuencia [42].

Las series de Fourier surgen como una herramienta que nos permite representar funciones periódicas en términos de funciones coseno y seno, véase ecuación la (2.9).

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} (a_n \cos(nt) + b_n \sin(nt)) \quad (2.9)$$

Donde los coeficientes  $a_0$ ,  $a_n$  y  $b_n$ , representa la cantidad de cada una de las señales sinusoidales puras que deben sumarse entre sí para volver a reproducir la serie original.

Una alternativa es la transformada rápida de Fourier (FFT, por sus siglas en inglés), generalmente se documentan e implementan en términos de la notación exponencial compleja de Euler, véase ecuación (2.10) y se trata de un algoritmo para el cálculo de la transformada discreta de Fourier ecuación (2.9).

$$e^{i\omega t} = \cos(\omega t) + i\sin(\omega t) \quad (2.10)$$

La importancia de la FFT radica en que elimina una gran parte de los cálculos repetitivos de la transformada discreta de Fourier, por lo tanto, se logra un cálculo simplificado y un menor esfuerzo computacional [43].

### 2.2.5. Espectro de potencia

Realizar un análisis de espectro de potencia en el dominio de la frecuencia es un elemento complementario de las evaluaciones del recurso eólico en series temporales. A una mayor resolución en las series temporales es difícil estimar el comportamiento del viento, debido al aumento en la aleatoriedad de la velocidad del viento, trabajar los mismos valores en el dominio de la frecuencia proporciona un visión detallada de las variaciones e información que es difícil visualizar en una serie temporal. Este análisis es implementado por Van der Hoven [44], que fuera de analizar los datos de viento en relación al tiempo, demuestra los eventos que tienen una mayor contribución en una serie temporal, los cual se traduce como un patrón repetitivo a una determina frecuencia en una serie de datos.

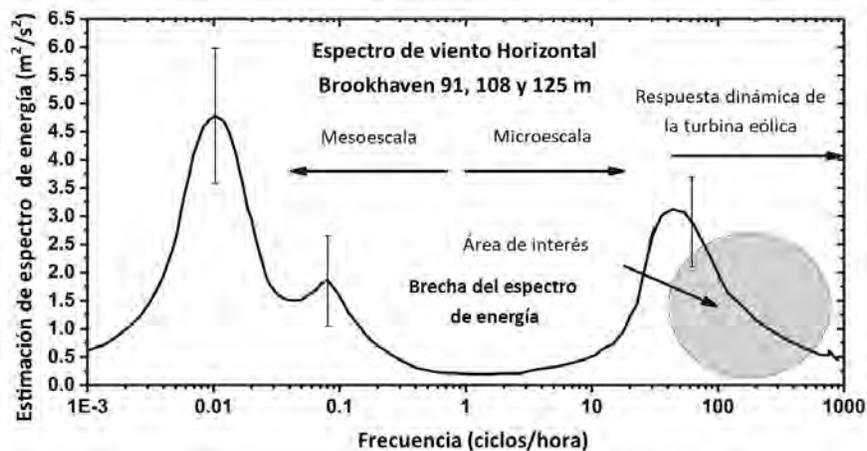


Figura 2.3: Reproducción del espectro de Van der Hoven del Brookhaven National Laboratory. Adaptado de [4].

El espectro de potencia se puede aproximar del resultado del doble producto del cuadrado de la transformada de Fourier, véase la ecuación (2.11).

$$PDS(f) = 2|F(f)|^2 \quad (2.11)$$

Donde  $F(fmu)$  es la transformada de Fourier. En esta operación el primer elemento de las transformadas de Fourier generalmente se descarta, ya que, solo representa el promedio de la serie de datos [4].

### 2.3. Metodología en el desarrollo de una señal sintética de viento

El procesamiento de datos y el modelado del GP se llevo acabo empleando lenguaje de programación *opensource* o código abierto de Python el cual cuenta con la paquetería *GPY* que permite modelar un GP a través de diferentes métodos de *kernel*, en la Figura 2.4 se muestran algunos de ellos, además de que se puede operar entre los mismos, modificar los hiperpámetros, generar la matriz de covarianza, realizar predicciones entre otras funciones. De acuerdo al siguiente procedimiento:

- Selección y limpieza de datos.
- Análisis del espectro de potencia.
- Caracterización de ruido blanco.
- Selección de Kernel y valores iniciales.
- Desarrollo del código para generar una regresión del GP con una ventana móvil.
- Comparación de la autocorrelación entre los datos de referencia y los datos obtenidos del GP.
- Resultados y conclusiones

Cada paso se describe en las siguientes secciones.

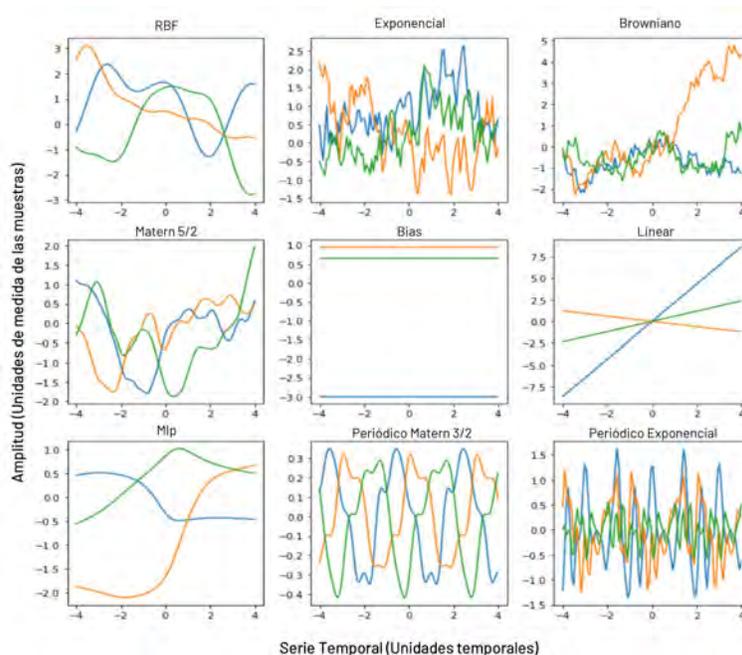


Figura 2.4: GP generados a partir de los kernels de Python.

---

### 2.3.1. Selección de Datos

En horizontes temporales mesoescala es posible encontrar una estacionalidad en los datos, pero en horizontes temporales de pequeña microescala se vuelve realmente complejo determinar una periodicidad o un patrón en los datos.

Para reproducir un estado de viento con patrones microescala se debe tener información de ello. Algunos aerogeneradores cuentan con dispositivos comerciales de medición ultrasónica, LIDAR (por sus siglas en inglés *Light detection and ranging*) para medir la velocidad efectiva del viento frente al rotor, pero no siempre son factibles. Los dispositivos LIDAR hacen que la instalación y el costo de mantenimiento aumente en gran medida. Una alternativa es aprender a modelar las variaciones de viento a alta frecuencia pero, la información comúnmente se encuentra con una menor resolución, por norma se tienen registros promediados cada 10 minutos en lugar de cada segundo o décima de segundo [45].

En este estudio se emplea el registro de un anemómetro LIDAR con frecuencias de 1Hz a 17.5 m sobre el nivel del suelo, localizado en la Ventosa, México, empleando un registro de un día completo.

### 2.3.2. Análisis del espectro de potencia

El primer análisis sobre los datos fue obtener el espectro de potencia, y establecer un criterio para reproducir una señal a partir de las frecuencias con mayor aportación a la serie original. El espectro de potencia, se genero a partir de la transformada rápida de Fourier (véase la Figura 2.5).

Siendo una cantidad reducida de datos vemos bajas contribuciones de las señales en diferentes frecuencias. Pero al ser nuestro sistema de estudio, lo importante es determinar que ocurre en frecuencias inferiores a 600Hz, lo que equivale a un evento que ocurre cada 10 minutos. De acuerdo a [4] en el período de 10 minutos se encuentra en el medio de la llamada brecha de Van der Hoven, donde las contribuciones a las fluctuaciones de energía se consideran insignificantes.

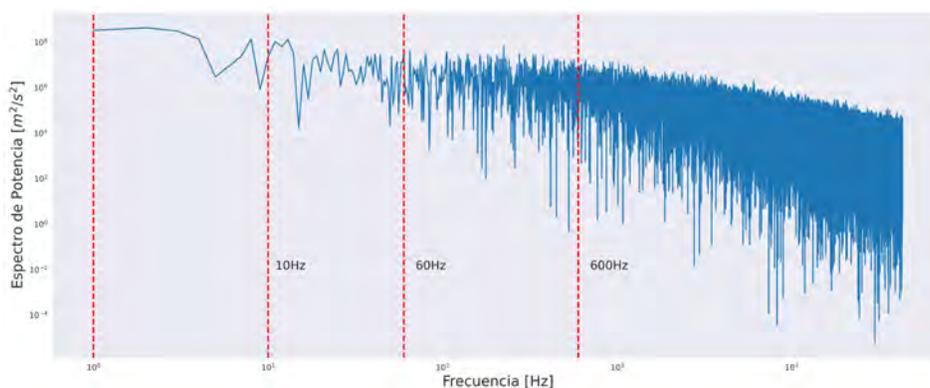


Figura 2.5: Espectro de potencia con un registro de 24 horas.

En la Figura 2.5 vemos que todas las frecuencias inferiores a los 600Hz, no presentan ninguna tendencia, se encuentran bajo la misma amplitud de espectro de potencia, lo que representa un espectro de *ruido blanco*. Conforme va aumentando la frecuencia al límite superior, se tiene una tendencia decreciente, en periodos de cada hora deja de ser significativo. Mientras que en el límite izquierdo, entre los 10 y 20Hz se tienen las variaciones más notorias que pueden relacionarse a algún fenómeno natural.

Lo que se quiere reproducir es lo que ocurre en un período inferior a 10 minutos por lo que se tomaron los coeficientes de las frecuencias superiores a 600Hz.

La señal se reconstruyo a partir de las series de Fourier tomando los coeficientes complejos de la FFT, donde se obtiene la serie de Fourier reconstruida a partir de esos valores (véase la Figura 2.6) donde se compara con la serie de datos inicial.

### 2.3.3. Caracterización del ruido blanco

La diferencia entre la señal reconstruida de la trasformada de Fourier y la señal original, nos da un error con un valor de media aproximadamente igual a cero (véase la Figura 2.7). Para poder modelar el error como ruido blanco se ajusta una distribución normal y obtenemos el valor de la desviación estándar. Al final el ruido blanco es lo que sumamos a la señal que se genera a partir del Proceso Gaussiano.

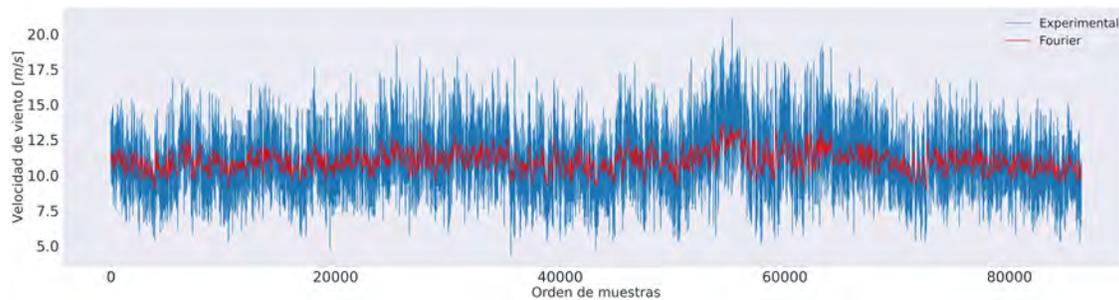


Figura 2.6: Coparación entre la serie de Fourier y la señal original.

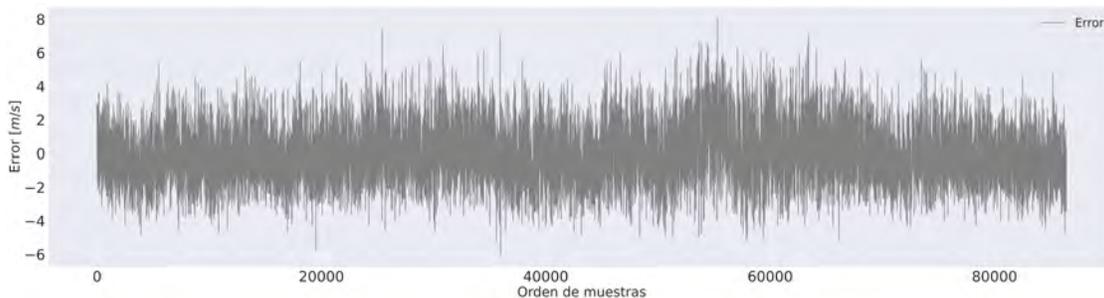


Figura 2.7: Ruido blanco, de la diferencia de la serie de Fourier y la señal original

### 2.3.4. Selección del kernel y valores de entrada al GP

Los datos de entrada al modelo de GP, se obtuvieron de la serie de referencia promediada cada 10 minutos. En la Figura 2.9 se hace una comparación entre los promedios y la serie de Fourier reconstruida con los datos de un día. En esa resolución podemos ver, que los promedios están dentro del rango de alcance la serie de Fourier y siguen el mismo patrón.

Visualizando los datos de una hora de la serie temporal (véase la Figura 2.10), se aprecia la información que se perdido entre cada medición promediada, por lo tanto se espera modelar un comportamiento similar entre los datos promediados y a partir de ellos.

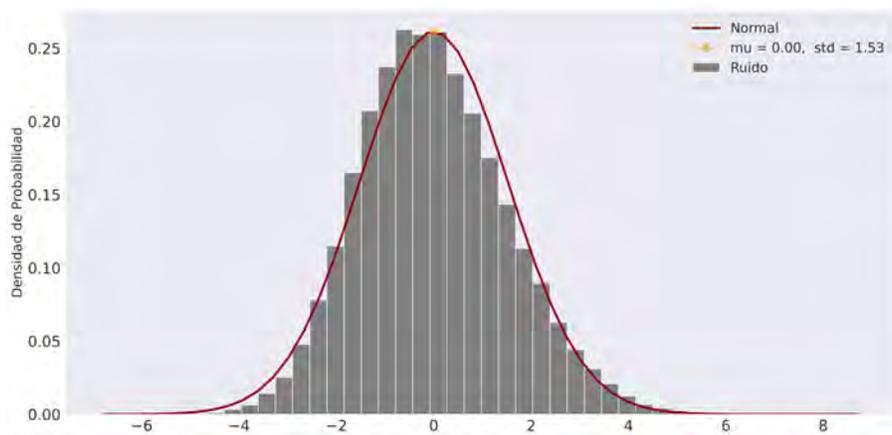


Figura 2.8: Ajuste de distribución normal al Ruido.

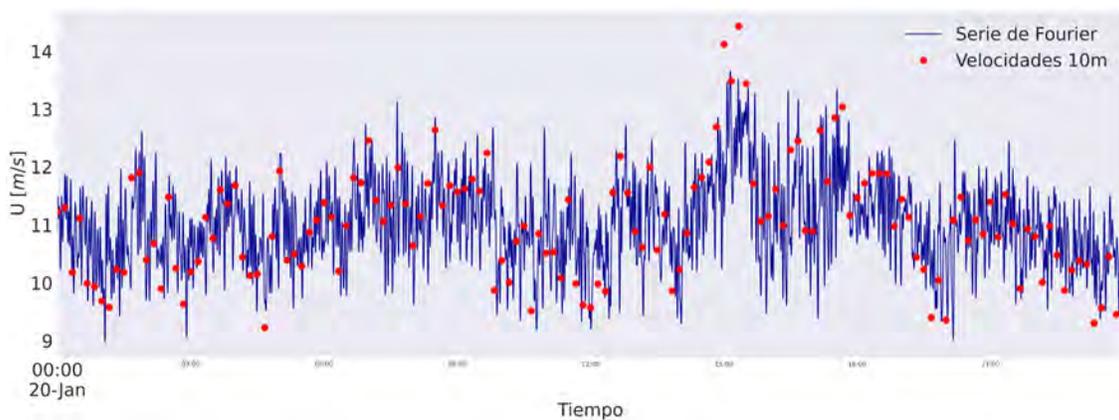


Figura 2.9: Promedios en intervalos de 10 minutos de la señal de referencia de 1 un día.

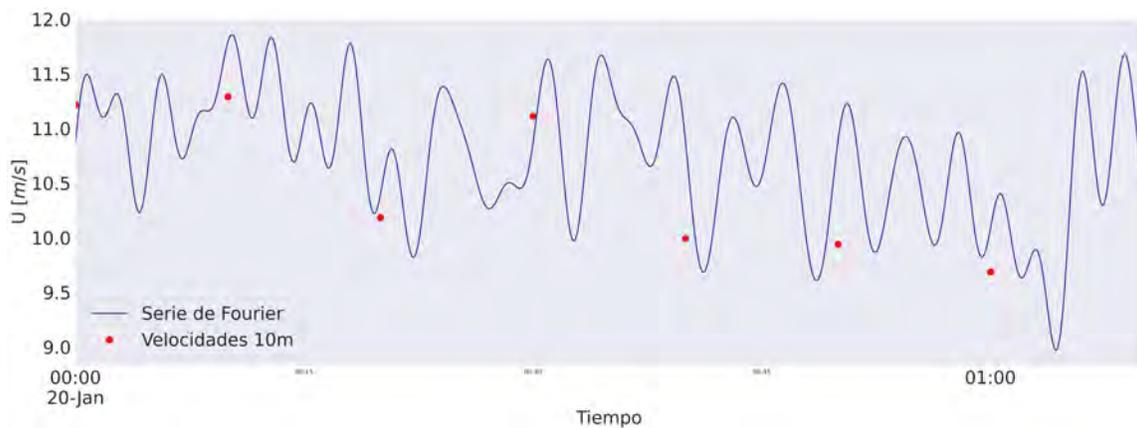


Figura 2.10: Promedios en intervalos de 10 minutos de la señal de referencia de un 1 hora.

En la Tabla 2.1 se tienen los parámetros estadísticos de la serie de Fourier, los valores promediados, y la serie original. Lo que resulta interesante en la tabla es que todos son generados a partir de los datos originales y el valor de media es fijo para todos excepto en el error. Conforme se ha descompuesto

la serie original se ha reducido la información de varianza, y por lo tanto de desviación estándar, en este parámetro se puede ver prácticamente que el valor de los datos originales es el doble de los datos promediados y entre las varianzas hay una mayor diferencia. Con base en eso se pueden seleccionar los parámetros de los datos promediados o aproximarlos a los valores de la serie real.

Tabla 2.1: Propiedades estadísticas de los datos

|                  | $\mu$     | $\sigma$ | $\sigma^2$ |
|------------------|-----------|----------|------------|
| Original         | 11.009052 | 1.978771 | 3.915489   |
| Promedios 10m    | 11.009052 | 0.963366 | 0.921629   |
| Serie de Fourier | 11.009052 | 0.727274 | 0.528922   |
| Error            | 1.198e-15 | 1.526015 | 2.328723   |

La selección de kernel es algo intuitivo, considerando que tenemos datos espaciados cada 10 minutos lo que supone una débil correlación entre dos valores de entrada para reproducir altas frecuencias, ya que existen 600 datos en segundos que se deben modelar entre cada dato promediado.

Estudios de predicción de series de velocidad del viento a corto plazo con mediciones previas utilizando un modelo GP que se muestra en [46], [47]. En [46] se emplea función de tipo Matern para predecir la velocidad del viento en un intervalo de tiempo de cada 10 minutos.

En este caso se observa un patrón de periodicidad en los datos además de haberlo determinado al realizar la serie de Fourier, por lo tanto se puede establecer un kernel que reproduzca patrones periódicos. Python cuenta con tres tipos de kernel periódicos, el exponencial, el Matérn 3/2 y el Matérn 5/2. De los cuales modelamos con el Matérn 3/2, considerando que entre dos valores de entrada promediados se tienen variaciones abruptas.

Los hiperparámetros de la función kernel se seleccionaron de las medias estadísticas de la tabla 2.1. El valor de escala vertical se estableció a partir del valor de varianza promedio de la serie de Fourier  $\sigma^2 = 0.528922$ , el valor de longitud se fijó en un valor  $l = 0.1$ , lo cual es equivalente a un valor de la covarianza entre los promedios que decae rápidamente en función de la distancia de las mediciones y se dejó el parámetro del periodo preestablecido en Python ( $T = 2\pi$ ) donde se cumple un ciclo completo, en el cual se tiene correlación entre los puntos a esa distancia, estableciendo un patrón repetitivo en ese periodo de muestras.

Se fijó una ventana temporal móvil para obtener la serie de un día completo, a través de pequeños intervalos. Se seleccionó la ventana temporal de una hora, equivalente a 6 datos promediados que conforman 3600 segundos de regresión, con un espaciado de 600 segundos entre cada promedio (equivalente a los 10 minutos). Lo que hace la ventana temporal móvil es hacer una regresión con base en la función de kernel fijada, tomando 6 promedios que representan una hora, al completar el proceso se tiene la primera serie de datos de la regresión equivalente a una hora con mediciones por segundo a lo que nombraremos como  $R_0$ . Posterior a ello se toma el dato consecutivo a los promedios anteriores, ese valor aunado a 5 promedios inmediatos anteriores forman una nueva ventana o un nuevo paso en la regresión, del nuevo resultado únicamente se suman a  $R_0$  los últimos diez minutos de regresión generados (que son los que almacenan la información del último promedio) al cual nombraremos  $R_i$ . La ventana temporal móvil va tomando el siguiente promedio en cada paso con el siguiente valor promediado y los cinco promedios inmediatos anteriores hasta llegar al último los valores promediados completando un día de regresión.

$$R_T = R_0 + \sum_{i=1}^{139} R_i \quad (2.12)$$

Donde  $R_0$  representa la regresión inicial tomando los primeros 6 promedios,  $R_i$  las regresiones subsecuentes tomando el siguiente promedio inmediato aunado con los 5 promedios anteriores  $i$  es el numero de pasos o ventanas para una serie de datos y  $R_T$  representa la regresión final o total.

Otra consideración es que la función de media en la matriz se establece en  $m_f = 0$ , por tanto los valores medios pueden quitarse de los datos y agregarse después si es necesario.

Agregar la media se hizo bajo dos criterios, uno fue emplear la media de los datos completos (caso 1) y otro es ir obteniendo la media entre los datos de la ventana temporal móvil (caso 2).

En Apéndices se agrego el código desarrollado en Python del GP. El Apéndice A en la Tabla A.1, contiene la información de kernel del caso 1 y la representación de la ventada de una hora de datos generada, en el Apéndice B en la Tabla A.2 se encuentra el código para el caso 2.

## 2.4. Resultados de las series sintéticas generadas

### 2.4.1. Caso 1. Empleando un valor de media global.

En la Figura 2.11, se muestra la serie generada con valor de media fijo. Al fijar un valor de media se pierden comportamientos particulares de los datos, hacen falta altas dispersiones para sacar los valores fuera del sesgo de la desviación de media.

En este caso tuvo un buen resultado establecer un valor de  $l = 0.1$ , ya que las variaciones rápidas pasan de un estado de alta a baja correlación entre los datos, lo que permite que se repitan variaciones abruptas como en la serie original.

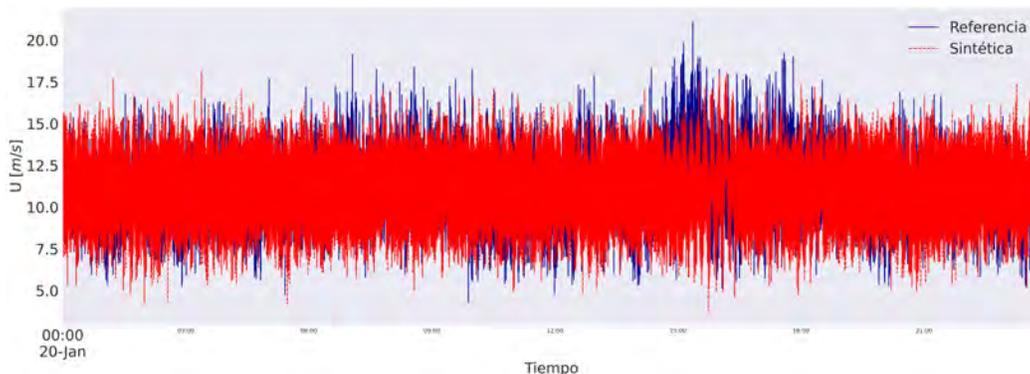


Figura 2.11: Caso 1. Serie Generada con Función de kernel Matér 3/2 (24 horas).

Al ampliar la resolución de los datos a una hora (véase la Figura 2.12) encontramos que el valor de  $l$  produce mayor alcance en los picos observados en la serie de referencia pero, también produce un mayor número de variaciones.

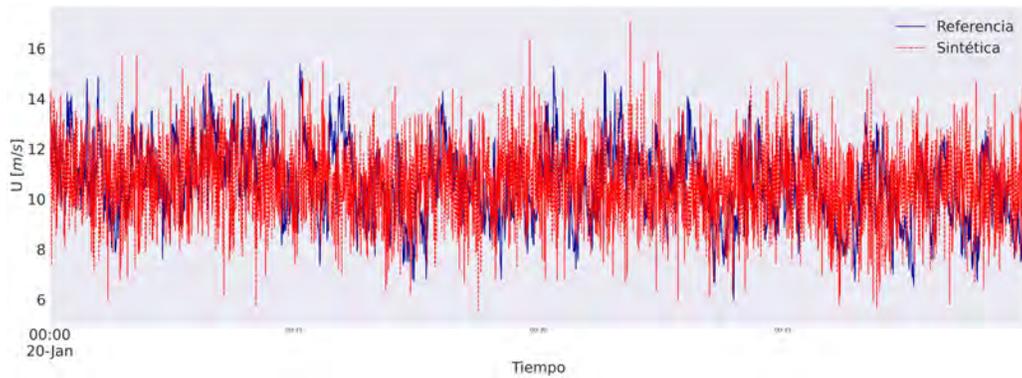


Figura 2.12: Caso 1. Serie Generada con Función de kernel Matér 3/2 (1 hora).

#### 2.4.2. Caso 2. Empleando un valor de media por cada ventana temporal móvil.

Considerando una media es móvil se aprecia un mejor seguimiento del patrón global de los datos (véase Figura 2.13), lo cual era de esperarse al ir obteniendo un valor de media por cada ventana de datos generada. En este caso hay menos variaciones abruptas pero con una mejor distribución de los valores de desviación.

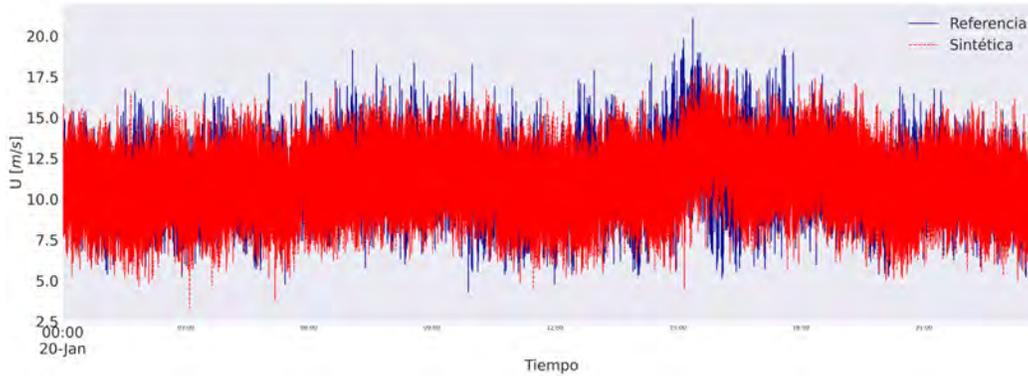


Figura 2.13: Caso 2. Serie Generada con Función de kernel Matér 3/2 (24 horas).

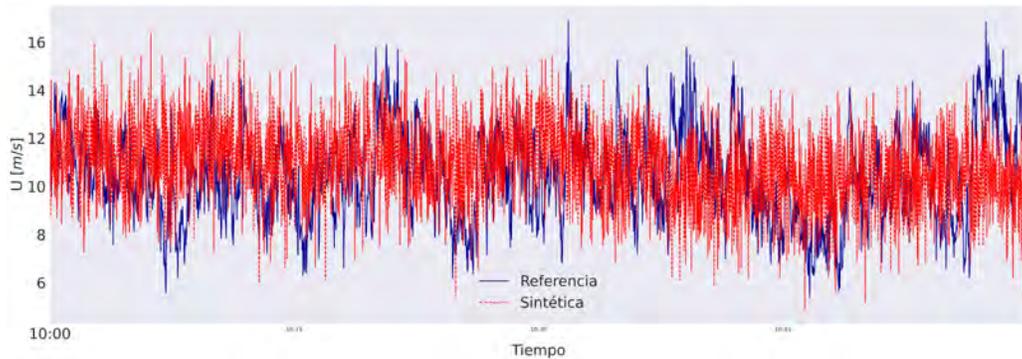


Figura 2.14: Caso 2. Serie Generada con Función de kernel Matér 3/2 (1 hora).

Ampliando la resolución de los datos mostrados, a una hora (véase Figura 2.14) se tiene un patrón

---

prácticamente igual que el primer caso, pues se manejan los mismos parámetros, los cambios del valor de media afecta cuando las series son vistas desde una resolución de un día de datos.

### 2.4.3. Autocorrelación

Finalmente se realizó una autocorrelación de cada señal para determinar si se tiene el mismo patrón de correlación entre las observaciones de los casos de estudio y la señal de referencia.

En la Figura 2.16 se muestra el caso 1 comparado con la señal de referencia. Ambas inician con la comparación del primer valor en un tiempo  $t_1$ , por lo que empieza con un coeficiente de autocorrelación igual a 1. Establecer una media con un valor fijo causa un efecto de estacionalidad para el caso 1, lo cual observamos en las oscilaciones que se producen en entorno al origen.

El hecho de que ambas señales tengan una tendencia que converge dentro de un límite cercano a cero significa que tenemos una serie de datos aleatorios. Este límite se encuentra entre  $0 \pm Z \frac{1}{\sqrt{n}}$ , donde  $n$  y  $Z$  son el número de muestras y valor normal estándar respectivamente, para un nivel de confianza dado.

En el caso 2 se tiene el mismo patrón de autocorrelación entre la serie original y la señal sintética. Sin tener una estacionalidad en los datos porque a diferencia del primer caso se tiene una media móvil (véase la Figura 2.16).

En ambos casos se obtuvo un valor de error cercano a cero y se mantuvieron las propiedades estadísticas de la señal de referencia, lo cual nos indica que es un posible modelo para generar señales de 1Hz de frecuencia a partir de datos promediados cada 10 minutos. Considerando que al establece una media móvil no se pierde patrones específicos por cada ventana de datos, además que no se resta importancia al comportamiento de los eventos en una ventana para establecer una correlación con la siguiente medición.

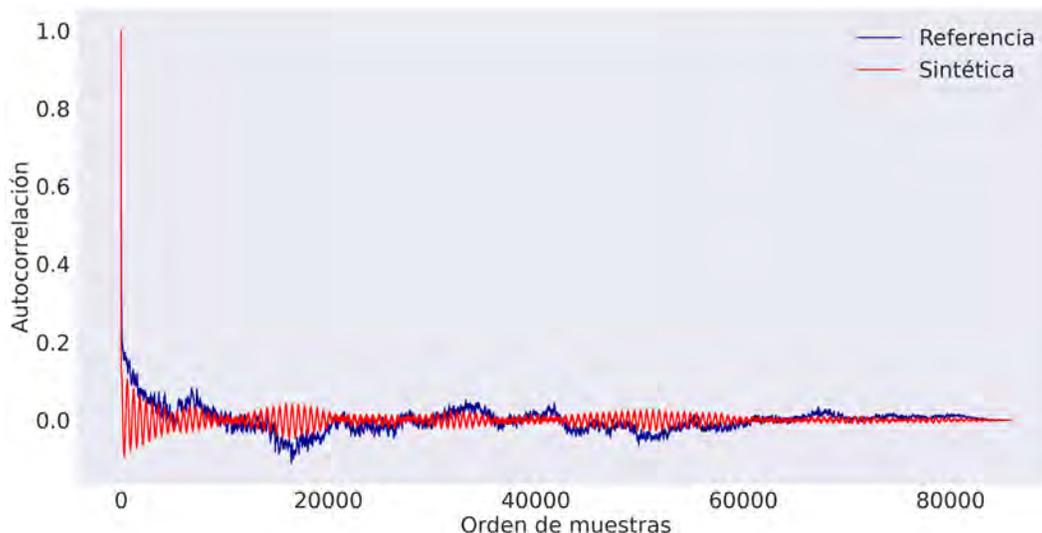


Figura 2.15: Autocorrelación de la serie generada con el kernel Matér 3/2 Periódico y media fija.

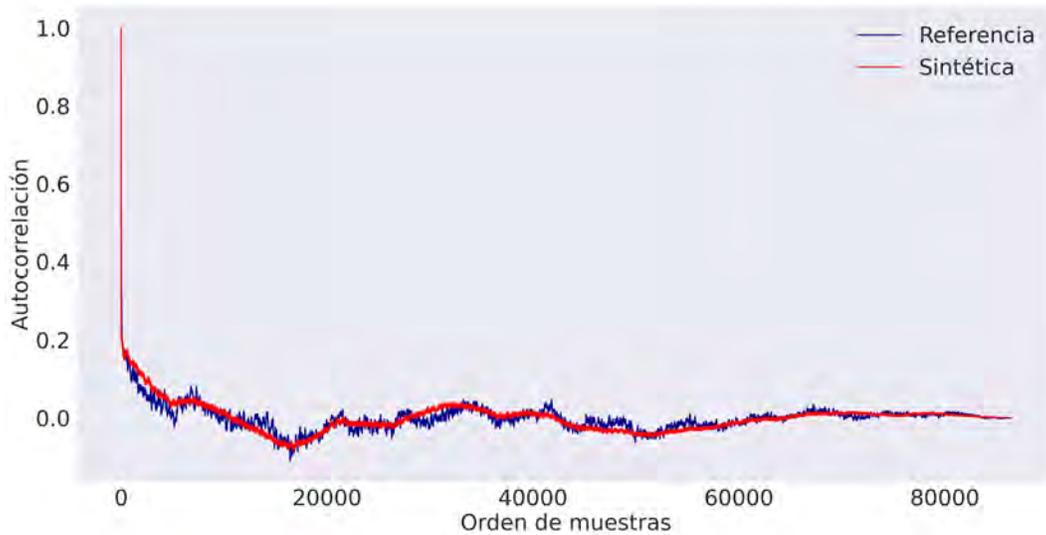


Figura 2.16: Autocorrelación de la serie generada con el kernel Matér 3/2 Periódico y media móvil.

Tabla 2.2: Propiedades estadísticas de las señales sintéticas

|        | $\mu$     | $\sigma$ | $\sigma^2$ | Error AC      |
|--------|-----------|----------|------------|---------------|
| Caso 1 | 11.015949 | 1.644858 | 2.70552    | -3.571347e-19 |
| Caso 2 | 11.027093 | 1.710149 | 2.924611   | -4.140692e-20 |

#### 2.4.4. Conclusiones

En este capítulo se desarrolló una regresión GP en la que se modela una función que cubre un número finito de puntos, donde se tiene mayor interés en los valores de las ubicaciones temporales no observadas.

Los datos de entrada del GP fueron registros con mediciones por segundo promediados en intervalos de 10 minutos, que de acuerdo con IEC 61400-1 es el promedio estándar en el diseño de los aerogeneradores. Evaluando su confiabilidad con una comparación de las propiedades estadísticas entre serie simulada y la serie original, se obtuvo una diferencia de autocorrelación entre ambas cercana a cero.

Los resultados obtenidos ofrecen una oportunidad de remodelar los datos censados en intervalos de 10 minutos a datos con una mayor resolución, para ser usados en la evaluación de los WECS.

---

# Modelado de un sistema de conversión de energía eólica para baja y alta potencia

---

Entre las topologías existentes de los sistemas de conversión de energía eólica, las más prometedoras son las que emplean un generador PMSG, cuyo esquema incluye un convertidor de electrónica de potencia de escala completa. Esta configuración, mejor conocida como Back-to-Back de escala completa, es una de las más estudiadas en turbinas PMSG.

Algunas ventajas del uso de PMSG son que no necesita de una fuente de alimentación adicional para la excitación del campo magnético, no se usan anillos deslizantes, y se puede omitir el uso de caja multiplicadora, lo que aumenta su rentabilidad [8] y presentan una mayor eficiencia; e incorporando un convertidor de escala completa se suma una alta densidad energética, una metodología de control simple y de bajo costo en mantenimiento [48]. Principalmente con la interfaz de un convertidor Back-to-Back de escala completa de AC-DC-AC, se consiguen dos objetivos importantes, la extracción de la máxima potencia del viento y la integración de fuentes renovables con la calidad energética requerida por la red eléctrica.

En este capítulo se desarrollan dos estructuras una de alta potencia y una de baja potencia. La metodología de alta potencia consiste en dos VSCs, uno destinado a la conversión de AC-DC del lado de la máquina y uno para la conversión DC-AC del lado de la red eléctrica. La capacidad en alta potencia abarca unas decenas de kW a un par de MW [49]. La metodología de baja potencia consiste en un rectificador de diodos no controlado del lado de la máquina en la etapa de AC-DC y del lado de la red un VSC para la conversión de DC-AC. En el caso de los sistemas baja potencia se abarca una capacidad de unas decenas de W hasta un MW [49].

### 3.1. Configuración de una turbina eólica

Un turbina eólica tiene la capacidad de convertir la energía cinética del viento en energía eléctrica, a través de sus componentes como se describe en el Capítulo 1. En cada configuración de turbina se establece un coeficiente que determina la máxima potencia que puede ser extraída ( $C_p$ ), en relación con la velocidad punta ( $\lambda$ ) o *tip-speed ratio* (TSR, por sus siglas en inglés) y el ángulo de paso o mejor conocido como *pitch angle* ( $\beta$ ). El valor del  $C_p$  nunca excede el valor límite de Bezt por lo que en teoría sólo  $16/27$  de la energía cinética del viento puede convertirse en energía mecánica [1]. Dicho lo anterior podemos obtener una aproximación de la potencia generada por la turbina a partir de la ecuación (3.1).

$$P_w = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho \pi R^2 v^3 \quad (3.1)$$

Donde  $\rho$ ,  $R$ ,  $v$  son la densidad del aire, el radio del rotor y la velocidad del viento respectivamente. Una forma de calcular el  $C_p$  es por medio de las ecuaciones (3.2), (3.3).

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left( \frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{\frac{c_5}{\lambda_i}} + c_6 \beta \quad (3.2)$$

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} + \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (3.3)$$

Donde los coeficientes  $c_1 - c_6$  dependen del tipo de turbina y el valor de  $\lambda$  se obtiene de la relación entre la velocidad del eje mecánico y la velocidad real del viento, ecuación (3.4).

$$\lambda = \frac{\omega_t \cdot R}{v} \quad (3.4)$$

Los coeficientes  $\omega_t$ ,  $R$ ,  $v$  representan la velocidad del eje mecánico de la turbina eólica en radianes sobre segundos, el radio del rotor en metros y la velocidad del viento en metros sobre segundos, respectivamente.

En general, para un ángulo de pala igual a cero y una velocidad del viento constante, la potencia máxima queda asociada a una velocidad de eje específica, véase la Figura 3.1, que muestra la potencia de salida y la potencia máxima de una turbina eólica con las características descritas quedando en función de  $\omega_t$ .

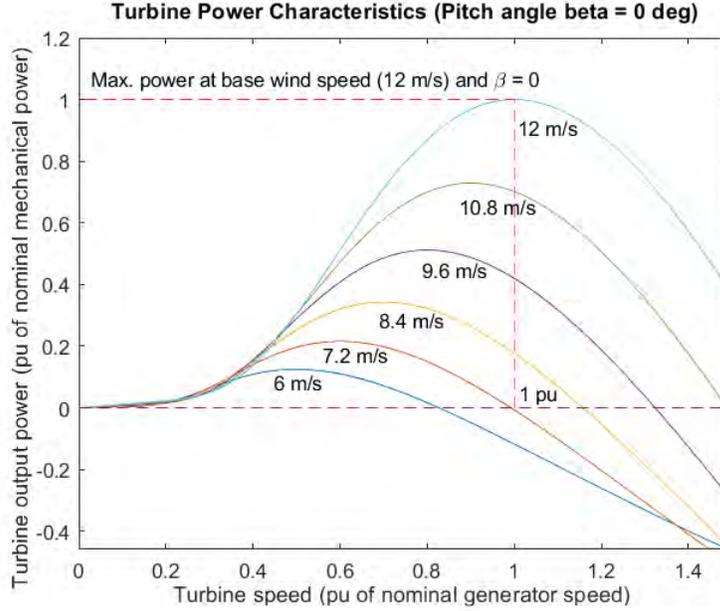


Figura 3.1: Punto de operación de máxima potencia en función de la velocidad del eje  $\omega_t$ .

### 3.2. Modelo del circuito y ecuaciones del PMSG

Las turbinas eólicas Tipo IV ofrecen un mayor rango de control de la frecuencia angular del generador, emplear un generador tipo PMSG y omitir el uso de caja multiplicadora, permite que la velocidad angular de la turbina sea directamente la que se transfiera al generador ( $\omega_t = \omega_r$ ), esta configuración se conoce como *direct-driven* o de tren directo [50].

El siguiente arreglo es una simplificación del modelo matemático del PMSG [5].

$$V^h = -r_s \cdot I^h + \frac{d}{dt} \lambda_{m^h} \quad (3.5)$$

Donde  $V^h$  es el vector de tensiones del estátor,  $r_s$  es la matriz de resistencia del estátor,  $I^h$  es el vector de corrientes del estátor y  $\lambda_{m^h}$  el vector de flujo. El superíndice  $h$  se emplea como abreviación del vector de las señales trifásicas  $abc$ , en la ecuación (3.5) y en las ecuaciones siguientes a lo largo de este trabajo.

Tomando en cuenta las ecuaciones que se derivan de la ecuación (3.5), se establece un nuevo conjunto de ecuaciones a partir de las transformadas de Clarke y Park, donde un vector en el sistema de coordenadas  $abc$  puede ser convertido en un vector en el sistema de referencia síncrono  $dq\theta$  [6].

Implementar estas dos transformadas de manera consecutiva simplifican los cálculos, al pasar las señales de corriente y tensión sinusoidales en señales continuas en el tiempo.

Reescribiendo el modelo del PMSG, en el sistema de referencia síncrono, desarrollado en [5], se obtienen las ecuaciones (3.6), (3.7).

$$v_d = r_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \quad (3.6)$$

$$v_q = r_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_d i_d + \omega_r \lambda_m \quad (3.7)$$

En la Figura 3.2 se muestra el circuito equivalente del PMSG planteado por las ecuaciones (3.6), (3.7).

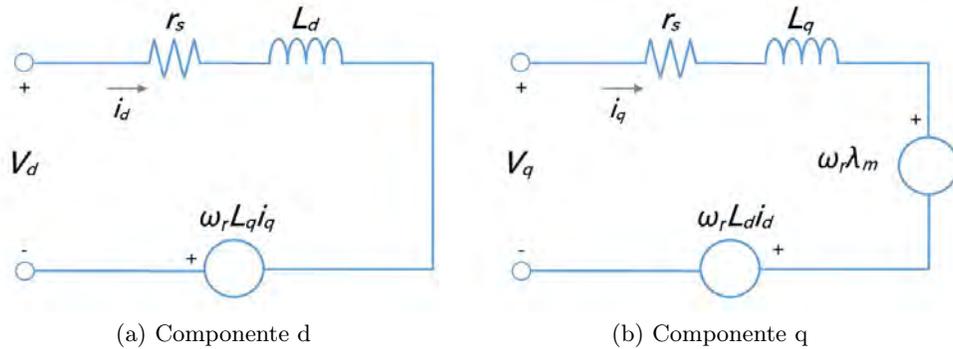


Figura 3.2: Circuito equivalente de un PMSG. Adaptado de [5]

En términos mecánicos y eléctricos la potencia aprovechable del generador en régimen permanente se expresada por la ecuación (3.8), donde existe una relación entre la potencia mecánica, el torque mecánico y la velocidad angular del rotor.

$$P_m = T_m \omega_r \quad (3.8)$$

Donde  $P_m$  es la potencia aprovechable,  $\omega_r$  se mantiene como la velocidad angular del generador y  $T_m$  es el torque mecánico que se obtiene de la ecuación (3.9).

$$T_m = T_e + D\omega_r + H \frac{d\omega_r}{dt} \quad (3.9)$$

En donde  $H$ ,  $D$  son los parámetros de inercia y fricción característicos de un generador. El torque electromecánico se obtiene de la ecuación (3.10).

$$T_e = \frac{3}{2} [i^d (L^q - L^d) + \lambda_m] i^q \quad (3.10)$$

La ecuación (3.10) se emplea cuando el PMSG es de polos salientes. En en los siguientes dos modelos se hace uso de un PMSG de polos suavizados o geometría cilíndrica por lo que la inductancia es uniforme  $L^d = L^q$  y la expresión anterior se reduce a la ecuación (3.11).

$$T_e = \frac{3}{2} \lambda_m i^q \quad (3.11)$$

Esta última expresión del torque eléctrico queda únicamente en función de la componente de corriente  $i_q$ .

En el desarrollo del algoritmo de control del torque eléctrico en el modelo del convertidor de alta potencia, Sección 3.4, se empleará la corriente  $i_q$  en relación a una corriente de referencia para obtener el seguimiento del torque eléctrico. Mientras que en el convertidor de baja potencia, Sección 3.5, se suministra la potencia total disponible del PMSG a través de un rectificador de diodos no controlado. En ambos modelos se emplea el mismo modelado de la turbina y generador descrito entre la Sección 3.1 y 3.2.

### 3.3. Convertidor de fuente de voltaje trifásico de dos niveles

Los convertidores de fuente de voltaje o VSC son circuitos que pertenecen a la electrónica de potencia, los cuales son empleados como un medio de conversión bidireccional entre sistemas de potencia de DC y AC. La dirección del flujo de corriente determina el modo de operación (véase la Figura 3.3), que puede ser modo inversor si el flujo de corriente se dirige del sistema de DC hacia el sistema de AC, y modo rectificador cuando el flujo de corriente es en dirección opuesta. Existen diferentes clasificaciones, pero en este trabajo empleamos el VSC trifásico de dos niveles [6].

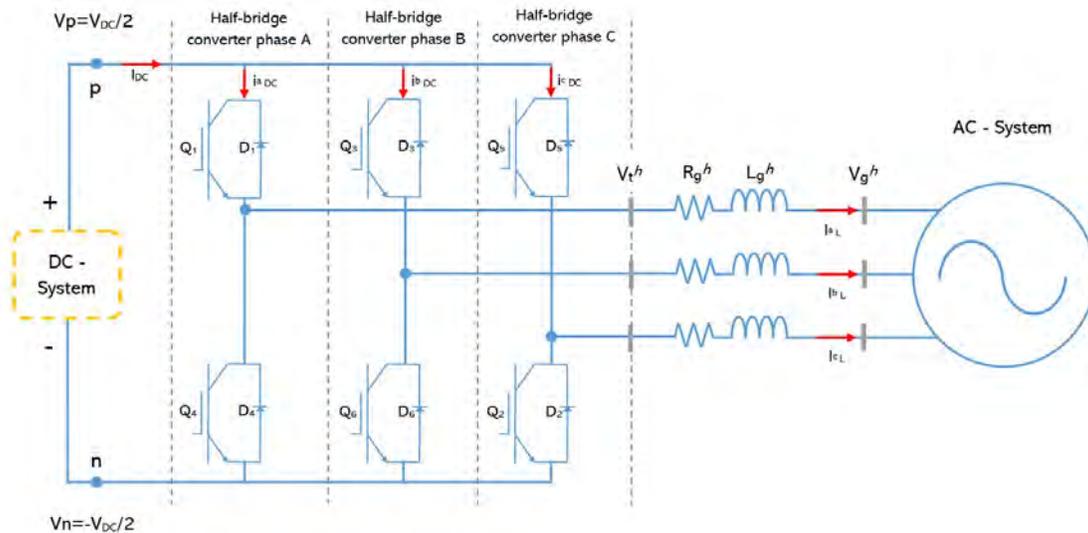


Figura 3.3: VSC trifásico de dos niveles en modo inversor. Figura adaptada de [6].

En la Figura 3.3 observamos la representación esquemática del VSC trifásico de dos niveles, que se compone de tres convertidores de medio puente idénticos donde cada convertidor tiene una rama de dos interruptores por fase. Los terminales de cada medio puente del lado de DC se conectan en paralelo al punto común de acoplamiento en el sistema de DC y del extremo del lado de AC, y cada convertidor de medio puente está conectado a una fase en el sistema de AC. Se nombra como VSC de dos niveles porque cada uno de sus terminales del lado de AC puede admitir un valor de voltaje únicamente entre dos valores ( $-V_{DC}$  o  $+V_{DC}$ ).

#### 3.3.1. Modulación SPWM

Emplear una modulación sinusoidal por ancho de pulso (SPWM, por sus siglas en inglés) en un VSC trifásico es la base para controlar la tensión trifásica de AC de salida en magnitud y frecuencia a partir de una tensión constante de DC o viceversa. Cada convertidor de medio puente opera por

una conmutación alternada entre los interruptores, ilustrativamente  $Q_1$  y  $Q_4$  en la rama de la fase A (véase la Figura 3.3), esto se logra a través de una SPWM. Una estrategia común de SPWM es comparar una señal periódica triangular de alta frecuencia (señal portadora) con una señal sinusoidal de baja frecuencia (señal moduladora), lo que da como resultado un tren de pulsos entre 0 y 1 (véase la Figura 3.4b). La comparación entre la señal portadora y la señal moduladora define el estado de conmutación ente  $Q_1$  y  $Q_4$  [6].

$$\begin{aligned} \text{señal moduladora} > \text{señal portadora} &= 1 \\ \text{señal moduladora} < \text{señal portadora} &= 0 \end{aligned} \quad (3.12)$$

$$s_n(t) = \begin{cases} 1, & \text{interruptor activo (conduce)} \\ 0, & \text{interruptor inactivo (no conduce)} \end{cases} \quad (3.13)$$

Dos índices que nos permiten definir características de la SPWM son el índice de modulación ( $m$ ) y el índice de frecuencia ( $m_f$ ).

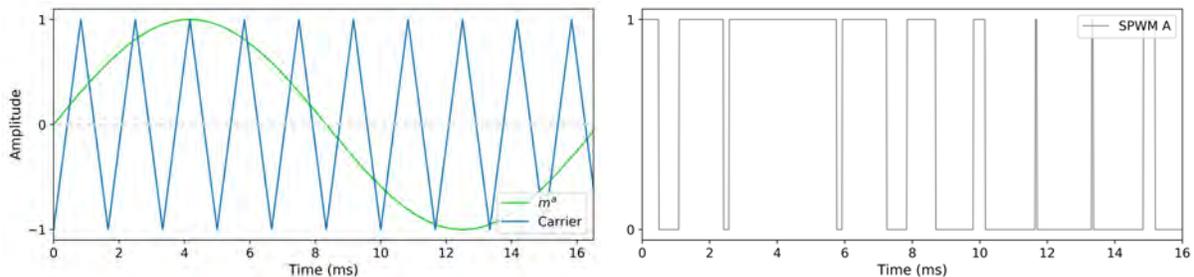
El índice de modulación es la relación entre la amplitud de la señal portadora ( $a_p$ ) y la señal moduladora ( $a_m$ ), siendo directamente proporcional a la amplitud de la señal moduladora. Por medio de este índice se puede establecer el control de la magnitud de voltaje o corriente en los terminales del convertidor.

$$m = \frac{a_m}{a_p} \quad (3.14)$$

El índice de frecuencia ( $m_f$ ) es la relación entre la frecuencia de la señal portadora ( $f_p$ ) y la señal moduladora ( $f_m$ ). El índice de frecuencia determina la distorsión del contenido armónico.

$$m_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (3.15)$$

Para obtener la conversión de tres fases se hace la comparación de la portadora con tres señales moduladoras sinusoidales desfasadas  $120^\circ$  entre sí, para obtener a la salida un sistema trifásico equilibrado por conmutación SPWM como se muestra en la Figura 3.5b.



(a) Comparación entre la señal moduladora y portadora.

(b) Tren de pulsos SPWM.

Figura 3.4: Modulación por ancho de pulso sinusoidal.

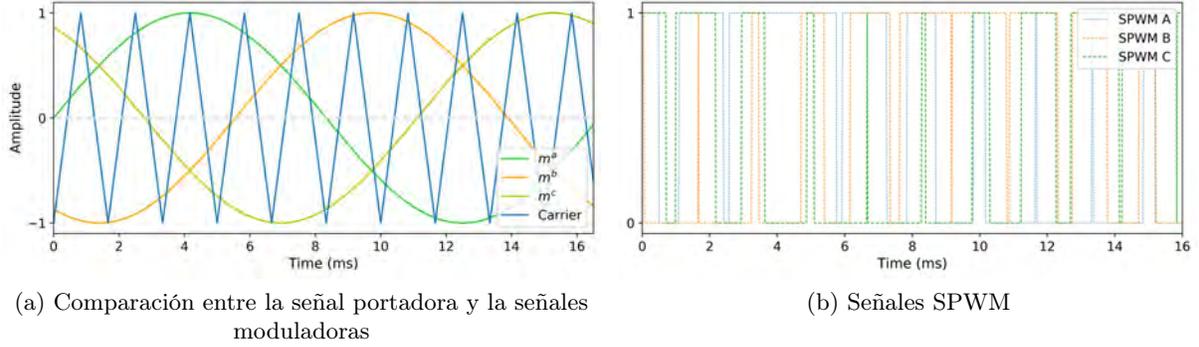


Figura 3.5: SPWM para un VSC trifásico.

### 3.3.2. Modelo Conmutado

En un modelo conmutado de un VSC se determina la relación de corriente y de voltaje, a partir de la conmutación entre sus interruptores. Tomando nuevamente como referencia los interruptores de la fase A, de la Figura 3.3, el voltaje en sus terminales del lado de AC ( $V_t^a$ ) se obtiene por la conmutación entre  $s_1$  y  $s_4$ , siendo independiente de la polaridad de la corriente en el lado de AC ( $I_L^a$ ) [6].

Cuando  $s_1 = 1$ , el interruptor superior se cierra y el interruptor inferior se abre nos queda  $V_t^a = V_p = V_{DC}/2$ ,  $i_p = i_g$  y  $i_n = 0$ . Alternativamente cuando  $s_4 = 1$ , el interruptor inferior se cierra y el interruptor superior se abre, quedando  $V_t^a = V_n = -V_{DC}/2$ ,  $i_p = 0$  y  $i_n = i$ . En un convertidor de medio puente se describe matemáticamente por las ecuaciones (3.16-3.19).

$$s_1(t) + s_4(t) = 1 \quad (3.16)$$

$$V_t(t) = (V_{DC}/2)s_1(t) - (V_{DC}/2)s_4(t) \quad (3.17)$$

$$i_p(t) = is_1(t) \quad (3.18)$$

$$i_n(t) = is_4(t) \quad (3.19)$$

Donde (3.16) es la suma de los estados de los interruptores en un convertidor de medio puente, los cuales solo pueden variar entre una señal digital de 0 y 1, y solo uno puede estar activo en un instante de tiempo. La salida de voltaje de la rama del convertidor esta dada por (3.17) en relación al estado del interruptor, así como también que el valor que puede tomar la corriente (3.18-3.19).

### 3.3.3. Modelo promediado

Un modelo promediado permite describir la dinámica de las variables de voltaje y corriente en función de una señal de modulación, que es la principal variable de control del convertidor y que en un modelo conmutado se vuelve más complejo de relacionar. Además, que para propósitos de análisis dinámico y diseño de control, los detalles de alta frecuencia a menudo son innecesarios ya que los compensadores y filtros del sistema de control de un circuito muestran características que

no tienen una respuesta al proceso de conmutación de alta frecuencia [6]. Por estas razones, existe un mayor interés en la dinámica de los valores promedio de las variables, más que en la dinámica de los valores instantáneos.

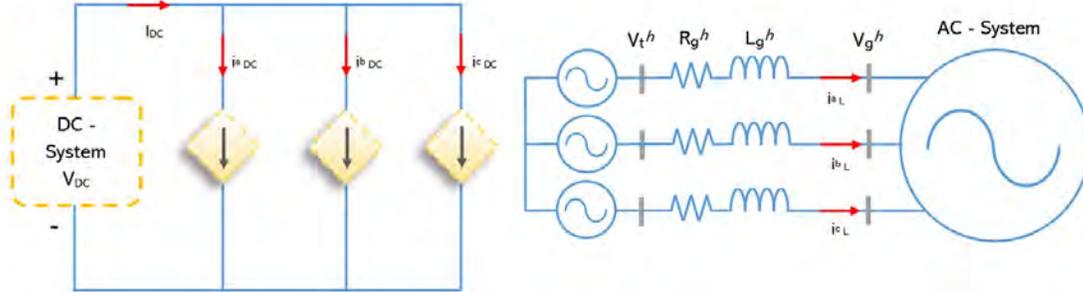


Figura 3.6: Modelo promediado del VSC trifásico. Adaptado de [6]

La Figura 3.6 muestra el modelo promediado del VSC trifásico, el cual ahora es representado mediante fuentes de corriente y de voltaje controladas del lado de DC y AC, que se expresa matemáticamente por las ecuaciones (3.20-3.22), en función de los índices de modulación  $m^h$ .

Para emplear este modelo es preciso que la frecuencia de conmutación en el VSC ( $f_c$ ) sea al menos 10 veces mayor a frecuencia de operación de la red ( $f_{red}$ ),  $f_c > 10f_{red}$ ; que el voltaje del enlace de DC sea 2 veces mayor al voltaje pico de red,  $V_{DC} > 2V_{gpico}$ ; y que el índice de modulación sea una variable sinusoidal y continua con una amplitud entre [-1 y 1] [6].

$$V_t^h(t) = \frac{1}{2}V_{DC}(t) \cdot m^h(t) \quad (3.20)$$

$$I_{DC}^h(t) = \frac{1}{2}I_L^h(t) \cdot m^h(t) \quad (3.21)$$

$$I_{DC}(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=a}^c I_L^h(t) \cdot m^h(t) \quad (3.22)$$

Siendo así el voltaje a la salida de AC del VSC se obtiene de la ecuación (3.20) donde  $V_t^h$  es el vector de voltajes trifásico en función de  $m^h$ . De igual manera la ecuación (3.21) representa un vector de corrientes trifásicas en AC en función de  $m^h$ , que es una distribución de la corriente que fluye de las terminales en DC en las tres fases, de modo que la suma de las corrientes en AC en cada segmento de tiempo debe de dar como resultado el valor de la corriente en DC, ecuación (3.22).

### 3.4. Modelado del Sistema de Conversión de energía eólica de alta potencia

El modelo desarrollado en esta sección se realizó con base en [51], [52], [53] y del cual se tiene un mayor documentación [12]. El sistema de conversión que va desde la turbina y generador hasta la red o sistema de AC, consiste en dos VSC unidos por un elemento capacitivo en sus terminales de DC; En él se implementan estrategias de control en el marco de referencia  $dq0$ , las cuales son aplicadas a diferentes acciones del sistema para cubrir objetivos específicos.

En el esquema general del sistema de alta potencia, Figura 3.7, se implementan dos sistemas de control. En el VSC del lado del generador, se desarrolla para controlar la velocidad del rotor para maximizar la potencia extraída del viento (secciones 3.4.1 y 3.4.2). Mientras que el VSC del lado de la red controla el voltaje del enlace de DC, y con ello, la potencia activa y reactiva entregada a la red eléctrica (secciones 3.4.3 y 3.4.4).

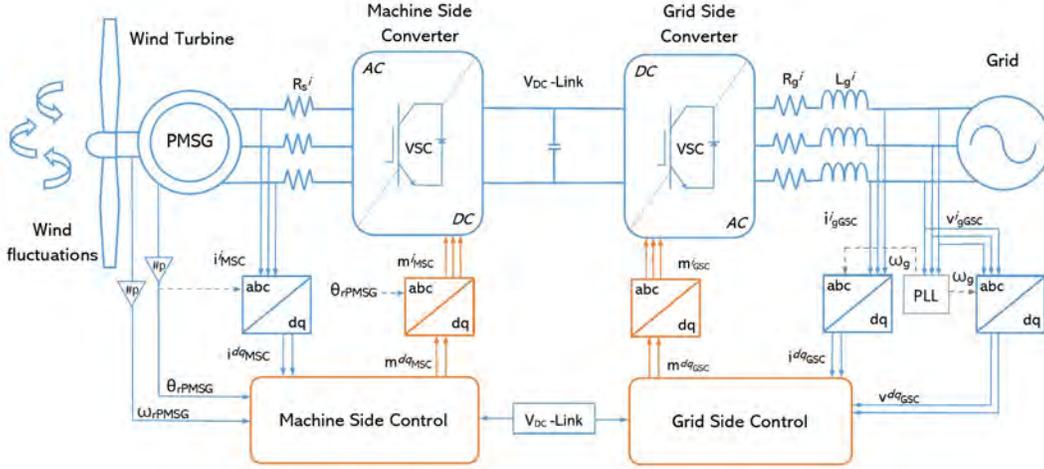


Figura 3.7: Esquema principal del convertidor de alta potencia tipo Back-to-Back.

### 3.4.1. Control para la transferencia de potencia entre el PMSG y el convertidor de fuente de voltaje del lado del generador

El convertidor de fuente de voltaje del lado de la máquina (MSC, por sus siglas en inglés) proporciona el control de frecuencia de flujo del rotor, lo que permite que la frecuencia del eje del rotor realice un seguimiento óptimo de la velocidad del viento. Retomando la ecuación (3.9) de la sección 3.2, la representación dinámica del sistema que se deriva mecánicamente del generador síncrono, por la ecuación 3.23.

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{H}[T_m(t) - T_e(t) - D\omega_r(t)] \quad (3.23)$$

De la ecuación (3.23), se despeja la frecuencia angular mecánica, y se aplica la transformada de Laplace para obtener una función de transferencia.

$$\omega_r(s) = \frac{T_m(s) - T_e(s)}{(Hs + D)(s)} \quad (3.24)$$

En estado estable se cumple que  $T_m$  es equivalente al  $T_e$ , por lo tanto la función de transferencia queda solo bajo el término del torque eléctrico  $T_e$ .

$$\frac{\omega_r}{-T_e} = \left[ \frac{1}{(Hs + D)(s)} \right] \quad (3.25)$$

Para el seguimiento de un valor de referencia de  $\omega_r$  se establece un control de lazo cerrado, empleando un PI, como lazo de retroalimentación se obtiene la ecuación (3.26)

$$\omega_r^{ref} - \omega_r(s) = \left( \frac{s \cdot kp_{PMSG}(s) + ki_{PMSG}}{s} \right) \left( \frac{1}{Hs + D} \right) \quad (3.26)$$

Donde  $k_{pPMSG}$  y  $k_{iPMSG}$  son las ganancias proporcional e integral respectivamente. De la ecuación (3.26) se obtiene la relación entre el polo de la planta y el cero de compensador PI, quedando las relaciones de compensación (3.27-3.28).

$$k_{pPMSG} = \frac{H}{\tau_{PMSG}} \quad (3.27)$$

$$k_{iPMSG} = \frac{D}{\tau_{PMSG}} \quad (3.28)$$

Donde  $\tau_{PMSG}$  es el tiempo de respuesta de la función de transferencia. En el esquema de control (véase Figura 3.8) estos valores son ejecutados en el bloque del primer PI ( $k_{PMSG}^q$ ) que se encuentra en cascada como la acción de control del torque eléctrico a través de la velocidad angular.

### 3.4.2. Modelado del control VSC del lado de la máquina como rectificador

La energía transferida entre el generador PMSG y el convertidor MSC en el dominio del tiempo se determina a partir de la ecuación del sistema aplicando la ley de voltaje de Kirchhoff (3.29).

$$L_s^h \cdot \frac{di_{MSC}^h(t)}{dt} = v_{PMSG}^h(t) - R_s^h \cdot i_{MSC}^h(t) - v_{MSC}^h(t) \quad (3.29)$$

Donde  $h$  se mantiene como el vector trifásico ( $abc$ ),  $L_s$ ,  $R_s$  y  $v_{PMSG}$  son la inductancia, la resistencia de armadura y el voltaje generado del PMSG respectivamente, mientras que  $v_{MSC}$  y  $i_{MSC}$  son el voltaje y la corriente a la salida del MSC en AC.

En la siguiente expresión se transforma la ecuación (3.29) en el marco de referencia  $dq\theta$ , y se incluye una inductancia de acoplamiento cruzado.

$$\frac{di_{MSC}^d(t)}{dt} = \left(\frac{1}{L_s^d}\right) (v_{PMSG}^d(t) - R_s^d i_{MSC}^d(t) - v_{MSC}^d(t) - (L_s^d \cdot \omega_r(t)) i_{MSC}^q(t)) \quad (3.30)$$

$$\frac{di_{MSC}^q(t)}{dt} = \left(\frac{1}{L_s^q}\right) (\lambda_m \cdot \omega_r - R_s^q i_{MSC}^q(t) - v_{MSC}^q(t) + (L_s^q \cdot \omega_r(t)) i_{MSC}^d(t)) \quad (3.31)$$

Donde  $\omega_r$  es la velocidad angular del rotor,  $\lambda_m$  es el valor máximo del flujo de enlace generado por imanes del rotor y transferidos a los devanados del estátor del PMSG.

La tensión de salida en AC del MSC, sigue el mismo principio del VSC en su modelo promediado, por lo que, tomamos la ecuación 3.20 y la transformamos en el marco  $qd$ . La tensión  $v_{MSC}^{dq}$  queda directamente relacionada con el voltaje de enlace de DC con la regulación del algoritmo de control sobre el convertidor de fuente de voltaje del lado de la red (GSC, por sus siglas en inglés) que se describe en la sección 3.3.3.

$$v_{MSC}^{dq}(t) = \frac{1}{2} m_{MSC}^{dq}(t) V_{DC}(t) \quad (3.32)$$

Donde  $V_{DC}$  es el voltaje en DC y  $m_{MSC}^{dq}$  es el vector de los índices de modulación en MSC después de aplicar la transformada  $qd$ .

Para el desarrollo del control de las componentes de corriente del MSC, se genera la función de transferencia a partir de los índices de modulación  $m_{MSC}^d$  y  $m_{MSC}^q$ .

$$m_{MSC}^d = \frac{2}{V_{DC}(t)} [E_{MSC}^d(t) - v_{MSC}^d(t) + (L_s^d \omega_r(t) i_{MSC}^q(t))] \quad (3.33)$$

$$m_{MSC}^q = \frac{2}{V_{DC}(t)} [E_{MSC}^q(t) - \lambda_m \omega_r(t) - (L_s^q \omega_r(t) i_{MSC}^d(t))] \quad (3.34)$$

Donde  $E_{MSC}^d(t)$  y  $E_{MSC}^q(t)$  representan la compensación de la señal de control adicional. Sustituyendo (3.33) y (3.34) en (3.32), y las ecuaciones resultantes en (3.30) y (3.31) respectivamente, se obtiene un sistema lineal de primer orden. La ecuación resultante (3.35) representa la planta del MSC.

$$E_{MSC}^{dq}(t) = L_s^{dq} \frac{di_{MSC}^{dq}(t)}{dt} + R_s^{dq} i_{MSC}^{dq}(t) \quad (3.35)$$

El control del torque eléctrico hace uso de la ecuación (3.35), para la cual, se obtienen dos sistemas desacoplados de primer orden, que cambiamos al dominio de la frecuencia.

$$i_{MSC}^{dq}(s) = \frac{E_{MSC}^{dq}(s)}{sL_s^{dq} + R_s^{dq}} \quad (3.36)$$

Se hace el seguimiento de la corriente de referencia  $i_{MSC}^{dq}(s)$  en lazo cerrado,  $E_{MSC}^{dq}(s)$  se reemplaza por el compensador con control PI.

$$i_{MSC}^{dq\text{ref}}(s) - i_{MSC}^{dq}(s) = \left( \frac{s k p_{MSC}^{dq} + k i_{MSC}^{dq}}{s} \right) \left( \frac{1}{sL_s^{dq} + R_s^{dq}} \right) \quad (3.37)$$

Donde  $k p_{MSC}^{dq}$  y  $k i_{MSC}^{dq}$  son las ganancias proporcional e integral, respectivamente.

La ecuación (3.36) se puede ver como una función de transferencia, donde se genera un polo  $s_p = -\frac{R_s^{dq}}{L_s^{dq}}$  que se elimina con un cero del PI  $s_c = -\frac{k i_{MSC}^{dq}}{k p_{MSC}^{dq}}$ . La relación entre el polo de la planta y el PI cero se obtiene por las expresiones (3.38) y (3.39).

$$k p_{MSC}^{dq} = \frac{L_s^{dq}}{\tau_{MSC}} \quad (3.38)$$

$$k i_{MSC}^{dq} = \frac{R_s^{dq}}{\tau_{MSC}} \quad (3.39)$$

Donde  $\tau_{MSC}$  es el tiempo de respuesta del compensador, que debe ser por lo menos 10 veces menor que el tiempo de respuesta del compensador en el lazo de control de la velocidad angular en el PMSG. Estos dos valores son ejecutados por los dos PI ( $k_{MSC}^q$ ) que se encuentran en paralelo en el esquema de control, (véase Figura 3.8).

La relación entre el control de corriente y de la velocidad angular se establece por la ecuación (3.11).

$$i^q = \frac{2 T_e}{3 \lambda_m} \quad (3.40)$$

Donde al despejar  $i^q$  queda como la corriente de referencia en función del torque eléctrico que a su vez deriva del control de la velocidad angular que se desarrollo en la sección 3.4.1.



Donde  $P_{DCin}$  es la potencia reflejada en el enlace de DC, ecuación (3.45), y  $P_{DCout}$  es la potencia transferida por el GSC de DC a AC, ecuación (3.46).

$$P_{DCin}(t) = \frac{V_{DC}(t)}{R_l} \quad (3.45)$$

$$P_{DCout}(t) = V_{DC}(t) \cdot I_{DC}(t) \quad (3.46)$$

Para desarrollar el control del enlace de DC, es necesario establecer una función de transferencia donde  $V_{DC}$  sea la variable de salida.

Sustituyendo las ecuaciones (3.45) y (3.46) en (3.44), obtenemos la ecuación de balance de potencias (3.47) que pasamos al dominio de la frecuencia aplicando la transformada de Laplace (3.48), para obtener la función de transferencia (3.49).

$$\frac{C}{2} \frac{dV_{dc}^2(t)}{dt} = V_{DC} \cdot I_{DC}(t) - \frac{V_{DC}(t)}{R_l} \quad (3.47)$$

$$\frac{sC}{2} V_{DC}^2(s) = V_{DC} \cdot I_{DC}(s) - \frac{V_{DC}(s)}{R_l} \quad (3.48)$$

$$V_{DC}(s) = \frac{2 I_{DC}(s)}{\left(sC + \frac{1}{R_l}\right)} \quad (3.49)$$

En valor de  $V_{DC}$  se debe llevar a una señal de referencia fija, lo cual se hace con un compensador con control PI, en la Figura 3.9 se esquematiza por el bloque  $K_{DC}(s)$ . La diferencia entre  $V_{DC}^{ref}$  y  $V_{DC}$  debe mantenerse oscilando en cero por la compensación que se establece en (3.50).

$$V_{DC}^{ref}(s) - V_{DC}(s) = (skp_{dcGSC} + ki_{dcGSC}) \left( \frac{1}{sC + \frac{1}{R_l}} \right) \quad (3.50)$$

$$kp_{dcGSC} = \frac{C}{\tau_{dcGSC}} \quad (3.51)$$

$$ki_{dcGSC} = \frac{R_l}{\tau_{dcGSC}} \quad (3.52)$$

Donde  $kp_{dcGSC}$  y  $ki_{dcGSC}$  son las ganancias proporcional e integral, respectivamente y  $\tau_{dcGSC}$  el tiempo de respuesta del compensador.

#### 3.4.4. Modelado de lazo de control de corriente del GSC

La transferencia de potencia en el GSC, también es regulada por el control de corriente aplicado al lado de AC del GSC, donde el flujo de potencia activa y reactiva es controlado por el ángulo de fase y la magnitud del voltaje en el punto común de acoplamiento. Lo cual deriva desde la ecuación que describe la salida del GSC al sistema de AC, a través de la ley de voltaje de Kirchhoff en el dominio de tiempo.

$$\frac{di_{GSC}^h(t)}{dt} = -\frac{R_g^h i_{GSC}^h(t)}{L_g^h} - \frac{v_{iGSC}^h(t)}{L_g^h} + \frac{v_g^h(t)}{L_g^h} \quad (3.53)$$

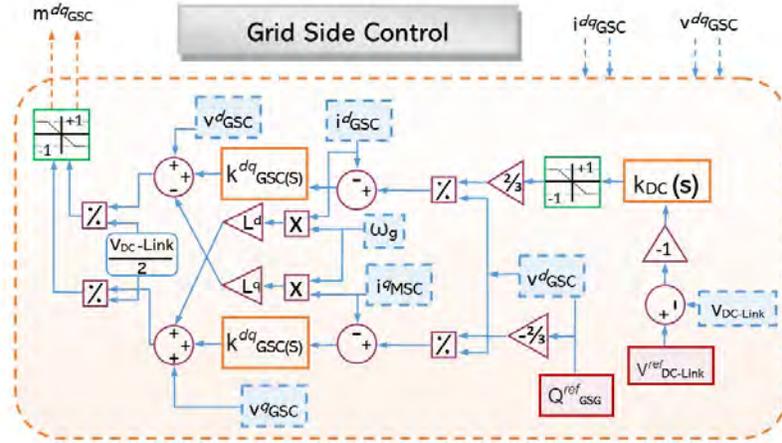


Figura 3.9: Algoritmo de control del VSC del lado de la red de AC.

Donde  $R_g$ ,  $L_g$  representan la resistencia e inductancia de acoplamiento respectivamente,  $v_g^h$  el vector de voltajes de la red en AC,  $i_{GSC}$  la corriente de salida del GSC y  $v_{tGSC}$  el voltaje de salida del GSC en AC.

La expresión anterior la transformamos al dominio  $dq$ , quedando las expresiones (3.54) y (3.55).

$$\frac{d i_{GSC}^d(t)}{dt} = \left( \frac{1}{L^d} \right) \left( v_g^d(t) - R_g^d i_{GSC}^d(t) - v_{tGSC}^d(t) - (L_g^d \cdot \omega) i_{GSC}^q(t) \right) \quad (3.54)$$

$$\frac{d i_{GSC}^q(t)}{dt} = \left( d \frac{1}{L^q} \right) \left( v_g^q(t) - R_g^q i_{GSC}^q(t) - v_{tGSC}^q(t) + (L_g^q \cdot \omega) i_{GSC}^d(t) \right) \quad (3.55)$$

Donde  $(L_g^{dq} \cdot \omega)$  es la inductancia de acoplamiento mutua entre  $i_{GSC}^d(t)$  e  $i_{GSC}^q(t)$ . Empleando la expresión (3.41), en el marco de referencia  $dq\theta$ , se desarrolla el índice de modulación  $m_{GSC}^{dq}$  para generar el modelo de la planta y establecer el control de corrientes del GSC a partir de (3.57) y (3.58).

$$v_{tGSC}^{dq}(t) = \frac{1}{2} m_{GSC}^{dq}(t) \cdot V_{DC}(t) \quad (3.56)$$

$$m_{GSC}^d(t) = \left( \frac{2}{V_{DC}(t)} \right) \left[ E_{GSC}^d(t) - v_g^d + (L_g^d \cdot \omega) i_{GSC}^q \right] \quad (3.57)$$

$$m_{GSC}^q(t) = \left( \frac{2}{V_{DC}(t)} \right) \left[ E_{GSC}^q(t) - v_g^q - (L_g^q \cdot \omega) i_{GSC}^d \right] \quad (3.58)$$

Donde  $E_{GSC}^{dq}$  representa el vector de compensación de la señal de control en el GSC. Sustituyendo (3.57) y (3.58) en (3.56), y el resultado en (3.54) y (3.55) respectivamente, se obtiene un sistema lineal de primer orden, ecuación (3.59) que describe el modelo de planta del lado de AC de GSC.

$$E_{GSC}^{dq}(t) = L_g^{dq} \frac{d i_{GSC}^{dq}(t)}{dt} + R_g^{dq} i_{GSC}^{dq}(t) \quad (3.59)$$

En la ecuación (3.59) se aplica la transformada de Laplace y se obtiene la función de transferencia para el control de potencia activa y reactiva.

$$i_{GSC}^{dq}(s) = \frac{E_{GSC}^{dq}(s)}{\left(sL_g^{dq} + R_g^{dq}\right)} \quad (3.60)$$

Nuevamente se establece un compensador PI para hacer el seguimiento del lazo cerrado del valor de referencia de  $i_{GSC}^{dq\ ref}$ , como se expresa en (3.61).

$$i_{GSC}^{dq\ ref}(s) - i_{GSC}^{dq}(s) = \left( \frac{s k p_{iGSC}^{dq} + k i_{iGSC}^{dq}}{s} \right) \left( \frac{1}{s + \frac{R_g^{dq}}{L_g^{dq}}} \right) \quad (3.61)$$

Finalmente se obtiene la relación entre el polo de la planta  $s_p = \frac{R_g^{dq}}{L_g^{dq}}$  y el cero del compensador  $s_c = -\frac{k i_{iGSC}^{dq}}{k p_{iGSC}^{dq}}$ . Donde  $k i_{iGSC}^{dq}$  y  $k p_{iGSC}^{dq}$  son las ganancias proporcional e integral, expresadas como (3.62) y (3.63).

$$k p_{iGSC}^{dq} = \frac{L_g^{dq}}{\tau_{iGSC}} \quad (3.62)$$

$$k i_{iGSC}^{dq} = \frac{R_g^{dq}}{\tau_{iGSC}} \quad (3.63)$$

Donde  $\tau_{iGSC}$  es el tiempo de respuesta del control de corriente del GSC de la función de transferencia con retroalimentación. Se considera que  $\tau_{iGSC}$  debe ser por lo menos diez menor que el tiempo de respuesta del control de voltaje  $\tau_{dcGSC}$ , para evitar las interferencias entre las dinámicas de los compensadores que se encuentran en cascada, visualmente se puede ver en la Figura 3.9 donde  $k_{GSC}^{dq}(s)$  es la compensación interna que ocurre en función de la compensación del enlace de DC  $K_{DC}(s)$ .

La potencia activa y reactiva se obtienen a través del vector de corriente  $i_{GSC}^{dq}(s)$ , usando las ecuaciones (3.64) y (3.65).

$$P_{DC}(t) = \frac{3}{2} \left( v_g^d \cdot i_{GSC}^d \right) \quad (3.64)$$

$$Q_{GSC}(t) = \frac{3}{2} \left( v_g^d \cdot i_{GSC}^q \right) \quad (3.65)$$

Donde  $P_{DC}$  es la potencia activa a la salida del GSC y  $Q_{GSC}$  es la potencia reactiva, la cual directamente puede estar siguiendo un valor de referencia  $Q_{GSC}^{ref}$  determinado por el operador como se muestra en la Figura 3.9, y para mantener la relación de un factor de potencia unitario  $Q_{GSC}$  se establece en cero.

### 3.5. Sistema de Conversión de energía eólica de baja potencia

El esquema general del sistema de baja potencia, Figura 3.10, se divide en dos etapas de conversión, así como el anterior, pero solo para el VSC en la etapa de DC-AC se establece una regla de control, con base en [36], donde se desarrolla el modelo matemático desde un enfoque fasorial.

La primer etapa de conversión que va de la turbina al enlace de DC, consiste en un rectificador de diodos no controlado, el cual transfiere la potencia disponible desde generador (sección 3.5.1). Este modelo de la primer etapa tiene mayor uso y estudio en modelos de baja potencia. En la segunda etapa, desde enlace de DC al sistema de AC, se convierte y se controla el flujo de potencia de un sentido a otro, por medio del VSC y la adecuación del control implementada siguiendo el objetivo de mantener la estabilidad del sistema y un enlace ininterrumpido de generación de calidad en presencia de caídas de tensión desbalanceadas en la red de AC (secciones 3.5.2 y 3.5.3).

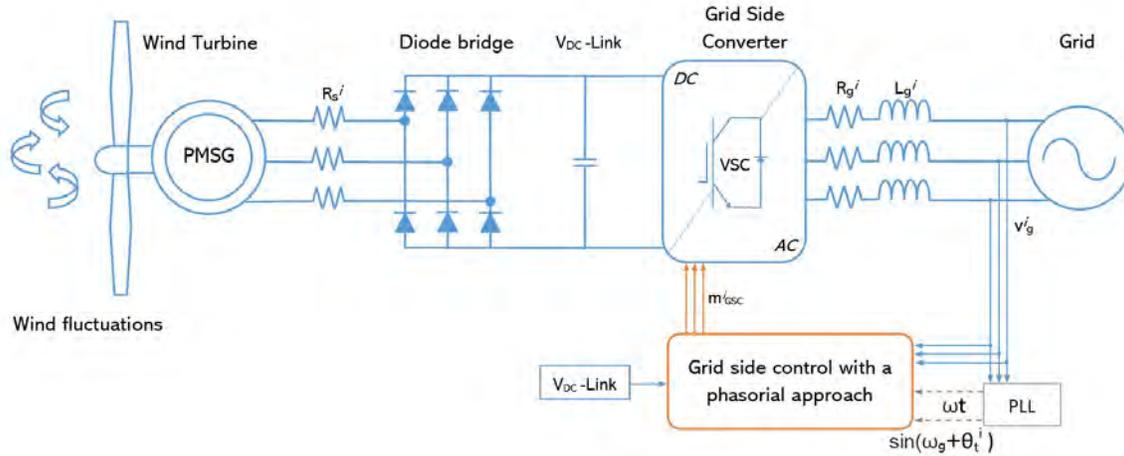


Figura 3.10: Esquema principal del convertidor de baja potencia.

### 3.5.1. Rectificador trifásico no controlado

Un rectificador es un tipo de convertidor que transforma una señal de AC a DC. Los diodos están estrechamente relacionados a ellos por sus características semiconductoras, ya que esencialmente actúan como interruptores unidireccionales, que permite que la corriente fluya a través de ellos en una sola dirección cuando se encuentran directamente polarizados. Este tipo de convertidores también se puede considerar como de valor absoluto, si nosotros tenemos un voltaje de entrada en AC de valor ( $v_n$ ) el voltaje a la salida ( $v_o$ ) tendrá la misma forma, pero con la fracción negativa de la onda con un valor positivo ( $v_o = |v_n|$ ). Se denominan no controlado porque no se puede controlar la potencia de salida, es decir, a una tensión fija de entrada la tensión de salida es fija también [7].

En un sistema trifásico balanceado los voltajes de fase instantáneos están definidos por (3.66), donde  $V_m$  es el valor pico del voltaje de fase, .

$$v_n^a = V_m \text{sen}(\omega t) \quad v_n^b = V_m \text{sen}(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad v_n^c = V_m \text{sen}(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \quad (3.66)$$

Los voltajes instantáneos de fase a fase se obtienen por (3.67), donde se adelantan  $\frac{1}{6\pi}$  radianes, y voltaje de fase se multiplican por la  $\sqrt{3}$ .

$$v_n^a = \sqrt{3} V_m \text{sen}(\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad v_n^b = \sqrt{3} V_m \text{sen}(\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad v_n^c = \sqrt{3} V_m \text{sen}(\omega t - \frac{\pi}{6}) \quad (3.67)$$

El voltaje de salida promedio en DC se determina a partir de (3.68).

$$V_{DC} = \frac{2}{2\frac{\pi}{6}} \int_{\omega t=0}^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{3}V_m \cos(\omega t) d(\omega t) \quad V_{DC} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (3.68)$$

El valor RMS de la corriente de fase por (3.69).

$$I_{rms}^h = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{dc} \quad (3.69)$$

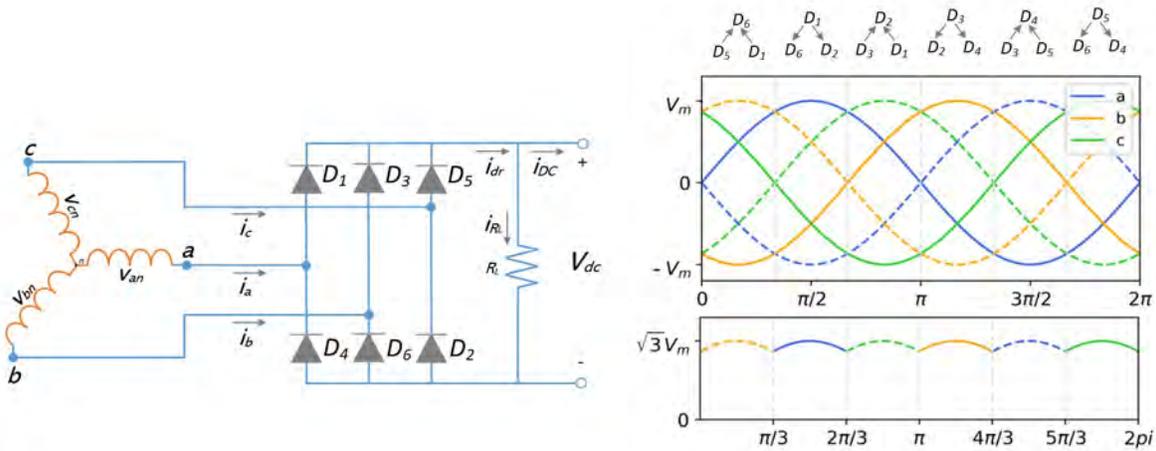


Figura 3.11: Principio del funcionamiento de un rectificador de diodos no controlado. Adaptado de [7].

El principio del funcionamiento de este tipo de rectificador es debido a la conmutación que ocurre de forma natural entre los diodos. Los diodos conducen en pareja, un par de diodos a la vez cuando se polariza directamente por una fracción positiva de una de las fases, cuando esto ocurre se refleja el voltaje de fase a fase en la carga a la salida del rectificador.

En la Figura 3.11 se muestran los diodos que se encuentran en conducción conforme se desplazan las 3 fases de voltaje. En cada fracción de  $\frac{\pi}{3}$  vemos que hay una combinación de diodos que generan 2 pulsos. Por ejemplo de 0 a  $\frac{\pi}{3}$ , dividimos en dos secciones, en la primer sección hay una conducción de  $D_5$  a  $D_6$  y en la segunda sección de  $D_1$  a  $D_6$ , esto ocurre porque el par de diodos en conducción son los que en sus terminales va del voltaje más positivo al más negativo.

### 3.5.2. Modelado del control del VSC con enfoque fasorial

En esta etapa se desarrolla el modelo de control sobre los índices de modulación desde un enfoque fasorial. A diferencia del modelo anterior basado en  $dq0$ , esta estrategia nos permite establecer índices de modulación independientes entre sí, sin mucha complejidad con aplicación de un solo control PI con el cual se asegura un valor de  $V_{DC}$  constante.

El modelo matemático se desarrolla por notación fasorial, con lo que asumimos que la tensión en el punto común de acoplamiento, la corriente inyectada a la red y la tensión de salida del VSC en AC queda en su forma polar, como  $|V_g| \angle \theta_g^h$ ,  $|I_L^h| \angle \theta_L^h$  y  $|V_t| \angle \theta_t^h$  respectivamente. Además se consideran las dos siguientes condiciones de operación: a) la magnitud y ángulo de  $V_g^h$  se mantienen constantes,

b) la corriente  $I_L^h$  se encuentra atrasada  $180^\circ$  respecto a  $V_g^h$  cuando el VSC opera en modo inversor, tal como se muestra en la ecuación (3.70).

$$\angle \theta_L^h = \angle (\theta_g^h - \pi) \quad (3.70)$$

Planteando la ley de voltaje de Kirchhoff en el lado de AC del VSC, la caída de tensión en la impedancia de acoplamiento se obtiene por (3.71).

$$|V_z| \angle \theta_z^h = |V_t| \angle \theta_t^h - |V_g| \angle \theta_g^h \quad (3.71)$$

La corriente que circula por la misma impedancia de acoplamiento se obtiene de (3.72) por la ley de Ohm, en la cual sustituimos  $|V_z| \angle \theta_z^h$  por (3.71) dejando  $|I_L^h| \angle \theta_L^h$  en términos de  $V_g^h$  y  $V_t^h$ .

$$|I_L^h| \angle \theta_L^h = \frac{|V_z| \angle \theta_z^h}{R_g + jX_L} = \frac{|V_t| \angle \theta_t^h - |V_g| \angle \theta_g^h}{\sqrt{(R_g)^2 + (X_L)^2} \angle \left( \tan^{-1} \left( \frac{X_L}{R_g} \right) \right)} \quad (3.72)$$

Despejando la expresión (3.72) para la diferencia de tensiones  $|V_t| \angle \theta_t^h - |V_g| \angle \theta_g^h$  y considerando el valor de  $V_t^h$  como la tensión del nodo de salida del VSC, sustituimos por la expresión (3.20) definida en el modelo de VSC promediado con notación polar.

$$\left| I_L \cdot \sqrt{(R_g)^2 + (X_L)^2} \right| \angle \left( \theta_L^h + \tan^{-1} \left( \frac{X_L}{R_g} \right) \right) = \frac{1}{2} V_{DC} \cdot |m| \angle \theta_t^h - |V_g| \angle \theta_g^h \quad (3.73)$$

Del término del lado izquierdo de la ecuación se deduce una tensión aparente de la impedancia de acoplamiento  $|V_z'| = |I_L| \cdot \sqrt{(R_g)^2 + (X_L)^2}$  con ángulo  $\angle \left( \theta_L^h + \tan^{-1} \left( \frac{X_L}{R_g} \right) \right)$ . Sustituyendo este nuevo término y despejando para  $|m|$  que toma el ángulo de  $V_t$ , se obtiene la ecuación (3.74) que define los índices de modulación en función de la tensión en el punto común de acoplamiento y la tensión del enlace de DC.

$$|m| \angle \theta_t^h = 2 \cdot \frac{|V_z'| \left( \angle \theta_{IL}^{abc} + \tan^{-1} (X_L/R_g) \right) + |V_g| \angle \theta_g^{abc}}{V_{DC}} \quad (3.74)$$

Lo que se ha hecho hasta ahora es deducir la ecuación base para establecer el método de control sobre los índices de modulación en su forma polar, que representan un punto en el plano complejo a través de una magnitud  $|m|$  y un ángulo  $\angle \theta_t^h$ , que en notación no compleja o tradicional  $m^h(t)$  se interpreta como una magnitud con variación sinusoidal en el tiempo.

### 3.5.3. Control del voltaje de $V_{DC}$

En la sección 3.4.3 se estableció el control del enlace de  $V_{DC}$  para el sistema de conversión de alta potencia, el cual se desarrollo a partir del equilibrio de potencia en el capacitor, considerando las ecuaciones (3.43-3.49) ya planteadas se emplea la misma función de transferencia del lado de DC del convertidor en el dominio de Laplace (3.75).

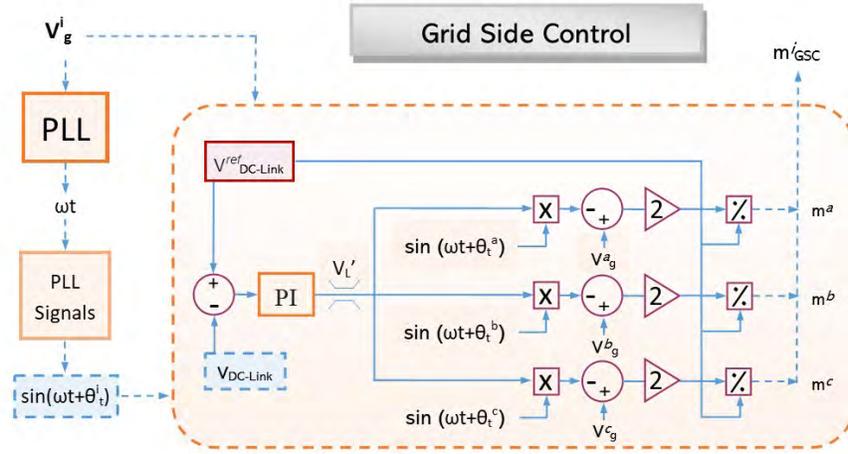


Figura 3.12: Algoritmo de control del VSC con un enfoque fasorial.

$$V_{DC}(s) = \frac{2I_{DC}(s)}{\left(sC + \frac{1}{R_i}\right)} \quad (3.75)$$

Donde  $I_{DC}$  es la corriente transferida en el VSC, que en su modelo promediado se expresa como (3.21) la suma de las corrientes de línea en el lado de AC. De la corriente de línea se establece una segunda función de transferencia a partir de la ecuación (3.72), donde pasamos a una notación no fasorial en el dominio del tiempo (3.76).

$$\frac{dI_L^h(t)}{dt} = \frac{V_g^h(t) - V_t^h(t)}{L_g + R_g} \quad (3.76)$$

Aplicando la transformada de Laplace obtenemos la función de transferencia (3.77), en la cual sustituimos la tensión  $V_t^h$ , por (3.20), de esta manera la corriente de salida  $I_L^h$  queda en términos del índice de modulación  $m^h$ .

$$I_L^h(s) = \frac{V_g^h(s) - V_t^h(s)}{sL_g + R_g} = \frac{V_g^h(s) - \frac{1}{2}V_{DC}(s) \cdot m^h(s)}{sL_g + R_g} \quad (3.77)$$

Finalmente las funciones de transferencia (3.75) y (3.77) representan el voltaje en el lado de DC y la corriente en AC, respectivamente.

Lo que procede ahora es establecer el control de lazo cerrado, a través de la ecuación (3.74). Considerado que  $|V_{CD}|$  y  $|V_g^h|$  son valores constantes en estado estacionario, los valores de  $|m|\angle\theta_t^h$  quedan en función de  $|V_z^h|$ . Los valores más adecuados para la modulación en el VSC, con una regla de control de lazo cerrado, se obtienen por un compensador PI.

Considerando que se debe mantener un valor de constante en la tensión de DC se establece un valor de referencia  $V_{DCref}$ , por lo tanto,  $V_{DC} \simeq V_{DCref}$ . Al establecer el PI se logra esta igualdad y que la tensión aparente en la inductancia de AC oplanimiento mantenga la siguiente relación  $|V_z^h| \simeq |V_z|$

donde la variación de potencia activa depende de  $|V_z|$ . Finalmente la tensión  $|V'_z|$  se establece como el resultado del compensador en (3.78).

$$V'_z = (V_{DCref} - V_{DC}(s)) \left[ kp \frac{s + \left(\frac{ki}{kp}\right)}{s} \right] \quad (3.78)$$

Donde  $k_p$  es la ganancia proporcional y  $k_i$  es la integral.

Al sustituir (3.78) en (3.74) y  $V_{DC}$  por  $V_{DCref}$  obtenemos el modelo final de control sobre los índices de modulación (3.79).

$$\mathbf{m}^h(s) \simeq 2 \frac{\mathbf{V}_g^h(s) + (V_{DCref} - V_{DC}(s)) \left[ kp \cdot \frac{s + (ki/kp)}{s} \right] \cdot \sin\left(\theta_L^h + \tan^{-1}\left(\frac{X_L}{R_g}\right)\right)}{V_{DCref}} \quad (3.79)$$

En la ley de control deducida el PI permite que se encuentren los valores de  $|V'_z|$  para que los  $m^h$  mantenga un tensión  $V_{DC}$  cercana al valor de referencia y una inyección de potencia con un factor unitario.

### 3.6. Conclusiones particulares

En este capítulo se ha mostrado dos modelos de WECS con base en una turbina Tipo IV, cada modelo se desarrolló por etapas. El primer modelo presenta una mayor complejidad en su aplicación puesto que en cada una de sus etapas existe un mayor número de elementos que incluyen una o más acciones de control, necesarias para cumplir con los requerimientos del código de red en alta tensión. Una integración a nivel distribución como se plantea en este trabajo, es más objetiva siguiendo el segundo modelo pues se ha desarrollado considerando condiciones reales en una red de AC de baja tensión, con una sola acción de control a fin de mantener un sistema interconectado ininterrumpidamente bajo condiciones de desbalances de voltaje del lado de sistema de AC.

---

# Validación Numérica

---

Con efecto de validar el modelado de integración del WECS en redes eléctricas descrito en el Capítulo 3, sección 3.5.2, en este capítulo se analiza y se simula el sistema de baja potencia. Donde se espera que el WECS permanezca interconectado y entregando potencia activa aún en presencia de una red eléctrica desbalanceada.

### 4.1. Sistema de baja potencia

Para comprobar la robustez y efectividad de la ley de control propuesta en el modelado del WECS de baja potencia en el capítulo 3, Figura 3.10 se desarrollo el sistema, haciendo uso del software MATLAB-Simulink®.

El diagrama general de la simulación Apéndice C, Figura C.1 se divide en ocho secciones:

- a) PMSG. Consiste en un emulador de una turbina eólica a través de un generador síncrono de imanes permanentes de rotor cilíndrico, que se induce por un velocidad angular como variable de entrada ( $\omega_r$ ).
- b) Rectificador de Diodos. En esta sección se conectan las terminales de salida del PMSG a un puente trifásico de diodos, para convertir la energía generada de AC a DC.
- c) Enlace de DC. Es el punto de acoplamiento entre la etapa anterior y el VSC, que se forma por medio de un elemento capacitivo ( $C$ ) en paralelo con una alta impedancia resistiva ( $R_l$ ), interconectado entre la salida de rectificador de diodos y a la entrada del VSC.
- d) VSC. En esta etapa se emplea un convertidor promediado de seis pulsos con transistores tipo MOSFET y diodos en antiparalelo, configurado para una capacidad de 100W. Para este bloque se desarrolla el sistema de control que se refleja en el índice de modulación ( $m$ ) que genera las señales SPWM que van a la compuerta de los MOSFET.

- d.1) Impedancia de acoplamiento RL. Es un filtro a la salida de AC del VSC para integrar el sistema a la red eléctrica. Se forma por una inductancia ( $L$ ) y una resistencia parásita en serie ( $R$ ).
- e) Bus de AC. Se emulo una fuente de AC trifásica programable con un amplitud de voltaje de 10.5V RMS.
- f) Caídas de voltaje desbalanceadas. Se emularon tres condiciones de desbalance variando la amplitud de la señales trifásicas en el bus de AC, en tres diferentes lapsos con una duración de 0.3 segundos cada uno.
- g) Sistema de control. En este bloque se desarrolla el algoritmo de control del Capitulo 3, secciones 3.5.2 y 3.5.3. Éste regula el voltaje del enlace de DC a un valor de referencia de 80V; y se obtienen índices de modulación independientes por fase de acuerdo a los valores sensados en el PCC entre la impedancia RL y la red de AC.
- h) Mediciones y parámetros evaluados. En este bloque se realizaron las mediciones y cálculos para obtener los parámetros requeridos para la evaluación de la calidad de energía integrada en redes eléctricas de AC.

La Tabla 4.1 contiene los parámetros empleados el WECS de baja potencia, con una potencia nominal establecida en el VSC de 100W, con el propósito de reproducir el modelo físico a escala.

El diseño del VSC y el valor de los elementos de la impedancia de acoplamiento para su conexión con la red se hace siguiendo la ecuación (4.1). Conociendo la potencia nominal y el voltaje en el bus de AC obtenemos un valor de la impedancia de acoplamiento base entre el VSC y la red.

$$X_L = \frac{V_{RMS}^2}{P} = \frac{10.5V^2}{100W} = 1.1025\Omega \quad (4.1)$$

Tabla 4.1: Parámetros empleados en la validación numérica del WECS de baja potencia.

| Parámetros del WECS de baja potencia |  |                           |  |
|--------------------------------------|--|---------------------------|--|
| <i>PMSG</i>                          |  | <i>VSC</i>                |  |
| Velocidad angular                    | $\omega_r = -5.5(2\pi) \frac{rad}{s}$                  | Potencia nominal          | $P_n = 100W$                                     |
| Resistencia de armadura              | $R_s = 0.09\Omega$                                     | Frecuencia de conmutación | $f_c = 10e^3 Hz$                                 |
| Inductancia de armadura              | $L_s = 0.9H$   | Frecuencia de red         | $f_{red} = 60Hz$                                 |
| Par de polos                         | $p = 4$  | <i>FiltroRL</i>           |  |
| Flux linkage                         | $\lambda = 1.1V.s$                                     | Inductor                  | $L = 0.1 \cdot \frac{X_L}{\omega_n} = 29.25mH^*$ |
| Tipo de rotor                        | Cilíndrico   | Resistencia en serie      | $R = 0.01(X_L) = 0.011\Omega^*$                  |
| <i>V<sub>dc</sub> - Link</i>         |  | Sistema de control        |  |
| Capacitor                            | $C = 0.15 \cdot \frac{3}{8\omega_n X_L} = 6000\mu F^*$ | Voltaje de referencia     | $V_{DCref} = 80V$                                |
| Resistencia en paralelo              | $R_l = 1x10^{10}\Omega^*$                              | Ángulo de fase            | $\tan^{-1}\left(\frac{X_L}{R}\right)$            |
| Bus infinito de AC 3f                |  | Contante proporcional     | $K_p = 0.16$                                     |
| Voltaje RMS                          | $V_{RMS} = 10.5V$                                      | Constante integral        | $K_i = 2.8$                                      |
| Voltaje Pico                         | $V_{pico} = \sqrt{2}(V_{RMS})$                         |                           |  |

Del valor de la impedancia base se considera 10 % como impedancia inductiva ( $X_L = 0.1(XL)$ ) y 1 % como resistencia por pérdidas de acoplamiento ( $R = 0.01(XL)$ ), con lo cual se obtienen los

parámetros  $L, C$  y  $R$  que se encuentran en Tabla 4.1. Esos son valores aproximados que modificamos en la simulación de acuerdo a los valores reales que se emplean en el modelo experimental sin perder la respuesta óptima del sistema.

#### 4.1.1. Caso de estudio. Operación del WECS de baja potencia ante caídas de voltaje desbalanceadas.

- Condiciones de voltaje

En condiciones estables se acondiciono para que el  $V_{RMS}$  por fase tuviera un valor de  $10.5V$ . Las condiciones de caídas de voltaje desbalanceadas que se plantean en éste estudio son tres casos que se emulan en una sola simulación, Figura 4.1. La Tabla 4.2 muestra la profundidad de caída de cada una de las fases; en los casos 1 y 2 se presentan desbalances monofásicos mientras en el caso 3 se presenta un desbalance bifásico; cada caso con una duración de  $0.3$  segundos.

Tabla 4.2: Casos de estudio de las caídas de voltaje desbalanceadas.

|        | Fase A                 | Fase B                 | Fase C                 | UVF (%) |
|--------|------------------------|------------------------|------------------------|---------|
| Caso 1 | $V_g^a = (0.8)(10.5V)$ | $V_g^b = 10.5V$        | $V_g^c = 10.5V$        | 7.14    |
| Caso 2 | $V_g^a = 10.5V$        | $V_g^b = (0.7)(10.5V)$ | $V_g^c = 10.5V$        | 11.11   |
| Caso 3 | $V_g^a = 10.5V$        | $V_g^b = (0.7)(10.5V)$ | $V_g^c = (0.8)(10.5V)$ | 10.58   |

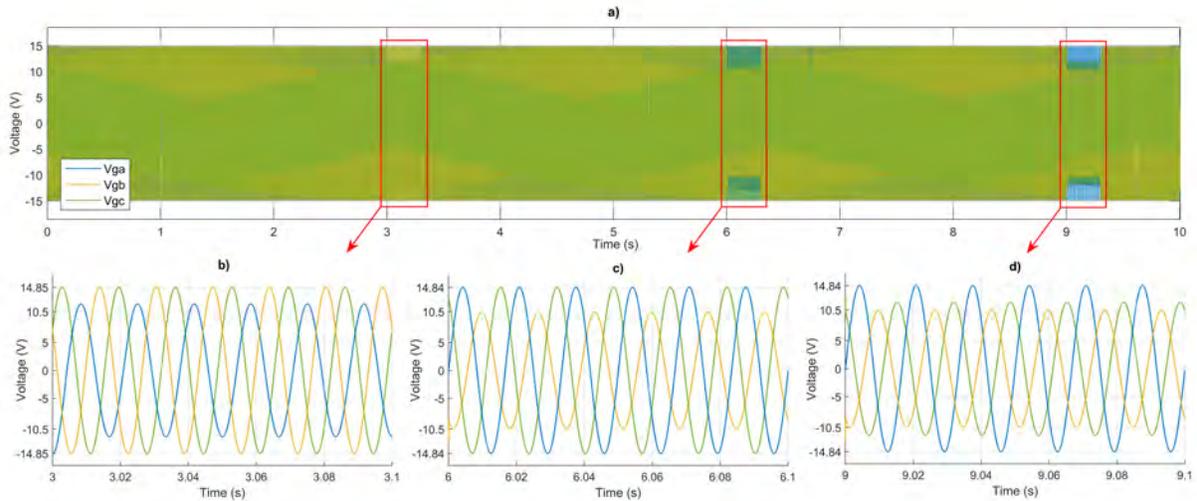


Figura 4.1: Bus de AC en condiciones de caídas de voltaje desbalanceadas. b) Caso 1; c) Caso 2; d) Caso 3.

Conforme a las condiciones descritas de desbalance de voltaje, observamos la respuesta del sistema, principalmente en los parámetros de interés.

- Índices de modulación

En la Figura 4.2 se muestran los índices de modulación, lo cuales se mantienen dentro del intervalo permitido de  $\pm 1$ . En estado estable los tres índices de modulación tienen una amplitud pico uniforme a un valor aproximado a  $0.5$ . Sin embargo vemos que durante los desbalances de voltaje, la ley de

control implementada permite que cada índice de modulación mantenga una repuesta individual y proporcional respecto al nivel de voltaje en su fase. Este comportamiento es adecuado y necesario para mantener la corriente  $I_g^h$  balanceada en magnitud y fase.

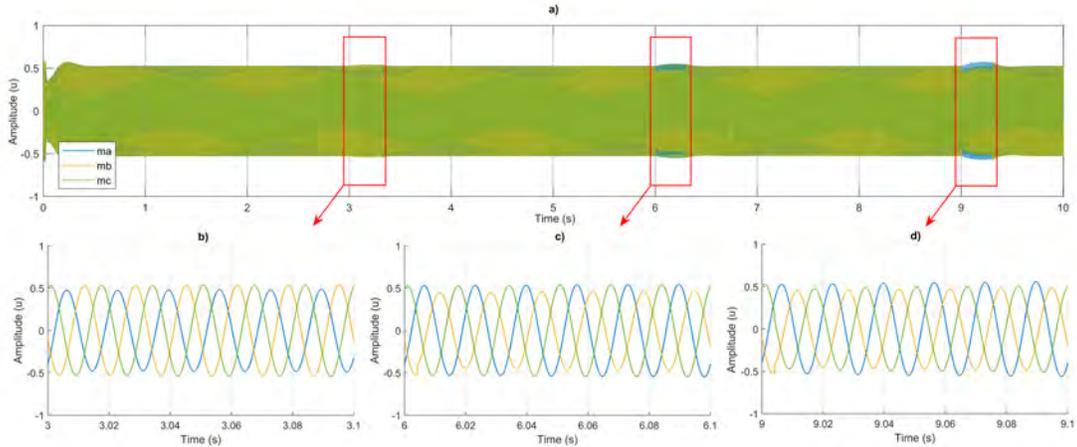


Figura 4.2: Índices de modulación  $m^h$  del VSC con control fasorial durante los desbalances de voltaje en la red de AC.

- Corrientes en AC

Durante las condiciones de desbalance de  $V_g^h$ , las corrientes  $I_g^h$  tienen una respuesta equilibrada en magnitud y fase, la variación más notoria es un pequeño aumento de la amplitud igual en cada fase, la cual se restablece una vez que pasa el transitorio del desbalance, esto ocurre para mantener los voltajes y la potencia a la salida.

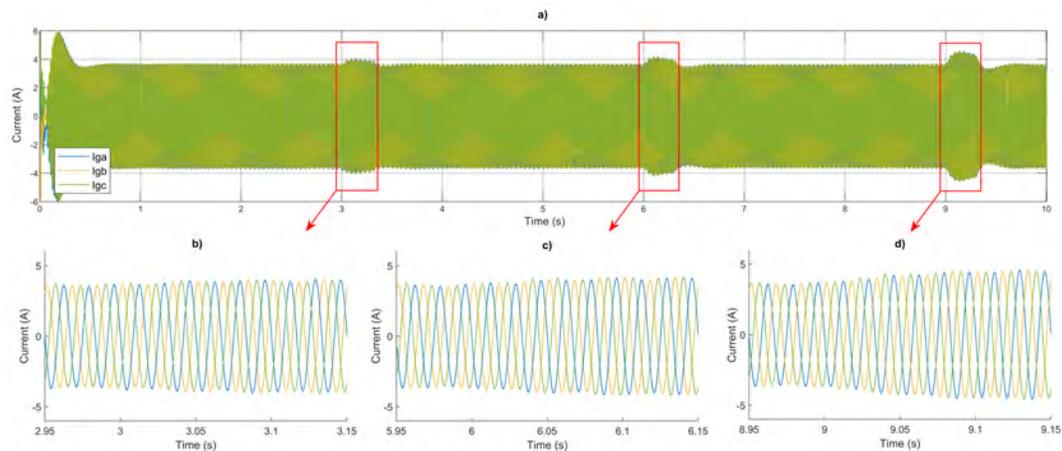


Figura 4.3: Respuesta de la corriente entre el VSC y a la red durante los desbalances en la tensión de AC.

- Desfase de voltaje y corriente en AC

Tomando como referencia el caso 1, la Figura 4.4 muestra un desfase entre  $V_g^a$  y  $I_g^a$  de  $180^\circ$ , lo cual indica que el VSC actúa en modo inversor y que la transferencia de potencia fluye en dirección del WECS a la red. Y también se puede observar directamente como, ante la caída de voltaje la variación en la amplitud de la corriente es mínima.

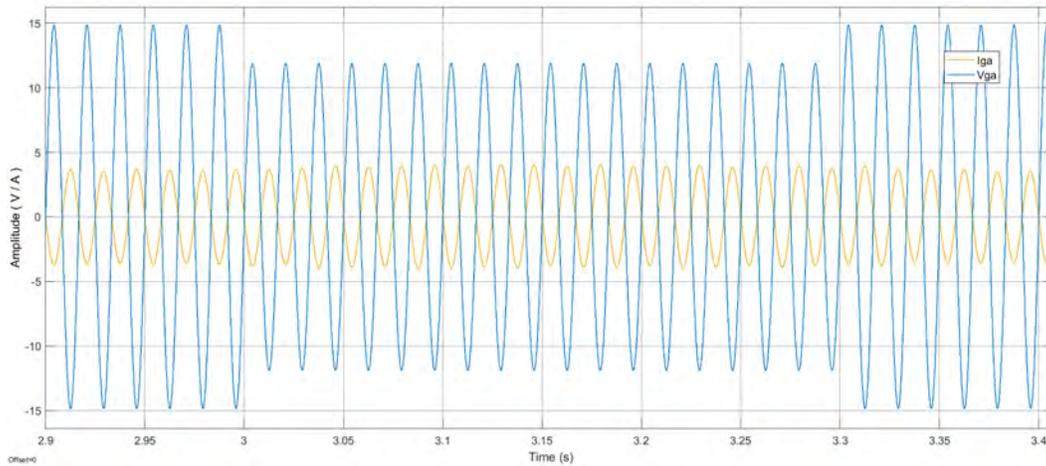


Figura 4.4: Desfase entre voltaje y corriente en la fase A, antes durante y después de la caída de voltaje.

- Voltaje en el enlace DC

En la Figura 4.5 se muestra la respuesta dinámica del seguimiento del voltaje de referencia, fijado a 80V. Durante condiciones de caída de voltaje se observan perturbaciones sobre el  $V_{DC}$  con una desviación de 2.5%, 5% y 7.5%, en el caso 1, 2 y 3 respectivamente, siendo la mayor desviación en el caso 3 donde se tiene una caída de voltaje bifásica. En los tres casos vemos que el tiempo de respuesta posterior a un cambio en la amplitud de  $V_g^h$ , es menor a 0.5 segundos lo cual evidencia la robustez de la ley de control propuesta. Por mencionar, en el caso 1 la caída de voltaje inicia en el segundo 3 y se restablece en el segundo 3.3, al voltaje del enlace de DC, después de que ocurre ese cambio le toma aproximadamente entre 0.3 y 0.5 segundo en volver a su valor de referencia (segundo 3.8), lo mismo ocurre en diferentes tiempos en el caso 2 y 3.

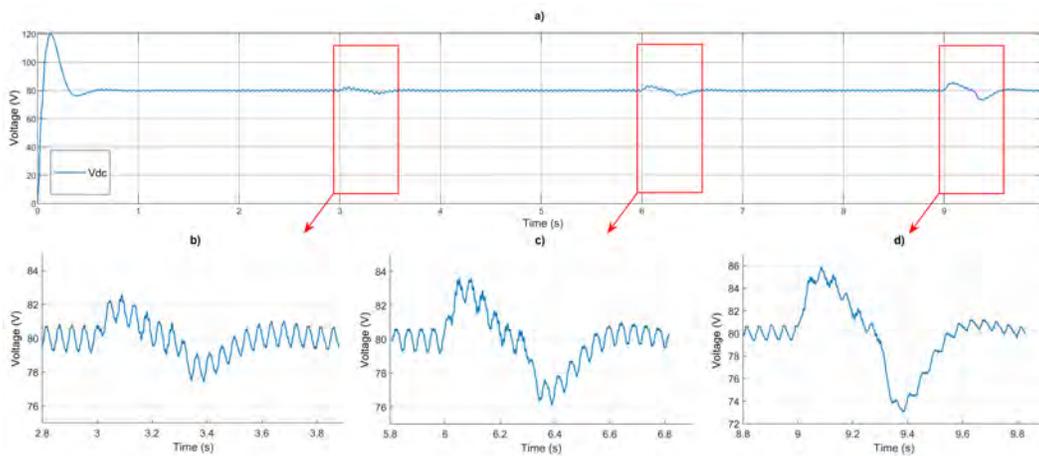


Figura 4.5: Respuesta del voltaje en el enlace de DC durante los de voltaje mostrados en la Figura 4.1. b) Caso 1; c) Caso 2; d) Caso 3.

En la Figura 4.6 se muestran una comparación de la respuesta del  $V_{DC}$  entre diferentes estrategias de control en la que se incluye el modelo convencional  $dq0$  (línea 1 azul) y otros modelos que se evaluaron frente a una caída de voltaje bifásica en [8]. Lo que podemos apreciar es que el control tradicional pierde el enlace de  $DC$  y tarda aproximadamente 11 segundos en recuperarse, lo cual es

insuficiente para mantener una conexión estable con la red y los consecuentes modelos derivan de sistemas complejos dirigidos a alta potencia donde se deben de cubrir un mayor número de variables de control, a diferencia de los resultados que se están mostrando.

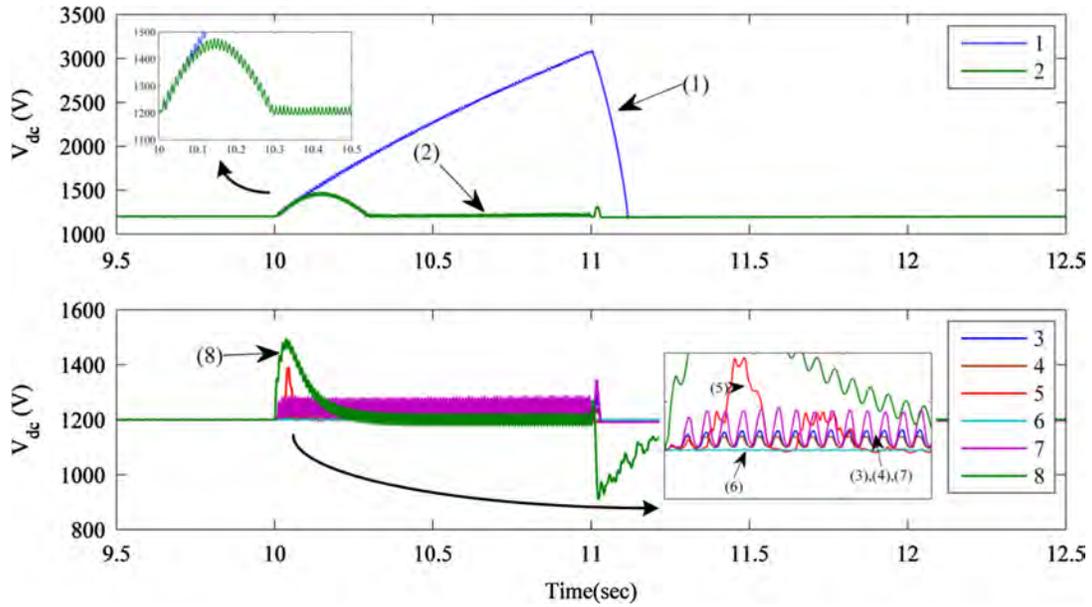


Figura 4.6: Voltaje de enlace de DC: (1) Control convencional, (2) PAC, (3) ESS, (4) BC, (5) DVR, (6) SDBR, (7) Bucle de descarga y (8) Control emergente [8].

- Potencia activa y reactiva

La figura 4.7 muestra la potencia activa y reactiva que se transfiere del sistema a la bus de AC en PCC, la potencia activa reflejada oscila en 81W y la potencia reactiva en 1W, esta ultima idealmente debe mantenerse cerca de cero para mantener un PF unitario.

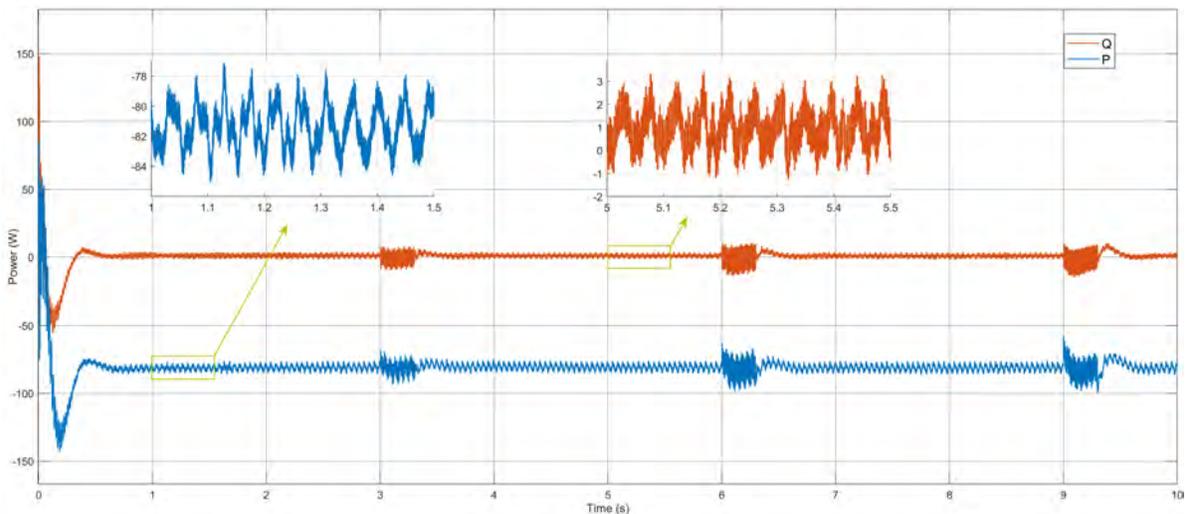


Figura 4.7: Respuesta de potencia activa (P) y reactiva (Q) a la salida del VSC.

- Eficiencia

En la Figura 4.8 a), se compara la potencia activa de salida de 81W con la potencia de entrada de alrededor de 85W, con ello se obtiene una eficiencia que oscila en un 95 %, Figura 4.8 b), incluso cuando se presentan los desbalances de voltaje, ya que no se reduce la potencia inyectada al bus de AC.

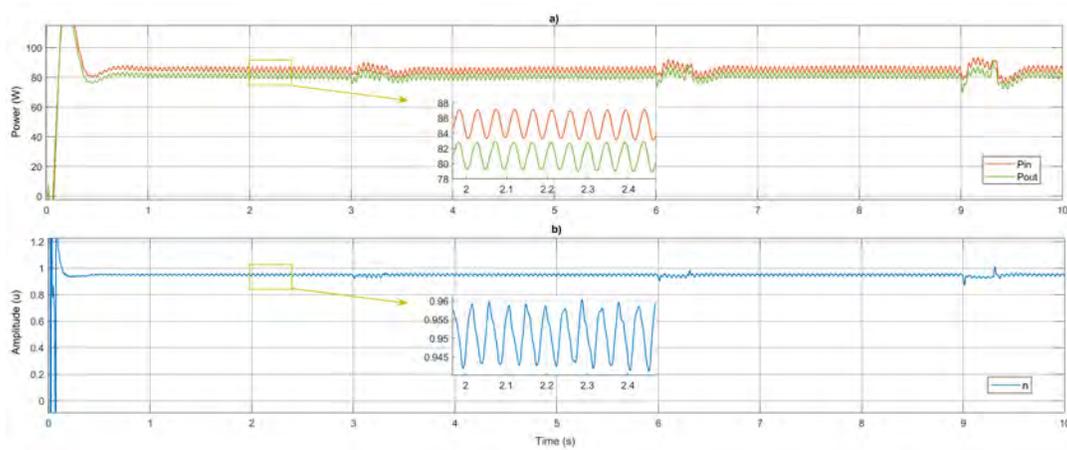


Figura 4.8: Comparación entre la potencia de entrada y la potencia de salida del VSC. a) Potencia; b) Eficiencia.

- Índices de calidad de la energía

En la Figura 4.9 se muestran los índices con los que se evalúa la calidad de la energía que se esta interconectado a la red eléctrica, con las condiciones de los desbalances de voltaje mostradas en la misma figura en el inciso c). Vemos que; a) Se obtiene un PF aproximadamente unitario; b) Un THD inferior a 5%; d) Y donde los desbalances de corriente durante los desbalances de voltaje no superan un 2 %.

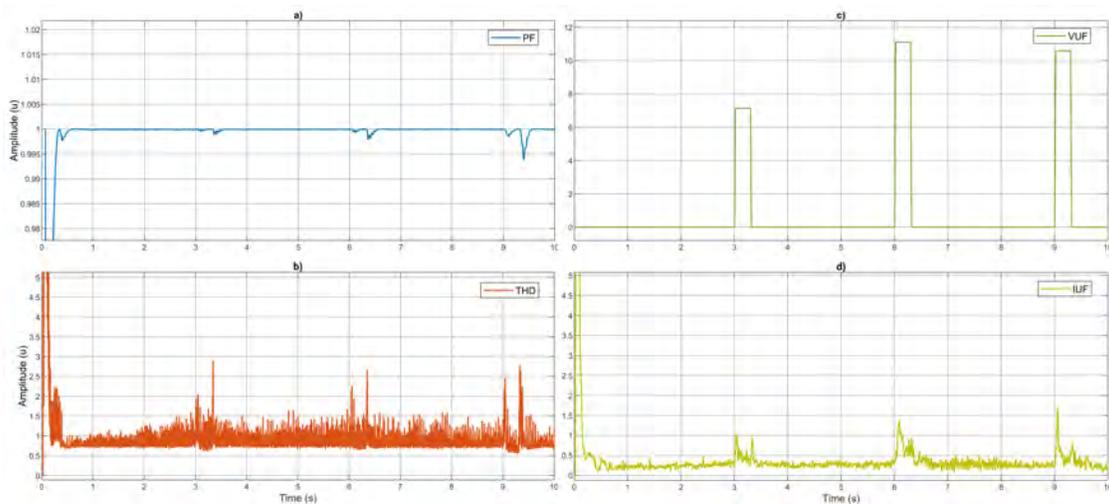


Figura 4.9: Índices de respuesta para evaluar la calidad de la energía en el VSC con control fasorial. a) Factor de potencia (PF); b) Distorsión armónica total (THD); c) Factor de desbalance de voltaje (UVF); d) Factor de desbalance de corriente (UCF).

## 4.2. Conclusiones particulares

En este capítulo a través del modelo desarrollado en Matlab-Simulink<sup>®</sup> y la prueba que se configuro con tres caídas de voltaje desbalanceadas, se comprobó que el WECS de baja potencia es viable y cumple con los requerimientos de calidad que se estipulan en el código de red para las centrales eléctricas tipo A. Llevando a cabo una interconexión en la que se mantienen las siguientes características: eficiencia de conversión de 95 %, PF unitario, THD inferior a un 5 %, un desbalance de corriente inferior al 2 %, además soporta y no incrementa el desbalance de voltaje presente en la red de AC, con lo que concluimos que la simulación realizada es adecuada para ser llevada a la práctica.

## Validación Experimental

En este capítulo se describe el prototipo físico de WECS de baja escala, con la ley de control propuesta operando en tiempo real a través del software y hardware OPAL RT-LAB<sup>®</sup>, para evaluar su aplicación en de tres condiciones de desbalance de voltaje.

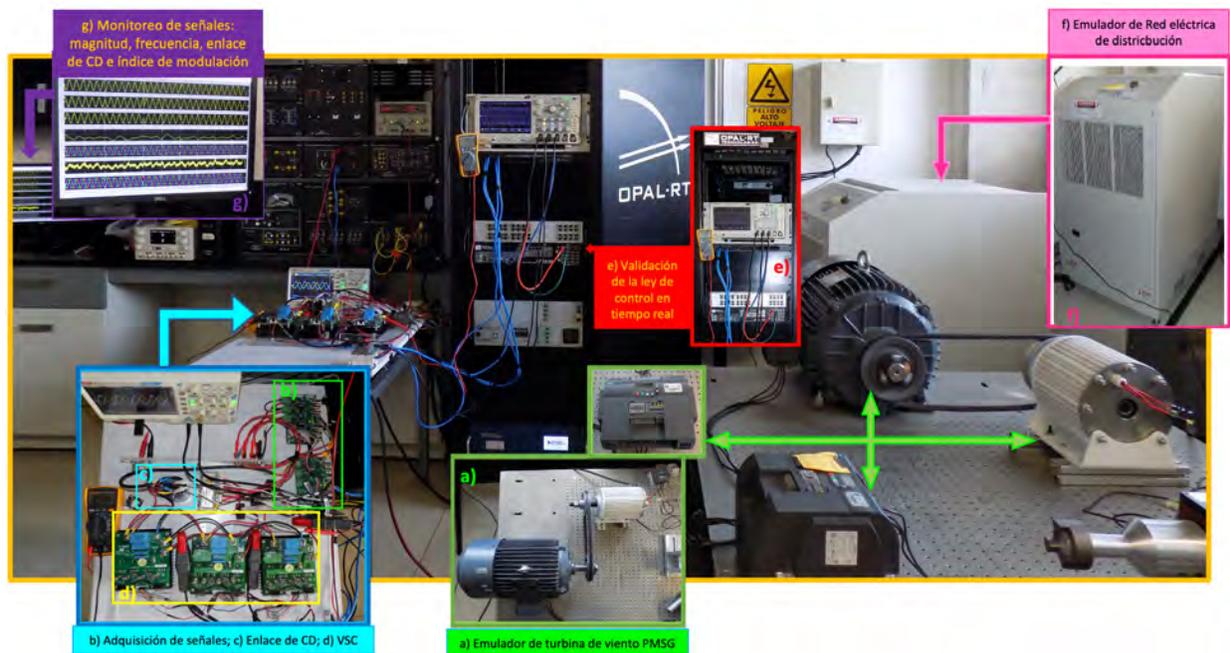


Figura 5.1: Prototipo a escala del WECS de baja potencia.

## 5.1. Descripción del prototipo

La Figura 5.1 muestra el prototipo a escala realizado, el cual se desarrolló por etapas hasta lograr la operación completa del WECS.

En la etapa de AD-DC.- Se emula una turbina eólica, a través de un generador PMSG trifásico, inducido por el par mecánico de un motor eléctrico, el cual fue acondicionado con un driver de motor a una frecuencia angular de  $5.4Hz$ . Las fases de salida del generador se conectaron a un rectificador de diodos para pasar el voltaje a DC, Figura 5.2. Las características del motor, del generador y del rectificador se encuentran en la Tabla 5.1, donde se describen los elementos empleados.

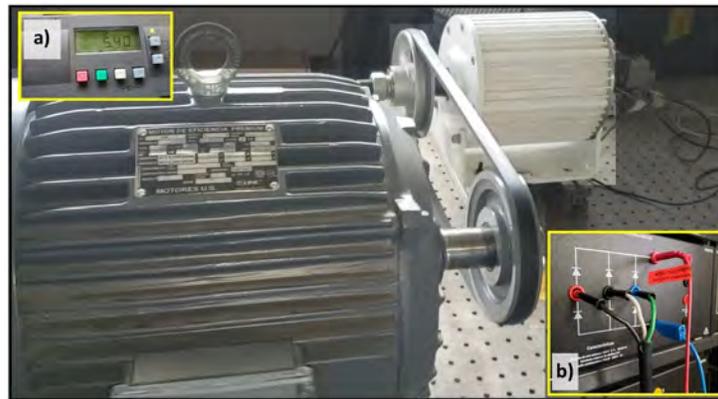


Figura 5.2: Etapa de AC-DC, emulador de la turbina PMSG; a) Regulador de frecuencia angular; b) Rectificador de diodos.

Etapa de DC.- Se conecto la etapa anterior a un capacitor, una resistencia configurada a  $240\Omega$  y una sonda en paralelo para sensar y monitorear el enlace de DC a través de una tarjeta de adquisición de datos marca Taraz TECHNOLOGIES®. El cual se reguló aun valor constante de  $75V$  en la etapa DC-AC, Figura 5.3, las características de cada elemento empleado se anexaron a la Tabla 5.1.

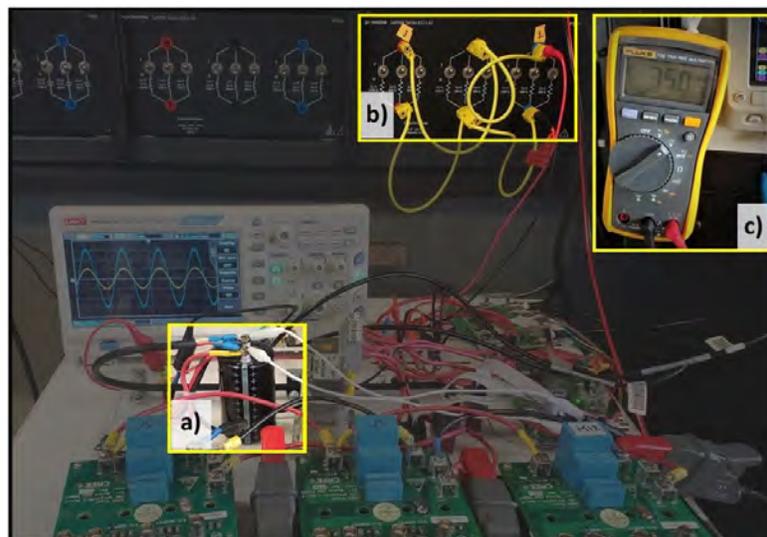


Figura 5.3: Enlace de DC; a) Capacitor; b) Resistencia en paralelo; c) Medición de voltaje en DC.

Etapa DC-AC.- El VSC se ensambló con tres kits de pruebas de compuerta tipo MOSFET de la marca CREE<sup>®</sup>, se conectó a la etapa de DC en paralelo al capacitor, y la salida de AC se conectó empleando tres inductores como impedancia de acoplamiento, entre la salida de AC del VSC y el PCC hacia la red de AC. Empleando otra tarjeta de adquisición Taraz TECHNOLOGIES<sup>®</sup>, se sensó el voltaje y la corriente por fase en AC, Figura 5.4. Y se desarrolló la ley de control para el VSC en el módulo OP-5600 de la marca OPAL-RT TECHNOLOGIES<sup>®</sup> el cual empleó la medición del voltaje en DC y las mediciones de voltaje y corriente en AC, para generar las señales SPWM y alternar el encendido y apagado de los MOSFET.

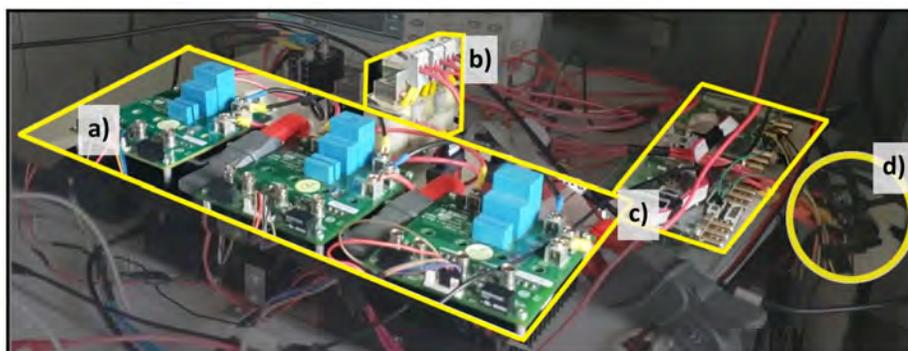


Figura 5.4: Etapa de DC-AC a) Ensamble de VSC; b) Impedancia de acoplamiento, c) Tarjetas de adquisición de datos Taraz; d) PCC.

Etapa de AC.- Se programó una fuente de alimentación de alta potencia AMETEK MX30-3Pi para emular la red de AC, la cual se configuró para tener a su salida 10.5V RMS, mantener un desfase de 120° entre sus fases y soportar una sobre corriente de 8A, Figura 5.5. Se identificó el orden de la salida de sus fases y se adecuó el PCC para interconectar el WECS.

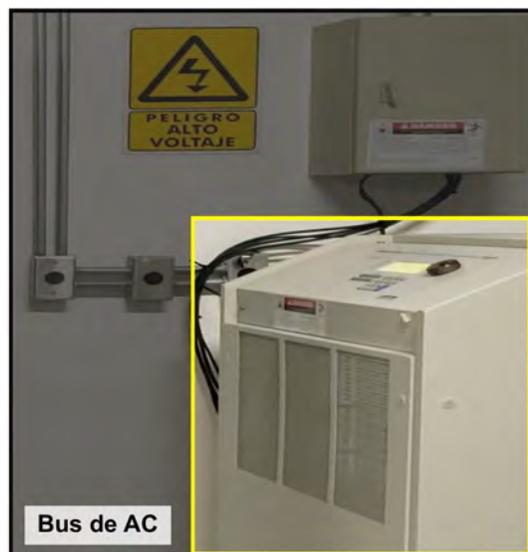


Figura 5.5: Bus de AC. Configurado a 10.5V RMS.

## CAPÍTULO 5. VALIDACIÓN EXPERIMENTAL

Tabla 5.1: Materiales empleados en la validación experimental de WECS de baja potencia.

| <b>Emulador de turbina eólica</b>                               |  |
|---|--|
| Motor sincrónico 3Ø EW15  | Potencia nominal 15KW, voltaje nominal de 230-460V, rango de corriente 17.3-34.6A.   |
| PMSG 3Ø SH-2000DL   | Potencia nominal de 2000W, voltaje nominal de 120V.  |
| Siemens SINAMICS V20  | Driver de Motor es un convertidor diseñado para regular la velocidad de los motores trifásicos con una potencia de hasta 20HP.   |
| <b>Rectificador de diodos</b>                                   |  |
| Rectificador LabVolt Series 8842-A2                             | Voltaje máximo 230V Ø a 50/60Hz, corriente máxima de los diodos 8A.  |
| <b>Enlace de DC</b>   |  |
| Capacitor   | Capacitor en el enlace de CD de 1000µF.  |
| Carga Resistiva LabVolt Series 8311-02                          | Modulo equipado con 9 resistencias de potencia, agrupadas en tres arreglos de tres resistencias en paralelo.   |
| <b>VSC</b>  |  |
| CREE Silicon Carbide MOSFET Evaluation Kit KIT8020CRD8FF1217P-1 | 3 Kit de una placa configurada para un convertidor de medio puente. Incluye dos MOSFET Cree 80mΩ y dos diodos Schottky de 1200V 20A, fuentes de alimentación y los componentes necesarios para ensamblar la etapa de potencia de medio puente. |
| Impedancia inductiva  | 3 Inductores, 1 por fase de 20mH y 4A.   |
| Taraz USM-3IV   | 2 Modulos de sensor de voltaje y corriente aislado con 3 canales de voltaje y 3 de corriente. Rangos de voltaje censable ±1000V a 100kHz y ±100V a 200kHz y un rango de detección de corriente ±100A.  |
| <b>Bus de AC</b>  |  |
| Ametek Programmable Power: Model MX30.                          | Fuente de alimentación de AC y DC, potencia de 30KW con rangos de 150, 300 o 400V en AC y rangos de 200 o 400V en DC y con una corriente máxima de 200A RMS.   |

### 5.1.1. Análisis de potencia

La potencia de entrada al WECS se obtuvo del generador, midiendo el voltaje y corriente en DC, sin activar el control del VSC. Regulando el driver del motor a una frecuencia de  $5.4Hz$  se sensó un voltaje de  $78.2V$  y una corriente de  $1.099A$ , como se muestra en la Figura 5.6. Con lo cual se estimo un valor de potencia en DC, tal como se encuentra en la Tabla 5.2.

Sin embargo para obtener la potencia transferida al VSC, se tuvo que considerar la perdida de potencia en la alta impedancia resistiva conectada en paralelo al enlace de DC. La cual se ajustó a  $240\Omega$  con un voltaje de referencia regulado a  $75V$ , durante la prueba experimental.

En la Tabla 5.2, la perdida de potencia se detona como  $P_{R_l}$  y finalmente la potencia de entrada al VSC como  $P_{in}$ , este valor se retoma en la Tabla 5.8 para obtener la eficiencia del WECS.

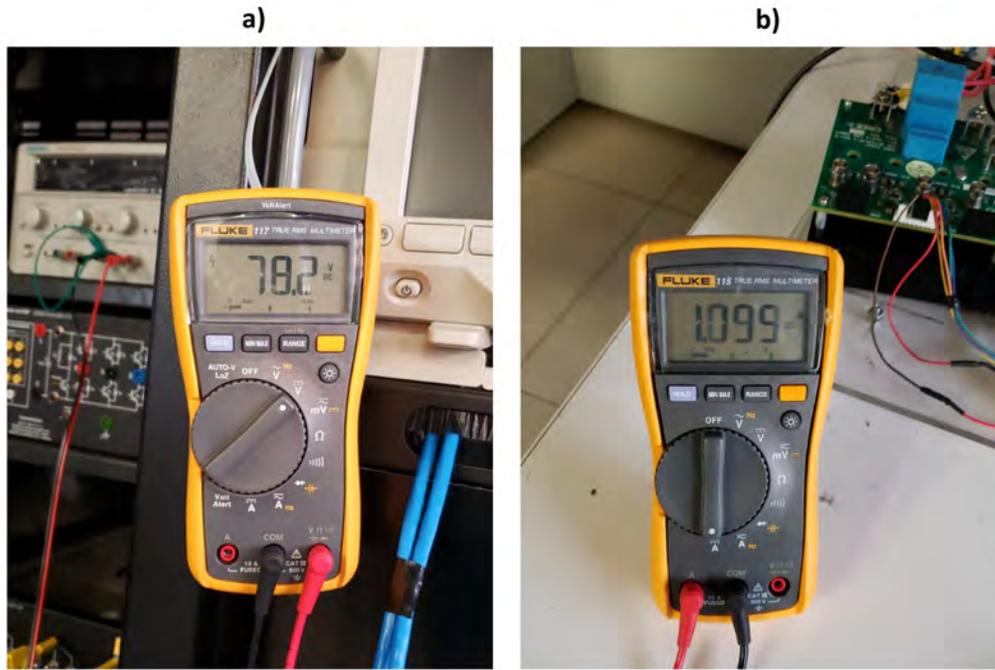


Figura 5.6: Mediciones de corriente y voltaje del la salida de PMSG en DC sin el VSC; a) Medición de voltaje; b) Medición de corriente.

Tabla 5.2: Análisis de potencia inicial.

|           |                                       |                                |                    |
|-----------|---------------------------------------|--------------------------------|--------------------|
| $P_{DC}$  | $P_{DC} = V_{DC} \cdot I_{DC}$        | $P_{DC} = (78.2)(1.099)$       | $P_{DC} = 85.94W$  |
| $P_{R_l}$ | $P_{R_l} = \frac{(V_{DCref})^2}{R_l}$ | $P_{R_l} = \frac{(75)^2}{240}$ | $P_{R_l} = 23.44W$ |
| $P_{in}$  | $P_{in} = P_{DC} - P_{R_l}$           | $P_{in} = 85.94 - 23.44$       | $P_{in} = 62.50W$  |

## 5.2. Resultados experimentales

En esta sección se describen los resultados experimentales del prototipo WECS a baja escala, en una condición de voltaje balanceada y en tres casos de caída de voltaje desbalanceado. El procedimiento para poner en operación el WECS se describe en la Figura 5.7.

En el primer modo de operación el WECS se conectó a una red balanceada de AC, con lo cual se comprobó que el VSC funciona como rectificador o como inversor de energía. Una vez comprobada la operación del WECS en modo rectificador se probó su operación bajo tres condiciones de desbalance de voltaje tal como se realizó en la validación numérica.



Figura 5.7: Secuencia para activar prototipo del WECS de baja escala.

En la Tabla 5.3 se muestra la profundidad de caída de voltaje y el UVF, en el experimento se programaron con una duración de 0.5s para tener una visualización más amplia durante el transitorio.

Tabla 5.3: Casos de estudio de las caídas de voltaje desbalanceadas en la validación experimental.

|        | Fase A                 | Fase B                 | Fase C          | UVF (%) |
|--------|------------------------|------------------------|-----------------|---------|
| Caso 1 | $V_g^a = (0.8)(10.5V)$ | $V_g^b = 10.5V$        | $V_g^c = 10.5V$ | 7.14    |
| Caso 2 | $V_g^a = (0.7)(10.5V)$ | $V_g^b = 10.5V$        | $V_g^c = 10.5V$ | 11.11   |
| Caso 3 | $V_g^a = (0.7)(10.5V)$ | $V_g^b = (0.8)(10.5V)$ | $V_g^c = 10.5V$ | 10.58   |

### 5.2.1. Operación del WECS en condiciones balanceadas.

En este caso se muestra la operación del WECS previa a la ejecución de los desbalances. Con el objetivo de comprobar que el sistema trabaja adecuadamente se prueba su funcionamiento como convertidor bidireccional. Los pasos realizados para comprobar esta operación se encuentran en la Figura 5.7, puntos 3 y 4.

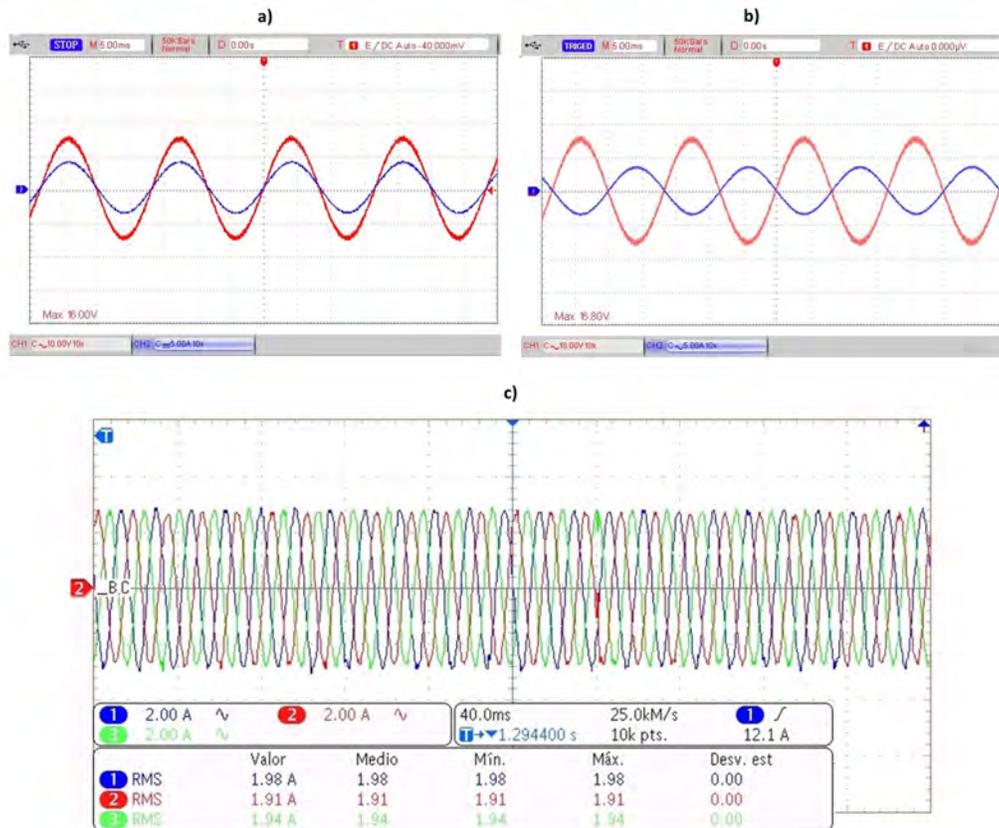


Figura 5.8: Sistema operando en condiciones balanceadas. a) VSC en modo rectificador; b) VSC en modo inversor; c) Corrientes iniciales en AC en modo inversor.

En la Figura 5.8 a) se visualiza el estado de  $V_g^a$  (señal azul) y  $I_g^a$  (señal roja) en modo rectificador como se describe en el punto 3 de la Figura 5.7, ambas señales se encuentran en fase con una

inyección de potencia a un PF unitario, como se muestra en la captura de mediciones de la fuente de AC.

La Figura 5.8 b) muestra el estado de  $V_g^a$  y  $I_g^a$  en modo inversor como se describe en el punto 4 de la Figura 5.7, se presenta un desfase de  $180^\circ$  una vez que se tiene potencia inyectada por la turbina. Esto se logra de igual manera con un PF unitario.

Con el WECS operando en modo inversor se tomó una captura de  $I_g^h$ , Figura 5.8, donde se muestra que las corrientes ( $I_g^a$  en azul,  $I_g^b$  en rojo y  $I_g^c$  en verde), pero no se encuentran en completo balance, el valor medio por fase y el factor de desbalance se muestra en la Tabla 5.4.

Tabla 5.4: Magnitud de corrientes en AC, operación inicial como inversor.

| Corriente en RMS |         |         | UCF |
|------------------|---------|---------|-----|
| $I_g^a$          | $I_g^b$ | $I_g^c$ |     |
| 1.98A            | 1.91A   | 1.94    | 1 % |

### 5.2.2. Resultados del Caso 1

En este caso de estudio se configuró una caída de voltaje monofásica de 20% en la fase A. Los resultados se muestran en la Figura 5.9.

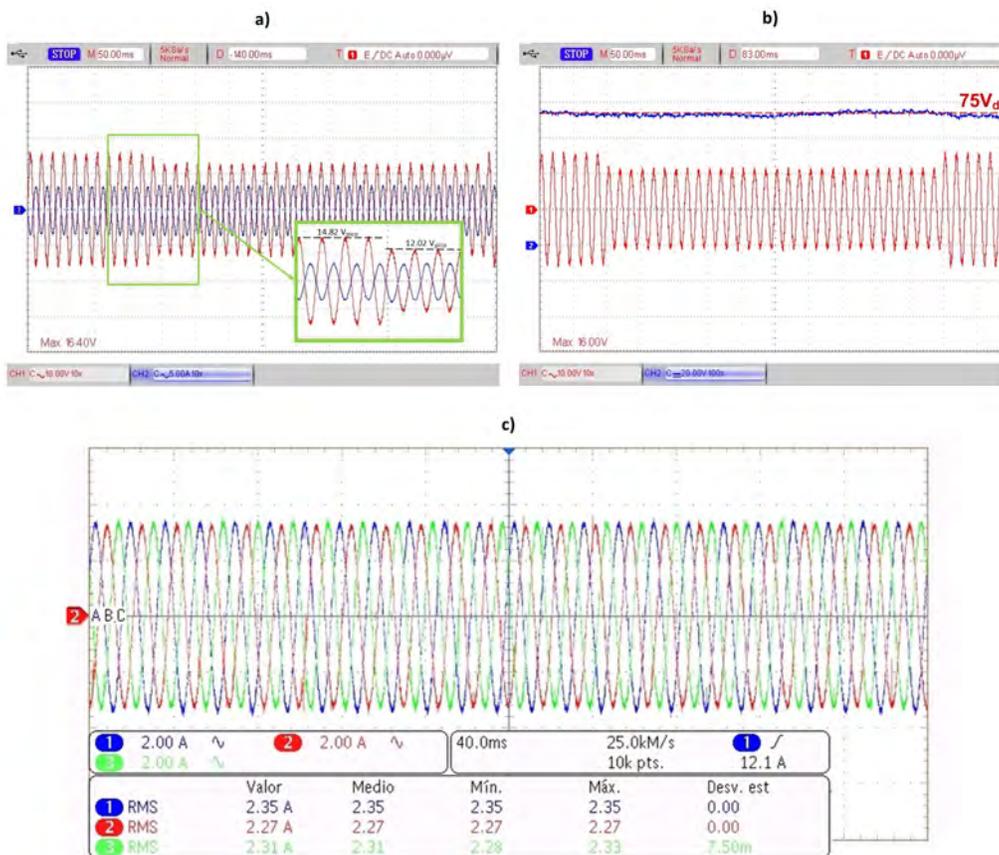


Figura 5.9: Caso 1. Sistema operando con un desbalance del 20 % voltaje en la fase A

En el inciso **a)** se muestra  $V_g^a$  y  $I_g^a$  con ello podemos resaltar tres aspectos, 1) se encuentran desfasados  $180^\circ$ , por lo que se tiene un flujo de potencia hacia la fuente de AC; 2) se muestra como el valor pico de  $V_g^a$  disminuye de 14.82V a 12.02V; 3) ante este transitorio se observa como  $I_g^a$  se mantiene constante. En el inciso **b)** de la Figura 5.9 se contraponen  $V_g^a$  y  $V_{DC}$  (línea azul), con ello se corrobora que durante la caída de voltaje se mantiene el enlace de DC oscilando a un valor de referencia de 75V (señal punteada roja). En el inciso **c)** se muestra una captura de  $I_g^h$  durante el transitorio, de las mediciones durante ese intervalo de tiempo se tomó el valor medio de la corriente por fase, como se muestra en la Tabla 5.5 y se obtuvo el UCF.

Tabla 5.5: Magnitud de corrientes en AC durante la operación del caso 1.

| Corriente en RMS |         |         | UCF |
|------------------|---------|---------|-----|
| $I_g^a$          | $I_g^b$ | $I_g^c$ |     |
| 2.35A            | 2.27A   | 2.31    | 1%  |

### 5.2.3. Resultados del Caso 2

Para este caso de estudio se configuró una caída de voltaje monofásica de 30% en la fase A. Los resultados se muestran en tres incisos en la Figura 5.10 como en el caso anterior.

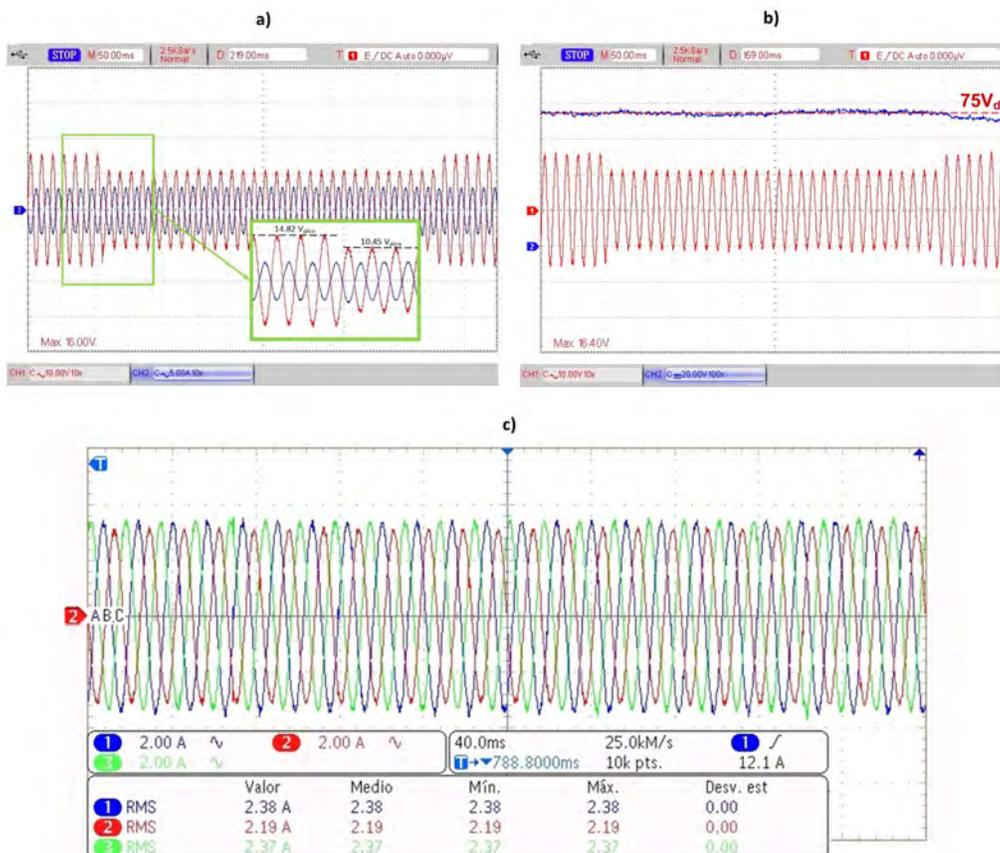


Figura 5.10: Caso 1. Sistema operando con un desbalance del 30% voltaje en la fase A

En el inciso a) se muestran a  $V_g^a$  y  $I_g^a$ , nuevamente destacamos que se tiene un desfase de  $180^\circ$ ; el valor pico de  $V_g^a$  disminuye de 14.82V a 10.45V; y  $I_g^a$  se mantiene constante. En el inciso b) se muestran  $V_g^a$  y  $V_{DC}$ , durante la caída de voltaje se puede observar el  $V_{DC}$  oscilando a un valor de referencia de 75V pero con una mayor desviación en comparación con caso anterior, sin embargo no se pierde la interconexión del enlace. En el inciso c) se tiene una captura de  $I_g^b$  durante el transitorio, de las muestras en ese intervalo de tiempo se tomó el valor medio de la corriente por fase, como se muestra en la Tabla 5.6 y se obtuvo el UCF.

Tabla 5.6: Magnitud de corrientes en AC durante la operación del caso 2.

| Corriente en RMS |         |         | UCF |
|------------------|---------|---------|-----|
| $I_g^a$          | $I_g^b$ | $I_g^c$ |     |
| 2.38A            | 2.19A   | 2.37    | 1%  |

### 5.2.4. Resultados del Caso 3.

En el tercer caso de estudio se configuró una caída de voltaje bifásica donde cae el 30% en la fase A y 20% de la fase B. Los resultados se muestran en la Figura 5.10.

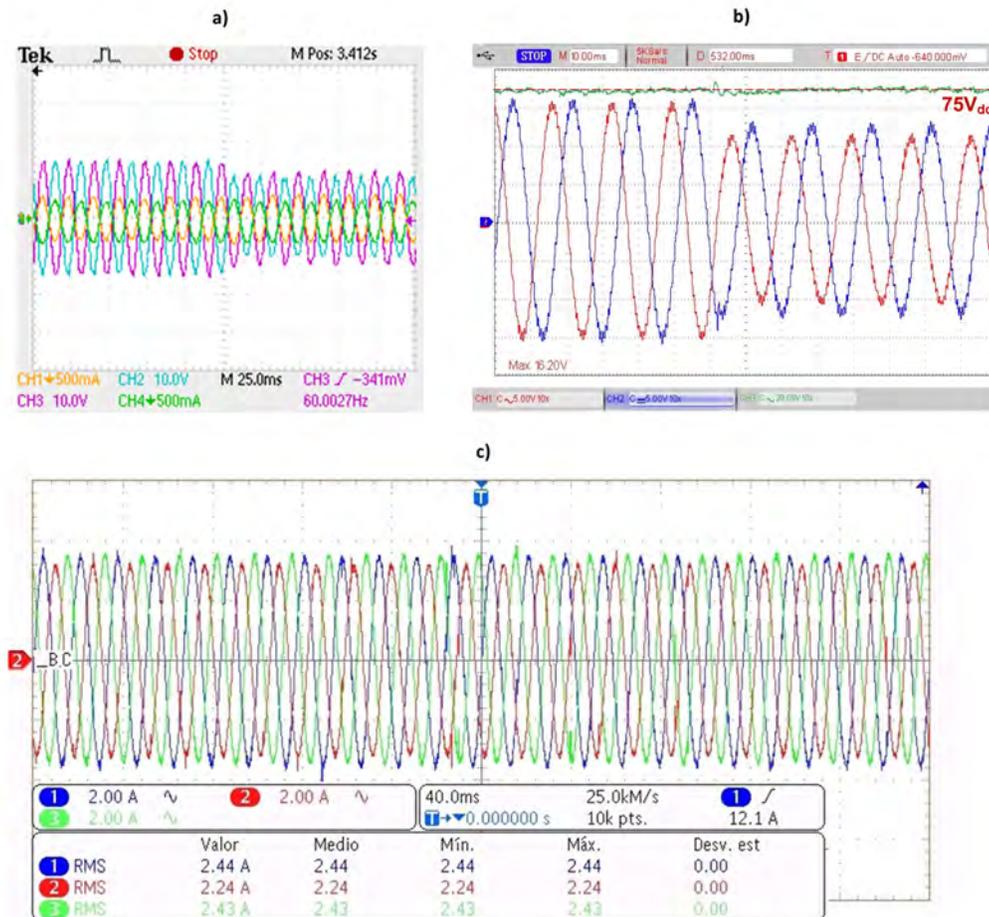


Figura 5.11: Caso 3. Sistema operando con un desbalance bifásico.

En el inciso **a**) se muestran  $V_g^a$  (señal cian),  $I_g^a$  (señal amarilla),  $V_g^b$  (señal morada),  $I_g^b$  (señal verde), nuevamente destacamos que se tiene un desfase de  $180^\circ$  entre corriente y voltaje en ambas fases; el valor pico de  $V_g^a$  disminuye de 14.82V a 10.45V y el valor pico de  $V_g^b$  disminuye de 14.82V a 12.02V;  $I_g^a$  y  $I_g^b$  se mantienen en un valor estable antes y durante el transitorio. En el inciso **b**) se muestran  $V_g^a$ ,  $V_g^b$  y  $V_{DC}$  durante la caída de voltaje, y se puede observar como  $V_{DC}$  se mantiene oscilando al valor de referencia de 75V. En el inciso **c**) se tiene una captura de  $I_g^h$  durante el transitorio, de las muestras en ese intervalo de tiempo se tomó el valor medio de la corriente por fase, como se muestra en la Tabla 5.7 y se obtuvo el UCF.

Tabla 5.7: Magnitud de corrientes en AC durante la operación del caso 3.

| Corriente en RMS |         |         | UCF   |
|------------------|---------|---------|-------|
| $I_g^a$          | $I_g^b$ | $I_g^c$ |       |
| 2.44A            | 2.24A   | 2.43    | 2.6 % |

En la Tabla 5.8 se apilan los índices de calidad de los tres casos de estudio, con los cuales se valida el experimento. Se emplea la potencia  $P_{in}$  como referencia para calcular la eficiencia y se obtiene  $P_{out}$  de las mediciones de la fuente de AC que se encuentran en el Apéndice D Figura D.3, se suma la potencia de cada una de las fases en cada caso, para obtener la potencia total a la salida  $P_{out}$ , el PF y el THD también son resultados de las mediciones en la fuente de AC.

Tabla 5.8: Índices de calidad de la energía.

|        | $P_{in}(W)$ | $P_{out}(W)$ | $\mu$ | PF   | THD (%) | UCF (%) |
|--------|-------------|--------------|-------|------|---------|---------|
| Caso 1 |             | 60           | 0.97  | 0.99 | 0.76    | 1       |
| Caso 2 | 62.5        | 59           | 0.96  | 0.99 | 0.92    | 1       |
| Caso 3 |             | 57           | 0.94  | 0.99 | 0.60    | 2.6     |

### 5.3. Conclusiones particulares

En este capítulo se desarrolló el modelo experimental para la validación de la estrategia de control del WECS de baja escala, propuesta en el capítulo 3, sección 3.5 y el capítulo 4, el cual se desarrolló y se ejecutó en tiempo real a través del software y hardware Opal-RT Technologies<sup>®</sup> y Matlab-Simulink<sup>®</sup>. El WECS se evaluó configurando tres caídas de voltaje desbalanceadas tal como se hizo en la validación numérica, a fin de cumplir con los requerimientos de calidad que se estipulan en el código de red para las centrales eléctricas tipo A.

Durante la activación del WECS y la aplicación de las caídas de voltaje desbalanceadas, aseguramos que se mantuvieran índices de calidad de energía aceptables tal como se hizo en la validación numérica. Con lo cual logramos una eficiencia de conversión cercana a 95 %, un PF unitario, un THD inferior a un 5 %, un desbalance de corriente de 2.6 % máximo, además de soportar y no incrementar el desbalance de voltaje presente en la red de AC, con lo cual se validó la implementación de la nueva estrategia control implementada en el WECS de baja escala.

---

## Conclusiones y trabajos a futuro

---

### 6.1. Conclusiones generales

En esta de tesis de grado se ha presentado una nueva estrategia de control implementada a un WECS de baja escala con una potencia nomina de 100W, interconectada a una red de distribución desbalanceada. El objetivo principal del WECS es mantener la interconexión con la red, aún con la presencia de caídas de voltaje desbalanceadas. También, una señal sintética de viento a partir de un GP se ha desarrollado con el objetivo de evaluar los sistemas de conversión bajo escenarios más apegados a la realidad.

La efectividad y robustez del WECS propuesto se ha evaluado a través de una validación numérica, verificada por los resultados de su simulación en MATLAB-Simulink<sup>®</sup> y se ha propuesto una validación experimental usando el simulador en tiempo real Opal-RT Technologies<sup>®</sup> en conjunto con un prototipo de laboratorio.

Con base en las hipótesis planteadas (H1, Ho, e Hi), los objetivos descritos y las preguntas que guiaron este trabajo de investigación a innovar un WECS de baja potencia implementado a redes desbalanceadas, se ha concluido lo siguiente:

El cumplimiento de la primera hipótesis (H1: “Desarrollar una señal sintética de viento de alta frecuencia, es el medio para establecer un enlace entre el pronóstico del recurso eólico y la respuesta dinámica de un WECS.”), se ha desarrollado en el Capítulo 2 a partir de un modelo de GP. En este caso los resultados obtenidos ofrecen una oportunidad de remodelar los datos censados en intervalos de 10 minutos, a datos con una mayor resolución, para ser usados en la evaluación de los WECS.

La señal sintética que se ha evaluado fuera de los alcances de la tesis en [54], donde se ha implementado en un WECS de baja potencia con un convertidor tipo multinivel aislado de la red, en este trabajo se ha concluido que el uso de este modelo para obtener una señal de viento sintética se puede probar en diferentes regiones, contando con registros de viento promediados cada 10 minutos.

---

Sin embargo, es importante mencionar que un modelo de GP se refiere a un método exclusivamente estadístico por lo que su desarrollo y validación depende de un mayor número de muestras y la evaluación de un mayor número de eventos.

El cumplimiento de la hipótesis nula ( $H_0$ : “Los sistemas de conversión de energía eólica tradicionales con control basado en  $dq0$ , no son adecuados a nivel distribución cuando se presentan condiciones de falla por caídas de tensión desbalanceadas.”), se atribuye a la revisión bibliográfica realizada en el Capítulo 1, de la cual se puede resaltar que las configuraciones a base de  $dq0$  implementadas en redes desbalanceadas aumentan la complejidad de su estructura, algunos ejemplos son: i) Implementación de un restaurador dinámico de voltaje para mantener el enlace de DC; ii) Implementación de leyes de control externas al WECS para reducir el desbalance de voltaje en el PCC; iii) Desglosar las señales de voltaje y corriente en sus componentes de secuencia positiva y negativa, para añadir controles de lazo cerrado.

En general, la literatura se ha encontrado que los WECS interconectados a redes desbalanceadas buscan de alguna modo, compensar los desbalances de voltaje que provienen de la red; siendo casos de estudio a nivel transmisión o de alta potencia, se vuelve más complejos e inadecuados a nivel distribución donde lo que se busca es cumplir con los índices de calidad de la energía y mantener una conexión constante ante las caídas de voltaje desbalanceadas.

La hipótesis de investigación ( $H_i$ : “Los sistemas de conversión de energía eólica con generador síncrono de imanes permanentes con un esquema de control fasorial, omitiendo el uso del marco de referencia  $dq0$ , proveen una unidad de generación eólica distribuida ininterrumpida ante caídas de tensión desbalanceadas.”) se ha comprobado a partir de los resultados de la validación numérica y experimental.

Los índices de calidad de la energía que han sido obtenidos, en ambos casos, aseguran: i) Una interconexión ininterrumpida de energía, tanto en condiciones ideales como en condiciones de caídas de voltaje desbalanceadas; ii) Mitigación del THD; iii) Factor de potencia unitario; iv) Generación de corrientes balanceadas; v) Un esquema de control simple y robusto; vi) El cumplimiento de las normas del código de red y una eficiencia de conversión superior al 96 %.

El prototipo experimental es escalable dentro de un rango de potencia que no supere los 500KW o el límite estipulado dentro del alcance a nivel distribución, considerando que el diseño se ha basado en los requisitos de una central tipo A; con la consideración de que Los elementos físicos para su validación experimental deben apegarse a las características eléctricas que suministren la potencia seleccionada.

La sencillez y alcance de la estrategia de control que se ha implementado en el WECS de baja escala, lo hace realmente atractivo para su integración a la red en aplicaciones futuras a nivel distribución. Esto no solo representa una innovación en los WECS, sino también representa como se menciona al comienzo de esta tesis, una aportación para promover el desarrollo de la red eléctrica.

Finalmente, es importante señalar que las variables a controlar en un aerogenerador son extensas y en este trabajo el objetivo central ha sido desarrollar un sistema con la robustez suficiente para trabajar en condiciones desbalanceadas de voltaje, a través de una ley de control implementada en el VSC, en el cual se ha utilizado un solo regulador proporcional-integral en lazo cerrado y con enfoque fasorial. Otras estrategias que se pueden trabajar en conjunto a este sistema de control son el control de ángulo de paso o pitch control, control de orientación o yaw control y el seguimiento del punto de máxima potencia o MPPT, las cuales el lector puede inquirir más haya de este trabajo de tesis.

## 6.2. Trabajos a futuro

Algunos de los posibles trabajos a futuro a los que puede conducir esta tesis de grado se enumeran conforme a su necesidad de aplicación:

1. Modificación de la etapa de conversión de AC-DC. Puesto que este trabajo emplea un rectificador de diodos no controlado, no se tiene un control sobre la potencia transferida de la turbina al enlace de DC, agregando un convertidor de DC-DC (Boost o Buck) con un control del MPPT, se cubriría el control y la extracción de la máxima potencia del lado de la turbina que queda expuesta a las variaciones ambientales.
2. Incorporar señales de viento en tiempo real. En el capítulo 2 se desarrolla una señal de viento sintética, sin embargo, era necesario el punto anterior donde se considera la etapa de DC-DC con algoritmo del MPPT. El uso señales de viento aumentaría los casos de estudio, considerando variaciones reales de la velocidad de viento y su impacto en la respuesta de los dispositivos de electrónica de potencia se lograrían resultados más apegados a la realidad.
3. Incorporar un sistema de almacenamiento. Si bien el modelo del WECS desarrollado tiene la capacidad de mantener una interconexión estable con la red, no está diseñado para satisfacer variaciones de demanda en especial cuando se tienen declives del recurso eólico. La integración del WECS aunado a un sistema de almacenamiento reduce las variaciones y cambiar el patrón de generación de energía en un horizonte temporal deseado mejorando su confiabilidad y seguridad frente a la red eléctrica.

---

## Apéndices

---

## Apéndice A

```

1 i=0
2 serie=df_error1.Fou[600*i:600*i+3600]-np.mean(df_error1.Fou[600*i:600*i+3600])
3 muestras=df_day_10m.ws[i:i+6]-np.mean(df_day_10m.ws)
4
5 sp=6
6
7 y=np.array(muestras)
8 x=np.arange(0,y.size)
9
10 gpy_y=y.reshape(y.size, 1)
11 gpy_x=x.reshape(x.size, 1)
12
13 kernel =GPY.kern.PeriodicMatern32(1, variance=np.var(df_error1.Fou), lengthscale=0.1, period=2*np.pi)
14 m = GPY.models.GPRegression(gpy_x, gpy_y, kernel)
15 m.Gaussian_noise.variance=0.001
16
17 m.plot(figsize=(7,5))
18 plt.savefig('GPY1_1.png', format='png', dpi=360, bbox_inches="tight")
19
20 plt.figure(figsize=(8.2,6))
21 y2, x2 = serie, np.linspace(0, y.size, serie.size)
22 plt.plot(x2, y2, '-.')
23
24 plt.plot(x, y, '.')
25 plt.ylim(-2.5, 2.5,1)
26
27 Xp=np.linspace(0,sp,sp*600)[:.None]
28 mu, C = m.predict(Xp, full_cov=True, Y_metadata=True)
29
30 muT=mu+np.mean(df_day_10m.ws)
31
32 plt.plot(Xp, mu)
33 plt.savefig('GPY1_2.png', format='png', dpi=360, bbox_inches="tight")
34 m

```

**Model:** GP regression  
**Objective:** 10.531788658720647  
**Number of Parameters:** 4  
**Number of Optimization Parameters:** 4  
**Updates:** True

| GP_regression.                | value              | constraints | priors |
|-------------------------------|--------------------|-------------|--------|
| periodic_Matern32.variance    | 0.5289220099631742 | +ve         |        |
| periodic_Matern32.lengthscale | 0.1                | +ve         |        |
| periodic_Matern32.period      | 6.283185307179586  | +ve         |        |
| Gaussian_noise.variance       | 0.001              | +ve         |        |

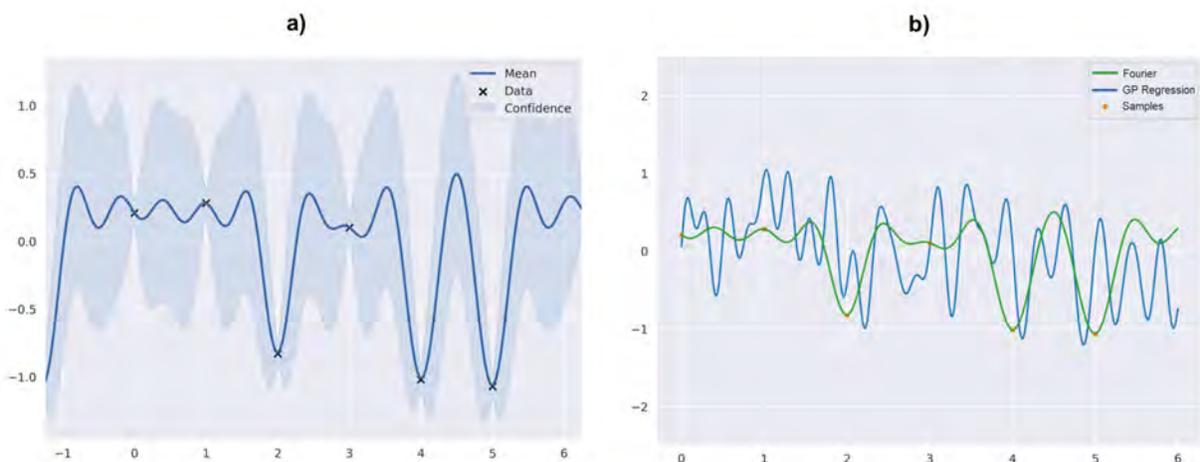


Figura A.1 Primer caso de estudio. a) Modelo Gaussiano con kernel periódico Matérn 3/2; b) Ventana de regresión de 3600s a partir de seis muestras con intervalo de 10 minutos entre cada una compara con la serie de Fourier.

## Apéndice B

```

1 i=0
2 serie=df_error1.Fou[600*i:600*i+3600]-np.mean(df_error1.Fou[600*i:600*i+3600])
3 muestras=df_day_10m.ws[i:i+6]-np.mean(df_day_10m.ws[i:i+6]) #media movil
4
5 sp=6
6
7 y=np.array(muestras)
8 x=np.arange(0,y.size)
9
10 gpy_y=y.reshape(y.size, 1)
11 gpy_x=x.reshape(x.size, 1)
12
13 kernel =GPY.kern.PeriodicMatern32(1, variance=np.var(df_error1.Fou), lengthscale=0.1, period=2*np.pi)
14 m = GPY.models.GPRegression(gpy_x, gpy_y, kernel)
15 m.Gaussian_noise.variance=0.001
16
17 m.plot(figsize=(7,5))
18 plt.savefig('GPY1_1.png', format='png', dpi=360, bbox_inches="tight")
19
20 plt.figure(figsize=(8.2,6))
21 y2, x2 = serie , np.linspace(0, y.size, serie.size)
22 plt.plot(x2, y2, '-.')
23
24 plt.plot(x, y, '.')
25 plt.ylim(-2.5, 2.5,1)
26
27 Xp=np.linspace(0,sp,sp*600)[:,:None]
28 mu, C = m.predict(Xp, full_cov=True, Y_metadata=True)
29
30 muT=mu+np.mean(df_day_10m.ws[i:i+6])
31
32 plt.plot(Xp, mu)
33 plt.savefig('GPY1_2.png', format='png', dpi=360, bbox_inches="tight")
34 m

```

**Model:** GP regression  
**Objective:** 6.353636585940512  
**Number of Parameters:** 4  
**Number of Optimization Parameters:** 4  
**Updates:** True

| gp_regression.                | value              | constraints | priors |
|-------------------------------|--------------------|-------------|--------|
| periodic_Matern32.variance    | 0.5289220099631742 | +ve         |        |
| periodic_Matern32.lengthscale | 0.1                | +ve         |        |
| periodic_Matern32.period      | 6.283185307179586  | +ve         |        |
| Gaussian_noise.variance       | 0.001              | +ve         |        |

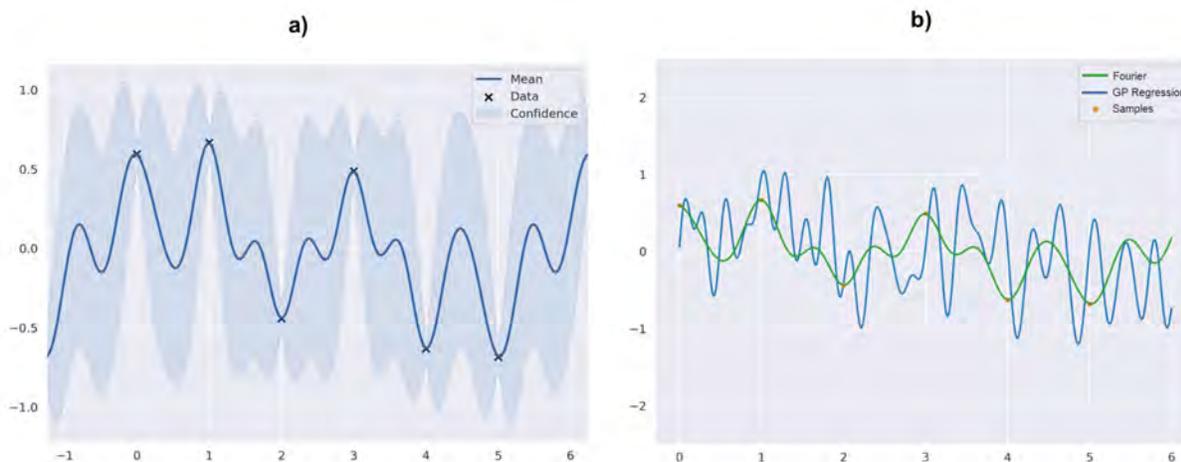


Figura B.1 Segundo caso de estudio. a) Modelo Gaussiano con kernel periódico Matérn 3/2, empleando un valor de media por cada venta temporal móvil.; b) Ventana de regresión de 3600s a partir de seis muestras con intervalo de 10 minutos entre cada una compara con la serie de Fourier.

Apéndice C

Sistema de conversión de energía eólica de baja potencia desarrollado en Matlab-Simulink® r2019a.

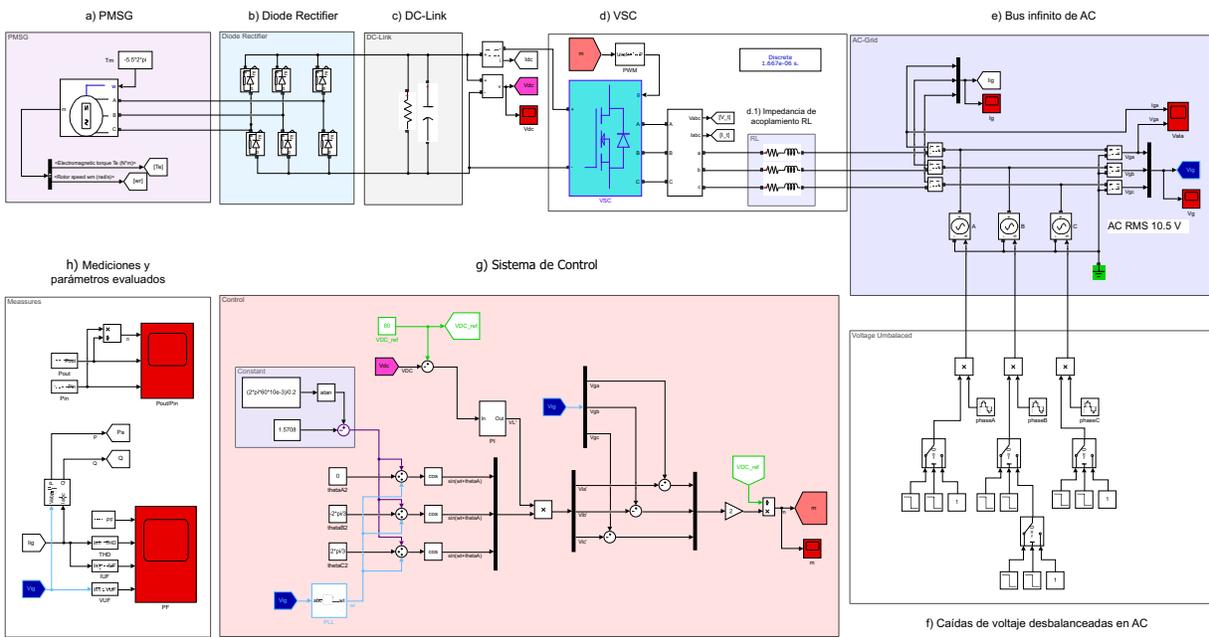


Figura C.1 Esquema del WECS de baja potencia validado en Matlab-Simulink®.

---

## Apéndice D

a)

|            | $\varnothing A$ | $\varnothing B$ | $\varnothing C$ | $\varnothing ABC$ |
|------------|-----------------|-----------------|-----------------|-------------------|
| FREQ (Hz)  | 59.98           |                 |                 |                   |
| VOLT (V)   | 8.42            | 10.50           | 10.50           |                   |
| CURR (A)   | 2.163           | 1.969           | 2.174           |                   |
| POWER (KW) | 0.018           | 0.020           | 0.022           |                   |

b)

|             | $\varnothing A$ | $\varnothing B$ | $\varnothing C$ | $\varnothing ABC$ |
|-------------|-----------------|-----------------|-----------------|-------------------|
| POWER (KVA) | 0.015           | 0.019           | 0.022           |                   |
| PK CURR (A) | 11.266          | 11.898          | 15.119          |                   |
| POWER FACT  | 0.99            | 0.99            | 0.99            |                   |
| CREST FACT  | 1.45            | 1.44            | 1.45            |                   |

c)

|             | $\varnothing A$ | $\varnothing B$ | $\varnothing C$ | $\varnothing ABC$ |
|-------------|-----------------|-----------------|-----------------|-------------------|
| VOLT THD(%) | 0.17            | 0.18            | 0.15            |                   |
| CURR THD(%) | 0.76            | 0.70            | 0.61            |                   |
| PK CURR (A) | 2.886           | 2.792           | 2.827           |                   |
| PHASE (°)   | 0.0             | 240.0           | 120.0           |                   |

Figura D.1 Mediciones del bus de AC en la caída de voltaje del Caso 1.

a)

|       |      | MEASUREMENTS1 |       | ∅ABC  |
|-------|------|---------------|-------|-------|
|       |      | ∅A            | ∅B    | ∅C    |
| FREQ  | (Hz) | 60.00         |       |       |
| VOLT  | (V)  | 7.39          | 10.50 | 10.50 |
| CURR  | (A)  | 2.175         | 1.917 | 2.199 |
| POWER | (KW) | 0.016         | 0.020 | 0.023 |

b)

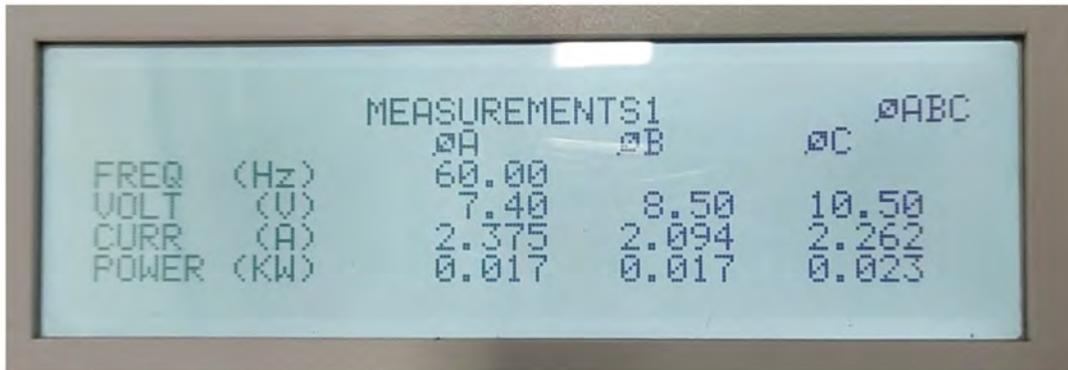
|            |       | MEASUREMENTS2 |        | ∅ABC   |
|------------|-------|---------------|--------|--------|
|            |       | ∅A            | ∅B     | ∅C     |
| POWER      | (KVA) | 0.016         | 0.020  | 0.023  |
| PK CURR    | (A)   | 11.266        | 11.898 | 15.119 |
| POWER FACT |       | 0.99          | 0.99   | 0.99   |
| CREST FACT |       | 1.46          | 1.47   | 1.45   |

c)

|          |     | MEASUREMENTS3 |       | ∅ABC  |
|----------|-----|---------------|-------|-------|
|          |     | ∅A            | ∅B    | ∅C    |
| VOLT THD | (%) | 0.36          | 0.22  | 0.16  |
| CURR THD | (%) | 0.69          | 0.92  | 0.61  |
| PK CURR  | (A) | 3.165         | 2.800 | 3.167 |
| PHASE    | (°) | 0.0           | 239.9 | 119.8 |

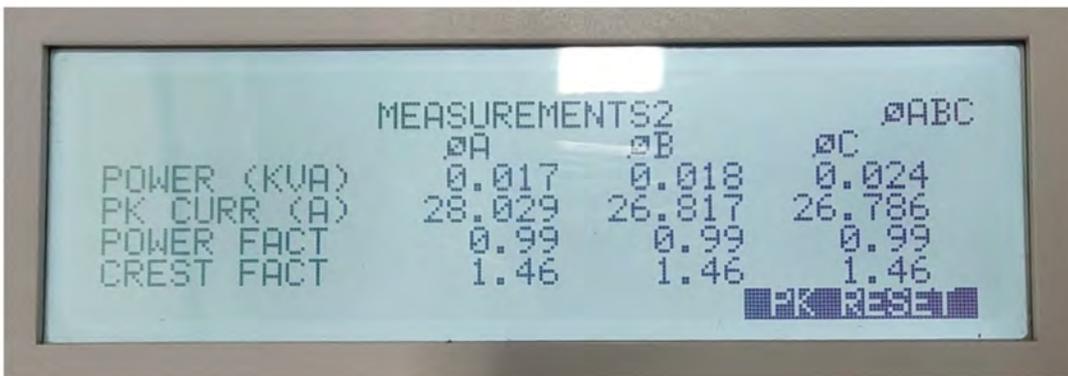
Figura D.2 Mediciones del bus de AC en la caída de voltaje del Caso 2.

a)



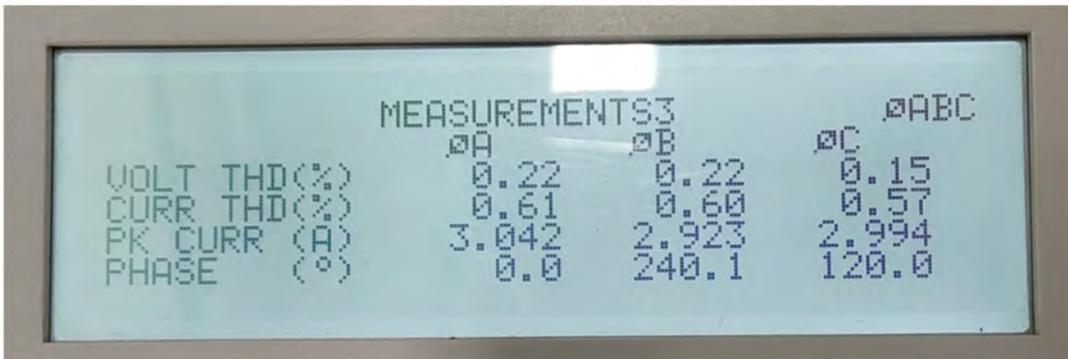
|            | ∅A    | ∅B    | ∅C    | ∅ABC |
|------------|-------|-------|-------|------|
| FREQ (Hz)  | 60.00 |       |       |      |
| VOLT (V)   | 7.40  | 8.50  | 10.50 |      |
| CURR (A)   | 2.375 | 2.094 | 2.262 |      |
| POWER (KW) | 0.017 | 0.017 | 0.023 |      |

b)



|             | ∅A     | ∅B     | ∅C     | ∅ABC |
|-------------|--------|--------|--------|------|
| POWER (KVA) | 0.017  | 0.018  | 0.024  |      |
| PK CURR (A) | 28.029 | 26.817 | 26.786 |      |
| POWER FACT  | 0.99   | 0.99   | 0.99   |      |
| CREST FACT  | 1.46   | 1.46   | 1.46   |      |

c)



|             | ∅A    | ∅B    | ∅C    | ∅ABC |
|-------------|-------|-------|-------|------|
| VOLT THD(%) | 0.22  | 0.22  | 0.15  |      |
| CURR THD(%) | 0.61  | 0.60  | 0.57  |      |
| PK CURR (A) | 3.042 | 2.923 | 2.994 |      |
| PHASE (°)   | 0.0   | 240.1 | 120.0 |      |

Figura D.3 Mediciones del bus de AC en la caída de voltaje del Caso 3.

---

## Bibliografía

---

- [1] J. F. Manwell, J. G. McGowan, and A. L. Rogers, *Wind energy explained: theory, design and application*. John Wiley & Sons, 2010.
- [2] O. Anaya-Lara, J. Tande, K. Uhlen, and K. Merz, *Offshore Wind Energy Technology*. Wiley, 2018.
- [3] J. Kocijan, *Modelling and control of dynamic systems using Gaussian process models*. Springer, 2016.
- [4] M. E. Soberanis and W. Mérida, “Regarding the influence of the van der hoven spectrum on wind energy applications in the meteorological mesoscale and microscale,” *Renewable Energy*, vol. 81, pp. 286–292, 2015.
- [5] V. Yaramasu and B. Wu, *Modeling of Wind Generators for Model Predictive Control*. John Wiley & Sons, 2017.
- [6] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*. John Wiley & Sons, 2010.
- [7] D. W. Hart, Vuelapluma, and A. B. Bautista, *Electrónica de potencia*, vol. 32. Prentice Hall Madrid, España, 2001.
- [8] M. Nasiri, J. Milimonfared, and S. Fathi, “A review of low-voltage ride-through enhancement methods for permanent magnet synchronous generator based wind turbines,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 47, pp. 399–415, 2015.
- [9] S. K. G. MukeshThakre and M. K. Mishra, “Distribution system faults classification and location based on wavelet transform,” *International Journal on Advanced Computer Theory and Engineering*, vol. 2, no. 4, pp. 2319–2526, 2013.
- [10] J. Lee and F. Zhao, “Global Wind Report,” *Global Wind Energy Council*, p. 80, 2021.
- [11] R. Renewables, “Global status report-ren21,” 2020.

- 
- [12] B. Jain, S. Jain, and R. K. Nema, "Control strategies of grid interfaced wind energy conversion system: An overview," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 47, pp. 983–996, 2015.
- [13] S. D. Ahmed, F. S. M. Al-Ismael, M. Shafiullah, F. A. Al-Sulaiman, and I. M. El-Amin, "Grid integration challenges of wind energy: A review," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 10857–10878, 2020.
- [14] M. D. Sarfejo, M. N. Dehchil, and S. R. Jelodar, "Mppt approach for fixed speed wind turbine by using proportional-integral controller," in *2019 27th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, pp. 598–601, 2019.
- [15] A. Ferreira Filho, J. Cormane, D. Garcia, M. Costa, M. Oliveira, and F. do Nascimento, "Analysis of the complex voltage unbalance factor behavior resulting from the variation of voltage magnitudes and angles," in *Proceedings of 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power-ICHQP 2010*, pp. 1–7, IEEE, 2010.
- [16] P. Pillay and M. Manyage, "Definitions of voltage unbalance," *IEEE Power Engineering Review*, vol. 21, no. 5, pp. 50–51, 2001.
- [17] N. Ali and D. Kumar, "Inverter control strategy for voltage unbalance mitigation," in *2021 1st International Conference on Power Electronics and Energy (ICPEE)*, pp. 1–5, IEEE, 2021.
- [18] H. S. Kim and D. D.-C. Lu, "Wind Energy Conversion System from Electrical Perspective—A Survey," *Smart Grid and Renewable Energy*, vol. 01, no. 03, pp. 119–131, 2010.
- [19] M. Chaudhary, S. M. Brahma, and S. J. Ranade, "Short circuit analysis of type ii induction generator and wind farm," in *PES T D 2012*, pp. 1–5, 2012.
- [20] A. Erfani, R. Ghasempour, A. Oraee, and A. Oraee, "Optimal wind turbine for a wind farm in iran," in *Electrical Engineering (ICEE), Iranian Conference on*, pp. 1385–1391, 2018.
- [21] N. M. Salgado-Herrera, A. Medina-Ríos, R. Tapia-Sánchez, and O. Anaya-Lara, "Reactive power compensation through active back to back converter in type-4 wind turbine," in *2016 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, pp. 1–6, 2016.
- [22] G. Abad, J. Lopez, M. Rodriguez, L. Marroyo, and G. Iwanski, *Doubly fed induction machine: modeling and control for wind energy generation*, vol. 85. John Wiley & Sons, 2011.
- [23] R. M. Silva, A. F. Cupertino, G. M. Rezende, C. V. Sousa, and V. F. Mendes, "Power control strategies for grid connected converters applied to full-scale wind energy conversion systems during LVRT operation," *Electric Power Systems Research*, vol. 184, no. January, p. 106279, 2020.
- [24] P. Tourou and C. Sourkounis, "Review of control strategies for dfig-based wind turbines under unsymmetrical grid faults," in *2014 Ninth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, pp. 1–9, 2014.
- [25] J. Luo, H. Zhao, X. Lu, S. Gao, Q. Ma, and V. Terzija, "A review of low voltage ride through in dfig under unbalanced grid faults," in *2019 IEEE PES GTD Grand International Conference and Exposition Asia (GTD Asia)*, pp. 718–723, 2019.
- [26] R. A. Ibrahim, M. S. Hamad, Y. G. Dessouky, and B. W. Williams, "A review on recent low voltage ride-through solutions for pmsg wind turbine," in *International Symposium on Power Electronics Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, pp. 265–270, 2012.
-

- 
- [27] N. M. Abdelkhalek, I. Abdelsalam, and M. I. Marei, "A reduced cost wind energy conversion system based on permanent magnet synchronous generator with a parallel connected ac-dc buck-boost converter," in *2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I CPS Europe)*, pp. 1–5, 2018.
- [28] P. Shanmugapriya, J. Baskaran, and C. Nayanatara, "A control strategy adopted for improving transient stability in eesg based wind turbines," in *2019 International Conference on Computation of Power, Energy, Information and Communication (ICCPEIC)*, pp. 1–7, 2019.
- [29] X. Su, Z. Wang, L. Ding, and C. Jia, "Voltage support control strategy of pmsg wind turbines during unbalanced grid fault," in *2020 5th Asia Conference on Power and Electrical Engineering (ACPEE)*, pp. 678–683, 2020.
- [30] J. Kang, D. Han, Y. Suh, B. Jung, J. Kim, J. Park, and Y. Choi, "Negative sequence current injection control algorithm compensating for unbalanced PCC voltage in medium voltage PMSG wind turbines," *2014 International Power Electronics Conference, IPEC-Hiroshima - ECCE Asia 2014*, pp. 1185–1192, 2014.
- [31] S. Dong, Y. Li, A. Wang, and W. Xi, "Control of pmsg wind turbines based on reduced order resonant controllers under unbalanced grid voltage conditions," in *2015 IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 326–329, IEEE, 2015.
- [32] M. F. Elmorshedy, S. M. Allam, and E. M. Rashad, "Performance analysis and control of a stand-alone wind-driven PMSG including unbalanced conditions," *Proceedings - 2016 22nd International Conference on Electrical Machines, ICEM 2016*, pp. 1145–1151, 2016.
- [33] M. F. Elmorshedy, S. M. Allam, and E. M. Rashad, "Load voltage control and maximum power extraction of a stand-alone wind-driven PMSG including unbalanced operating conditions," *2016 18th International Middle-East Power Systems Conference, MEPCON 2016 - Proceedings*, pp. 552–559, 2017.
- [34] C. N. Bhende, S. Mishra, and S. G. Malla, "Permanent magnet synchronous generator-based standalone wind energy supply system," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 2, no. 4, pp. 361–373, 2011.
- [35] D. Baimel, "Implementation of dq0 control methods in high power electronics devices for renewable energy sources, energy storage and facts," *Sustainable Energy, Grids and Networks*, vol. 18, p. 100218, 2019.
- [36] M. A. Santoyo-Anaya, N. M. Salgado-Herrera, J. R. Rodriguez-Rodriguez, L. M. Castro, E. L. Moreno-Goytia, and V. Venegas-Rebollar, "New phasorial oriented single-Pi loop control for industrial vsc-pfc rectifiers operating under unbalanced conditions," *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 4, pp. 844–853, 2020.
- [37] O. Gómez Carmona and C. J. Zapata, "Efecto del desbalance en las cargas sobre la valoración de confiabilidad de un sistema de distribución de energía eléctrica," *Revista de Ingeniería*, no. 25, pp. 52–59, 2007.
- [38] H. Liu, C. Chen, X. Lv, X. Wu, and M. Liu, "Deterministic wind energy forecasting: A review of intelligent predictors and auxiliary methods," *Energy Conversion and Management*, vol. 195, pp. 328 – 345, 2019.
-

- 
- [39] I.-G. P. Héctor, R.-B. Alberto, B.-P. Mónica, and G.-L. U. Alejandro, “Predicción de potencia eólica utilizando técnicas modernas de inteligencia artificial wind power forecasting using artificial intelligence tools,” *Ingeniería InvestIgación y tecnología*, vol. 19, no. 4, pp. 1–11, 2018.
- [40] E. Cadenas and W. Rivera, “Wind speed forecasting in the South Coast of Oaxaca, México,” *Renewable Energy*, vol. 32, no. 12, pp. 2116–2128, 2007.
- [41] T. Radjai, L. Rahmani, S. Mekhilef, and J. P. Gaubert, “Implementation of a modified incremental conductance mppt algorithm with direct control based on a fuzzy duty cycle change estimator using dspace,” *Solar Energy*, vol. 110, pp. 325–337, 2014.
- [42] C. A. López Villalobos, *Caracterización de la intensidad de turbulencia y energía contenida en ráfagas para aplicaciones en energía eólica*. PhD thesis, Universidad Nacional Autónoma de México, 2019.
- [43] D. S. Wilks, *Statistical methods in the atmospheric sciences*, vol. 100. Academic press, 2011.
- [44] I. Van der Hoven, “Power spectrum of horizontal wind speed in the frequency range from 0.0007 to 900 cycles per hour,” *Journal of Atmospheric Sciences*, vol. 14, no. 2, pp. 160–164, 1957.
- [45] IEC, “Wind turbines part 1: Design requirements,” Standard IEC61400-1, International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, 2005.
- [46] Y. Liu, R. J. Patton, and S. Shi, “Wind turbine load mitigation using mpc with gaussian wind speed prediction,” in *2018 UKACC 12th International Conference on Control (CONTROL)*, pp. 32–37, IEEE, 2018.
- [47] S. Bin-Karim, A. Bafandeh, A. Baheri, and C. Vermillion, “Spatiotemporal optimization through gaussian process-based model predictive control: A case study in airborne wind energy,” *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 27, no. 2, pp. 798–805, 2017.
- [48] S. M. Tripathi, A. N. Tiwari, and D. Singh, “Grid-integrated permanent magnet synchronous generator based wind energy conversion systems: A technology review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 51, pp. 1288–1305, 2015.
- [49] T. R. De Freitas, P. J. Menegáz, and D. S. Simonetti, “Rectifier topologies for permanent magnet synchronous generator on wind energy conversion systems: A review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 54, pp. 1334–1344, 2016.
- [50] T. Neumann, T. Wijnhoven, G. Deconinck, and I. Erlich, “Enhanced dynamic voltage control of type 4 wind turbines during unbalanced grid faults,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 4, pp. 1650–1659, 2015.
- [51] N. M. Salgado-Herrera, D. Campos-Gaona, O. Anaya-Lara, A. Medina-Rios, R. Tapia-Sánchez, and J. R. Rodríguez-Rodríguez, “THD reduction in wind energy system using type-4 Wind Turbine/PMSG applying the active front-end converter parallel operation,” *Energies*, vol. 11, no. 9, 2018.
- [52] N. M. Salgado-Herrera, O. Anaya-Lara, D. Campos-Gaona, A. Medina-Rios, R. Tapia-Sanchez, and J. R. Rodriguez-Rodriguez, “Active Front-End converter applied for the THD reduction in power systems,” *IEEE Power and Energy Society General Meeting*, vol. 2018-Augus, pp. 0–4, 2018.
- [53] N. M. Salgado-Herrera, D. Campos-Gaona, O. Anaya-Lara, M. Robles, O. Rodríguez-Hernández, and J. R. Rodríguez-Rodríguez, “THD reduction in distributed renewables energy
-

- access through wind energy conversion system integration under wind speed conditions in Tamaulipas, Mexico,” *Energies*, vol. 12, no. 18, 2019.
- [54] V. R. Rosales, S. F. Rodriguez, M. Robles, O. Rodríguez-Hernández, and N. Salgado-Herrera, “Off-grid wind energy conversion systems based on multilevel cascaded h-bridge topology in real time simulation,” in *2020 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, vol. 4, pp. 1–6, 2020.