



Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO

**“MODELADO Y CONTROL DE UNA
TURBINA DE VIENTO USANDO LÓGICA
DIFUSA Y MODOS DESLIZANTES”**

TESIS

Que para obtener el grado de:

MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

Presenta

David Cortés Vega

Director de Tesis

Dr. Juan Anzures Marín

Co-Director de Tesis

Dr. Roberto Tapia Sanchez

MORELIA, MICHOACÁN

ABRIL DE 2016.



Lista de Publicaciones

- “*Pitch angle controllers design for a horizontal axis wind turbine*”
David Cortés Vega, Juan Anzures Marin y Roberto Tapia Sanchez
International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing
(ROPEC), Ixtapa, México, Noviembre 2015.

Resumen

La presente tesis aborda el modelado de turbinas de viento en sus configuraciones de velocidad fija y velocidad variable incluyendo un modelo de dos masas para representar la transmisión mecánica de la turbina, un generador de inducción doblemente alimentado (DFIG por sus siglas en inglés) y un convertidor de potencia tipo *back to back*, el cual está formado por un rectificador controlado (conocido como convertidor del lado del rotor) y un inversor (comúnmente llamado convertidor del lado de la red).

Se propone la aplicación de algoritmos de control basados en lógica difusa para la tarea de regulación de potencia máxima bajo el método de control de ángulo de paso con el fin de proteger el sistema de sobrecargas, tanto eléctricas como mecánicas, cuando se presentan velocidades de viento por encima de la velocidad nominal de la turbina.

Con el objetivo de mejorar el factor de potencia de la energía generada, se proponen controladores con modos deslizantes aplicado al convertidor de potencia *back to back*, obteniendo con éstos un control independiente de potencia activa y reactiva. Una característica importante de estos controladores es que presentan robustez ante variaciones de voltaje en la red eléctrica.

El desempeño de los controladores desarrollados se prueba mediante esquemas de simulación en Simulink para cada parte del sistema de forma independiente, así como para el sistema integrado tomando como referencia valores de una turbina con potencia nominal de 1.5 MW.

Abstract

This thesis presents the modeling of wind turbines in fixed speed and variable speed configuration; including a two-mass model to represent the turbine's drive-train, a doubly fed induction generator (DFIG) and a power converter in a topology known as *back to back* which is composed by a three-phase controlled rectifier (Rotor Side Converter) and a three-phase inverter (GSC). Therefore this converter needs two control schemes (RSC and GSC controller) working together.

This work proposes the application of a fuzzy logic control algorithm to deal with the maximum power regulation task by means of the pitch to feather method in order to protect the system from electrical overloads and excessive mechanical stress caused by speeds above the rated speed of the turbine.

With the aim of improving the power factor of the generated power; sliding modes controllers are proposed for the *back to back* converter to achieve decoupled control of active and reactive power. An important feature of this control technique is that the controllers developed have robustness against grid's voltage variations.

The performance of the developed controllers for each part of the system as well as for the whole integrated system is tested by simulation under the Matlab/Simulink environment using reference values of a 1.5 MW wind turbine.

Contenido

Lista de Publicaciones	III
Resumen	V
Abstract	VII
Contenido	IX
Lista de Figuras	XIII
Lista de Tablas	XVII
Lista de Símbolos	XIX
1. Introducción	1
1.1. Planteamiento del problema	2
1.2. Antecedentes	3
1.3. Justificación	5
1.4. Hipotesis	6
1.5. Objetivos de la tesis	6
1.5.1. Objetivo general	6
1.5.2. Objetivos particulares	6
1.6. Aportaciones	6
1.7. Estructura de la tesis	7
2. Modelado de turbinas eólicas	9
2.1. Introducción	9
2.2. Clasificación de turbinas de viento	9
2.2.1. Turbina de eje vertical	10
2.2.2. Turbina de eje horizontal	11
2.3. Turbina de velocidad fija	13
2.3.1. Aerodinámica de la turbina de viento	13
2.3.2. Transmisión de la turbina	16
2.3.3. Generador eléctrico	20
2.4. Turbina de velocidad variable	23
2.4.1. Modelo del generador de inducción doblemente alimentado	24
2.5. Convertidor <i>back-to-back</i>	28
2.5.1. Rectificador controlado	29
2.5.2. Inversor	32
2.6. Conclusiones	36

3.	Propuesta de diseño de controladores para la turbina de viento	37
3.1.	Introducción	37
3.2.	Objetivos de control	37
3.3.	Regiones de operación de la turbina de viento	39
3.4.	Control de regulación de potencia	40
3.4.1.	Control de ángulo de paso (<i>Pitch to feather</i>)	41
3.4.2.	Control con lógica difusa	42
3.4.3.	Fuzificación	43
3.4.4.	Mecanismo de inferencia	44
3.4.5.	Defuzificación	46
3.4.6.	Diseño del control difuso de ángulo de paso	47
3.5.	Control del convertidor <i>back to back</i>	50
3.5.1.	Control con modos deslizantes	50
3.5.2.	Regularización	50
3.5.3.	Control equivalente	53
3.5.4.	Controladores de segundo orden	55
3.5.5.	Algoritmo Super Twisting	56
3.5.6.	Control del lado de la red	57
3.5.7.	Control del lado del rotor	60
3.6.	Conclusiones	61
4.	Resultados	63
4.1.	Introducción	63
4.2.	Datos de prueba	63
4.3.	Controlador para regulación de potencia	64
4.4.	Control del convertidor del lado de la red	67
4.5.	Control del convertidor del lado del rotor	68
4.6.	Control del sistema integrado	73
4.6.1.	Control del sistema integrado ante perturbaciones	76
4.7.	Conclusiones	81
5.	Conclusiones	83
5.1.	Conclusiones generales	83
5.2.	Trabajos futuros	84
	Referencias	85
A.	Modelos en Simulink	91
A.1.	Modelo de la turbina	91
A.2.	Modelo del RSC	92
A.3.	Modelo del GSC	93
B.	Algoritmo MPPT	95

C. Publicaciones	97
C.1. IEEE Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC 2015)	97

Lista de Figuras

1.1. Desglose de emisores de CO_2 de E.U.A.	2
2.1. Turbina de eje vertical tipo Darrieus	11
2.2. Turbina de eje horizontal	12
2.3. Variaciones de C_p para distintos valores de β	16
2.4. Representaciones de un sistema rotacional. <i>a)</i> Sistema rotacional de disco acoplado a un eje, <i>b)</i> Diagrama de cuerpo libre del sistema rotacional de disco	17
2.5. Simplificación del sistema con caja de engranes. <i>a)</i> Sistema rotacional con caja de engranes, <i>b)</i> Sistema rotacional equivalente	17
2.6. Modelos de dos masas para una turbina de viento. <i>a)</i> Turbina de viento representada mediante el modelo de 2 masas con caja de engranes, <i>b)</i> Modelo de dos masas de una turbina de viento eliminando la caja de engranes	19
2.7. Curva par-velocidad de una máquina de inducción	22
2.8. Esquema general de una turbina de eje horizontal de velocidad variable con generador doblemente alimentado	25
2.9. Esquema general del convertidor <i>back-to-back</i>	28
2.10. Esquema general del rectificador trifásico no controlado	30
2.11. Rectificador trifásico no controlado con fuente de corriente directa constante	31
2.12. Secuencia de conmutación de los diodos del rectificador	32
2.13. Voltaje del rectificador trifásico controlado	33
2.14. Inversor monofásico en configuración puente	33
2.15. Inversor trifásico de dos niveles	35
2.16. Inversor trifásico con etapa de filtrado acoplado a la red eléctrica	36
3.1. Regiones de operación de una turbina de viento	40
3.2. Fuerzas actuando sobre la pala en el esquema pitch to feather	42
3.3. Esquema general de un controlador difuso	43
3.4. Diferentes funciones de membresía para la fuzificación	44
3.5. Funciones de membresía elegidas para el control de ángulo de paso	48
3.6. Trayectorias del sistema ideal hacia $s(x) = 0$	52
3.7. Oscilaciones en la vecindad de $s(x) = 0$	52
3.8. Método gráfico de control equivalente	54
3.9. Retrato de fase del algoritmo <i>super twisting</i>	57

4.1. Perfil de viento de 300 segundos	65
4.2. Regulación de potencia mediante control de ángulo de paso	66
4.3. Variación del ángulo de paso (β)	66
4.4. Voltaje del capacitor de acoplamiento	68
4.5. Señales de error de los controladores del GSC. <i>a)</i> Señal de error para el controlador de I_d , <i>b)</i> Señal de error para el controlador de I_q	69
4.6. Trayectorias sobre la superficie deslizante de los controladores del GSC. <i>a)</i> Señal del controlador deslizante de I_d , <i>b)</i> Señal del controlador deslizante de I_q	69
4.7. Potencias generadas en el estator del DFIG. <i>a)</i> Potencia activa, <i>b)</i> Potencia reactiva	70
4.8. Señales de error para los controladores del RSC. <i>a)</i> Señal de error del controlador de I_{rd} , <i>b)</i> Señal de error del controlador de T_{em}	71
4.9. Trayectorias sobre la superficie deslizante de los controladores del RSC. <i>a)</i> Señal del controlador deslizante de I_{rd} , <i>b)</i> Señal del controlador deslizante de T_{em}	72
4.10. Corrientes de estator del DFIG	72
4.11. Diagrama de bloques del sistema integrado	73
4.12. Potencias generadas en el estator del DFIG. <i>a)</i> Potencia activa con referencia de 1.3 MW, <i>b)</i> Potencia reactiva con referencia de 0 VAR	74
4.13. Señales de error de los controladores del RSC en el sistema integrado. <i>a)</i> Señal de error para el controlador de I_{rd} , <i>b)</i> Señal de error para el controlador de T_{em}	75
4.14. Trayectorias sobre la superficie deslizante de los controladores del RSC en el sistema integrado. <i>a)</i> Señal del controlador deslizante de I_{rd} , <i>b)</i> Señal del controlador deslizante de T_{em}	76
4.15. Voltaje del capacitor y potencia reactiva del GSC. <i>a)</i> Voltaje del capacitor de acoplamiento, <i>b)</i> Potencia reactiva del GSC	77
4.16. Señales de error de los controladores del GSC en el sistema integrado. <i>a)</i> Señal de error para el controlador de I_d , <i>b)</i> Señal de error para el controlador de I_q	77
4.17. Trayectorias sobre la superficie deslizante de los controladores del GSC en el sistema integrado. <i>a)</i> Señal del controlador deslizante de I_d , <i>b)</i> Señal del controlador deslizante de I_q	78
4.18. Potencia generada para una velocidad de viento constante de 6m/s. <i>a)</i> Comparativo de potencia generada de las configuraciones de velocidad fija y velocidad variable, <i>b)</i> Potencia extra generada por la configuración de velocidad variable en comparación con la configuración de velocidad fija	79
4.19. Corrientes de estator y voltaje de la red eléctrica. <i>a)</i> Corrientes de estator del DFIG ante perturbaciones de voltaje, <i>b)</i> Voltaje de red con una caída de 0.5s de duración.	79
4.20. Voltaje del capacitor y potencia reactiva del GSC ante variaciones de voltaje. <i>a)</i> Voltaje del capacitor ante perturbaciones en el voltaje de red, <i>b)</i> Potencia reactiva del GSC ante perturbaciones en el voltaje de red	80

4.21. Potencias generadas en el RSC ante variaciones de voltaje. <i>a)</i> Potencia activa del RSC ante perturbaciones en el voltaje de red <i>b)</i> Potencia reactiva del RSC ante perturbaciones en el voltaje de red	80
A.1. Diagrama de simulación en Simulink para el modelo de la turbina de viento de velocidad fija	91
A.2. Diagrama de simulación en Simulink para el DFIG y el RSC	92
A.3. Diagrama de simulación en Simulink para el inversor	93

Lista de Tablas

3.1. Base de reglas del controlador difuso	49
4.1. Parámetros de la turbina de viento	64
4.2. Parámetros del generador de inducción	64
4.3. Valores de referencia para el controlador del GSC	67
4.4. Ganancias del controlador del GSC	67
4.5. Valores de referencia para el controlador del RSC	70
4.6. Ganancias del controlador del RSC	70
4.7. Valores de referencia para cada controlador	74

Lista de Símbolos

DFIG	Doubly Fed Induction Generator
RSC	Rotor Side Converter
GSC	Grid Side Converter
PWM	Pulse Width Modulation
CA	Corriente alterna
CD	Corriente directa
TSR	Tip Speed Ratio
BEM	Blade Element Momentum
PI	Proporcional-Integral

Capítulo 1

Introducción

En los últimos años la demanda de energía eléctrica ha crecido enormemente conforme la población aumenta. Para satisfacer esta demanda creciente se hace uso mayormente de plantas generadoras basadas en la quema de combustibles fósiles, sin embargo, este enfoque conlleva un fuerte impacto ambiental causado por los gases emitidos en la combustión el cual se ha ido incrementando a través de los años llegando a niveles elevados. Se calcula que en los Estados Unidos de América, uno de los países más grandes del mundo y con mayores requerimientos energéticos, la generación de energía eléctrica es responsable de aproximadamente el 37 % de las emisiones de CO_2 [EPA15], como se muestra en la Figura 1.1, donde se aprecia que esto tiene un impacto ambiental mayor que el causado por el transporte o la industria.

Para disminuir el nivel de contaminación producido a partir de la generación de energía eléctrica se han creado nuevos esquemas de plantas generadoras que usan recursos considerados renovables y que además tienen un menor impacto ambiental tales como la energía solar, eólica y geotérmica entre otras. Entre estas alternativas la energía eólica destaca ya que ha tenido un enorme avance en años recientes y es una de las fuentes de energía renovables más prometedoras en la actualidad, debido a que es un recurso limpio e inagotable disponible en todas partes alrededor del mundo. Este avance se ha generado mayormente gracias a la aplicación de políticas e incentivos para la generación de energía mediante fuentes alternativas de bajo impacto ambiental. Sin embargo, este tipo de políti-

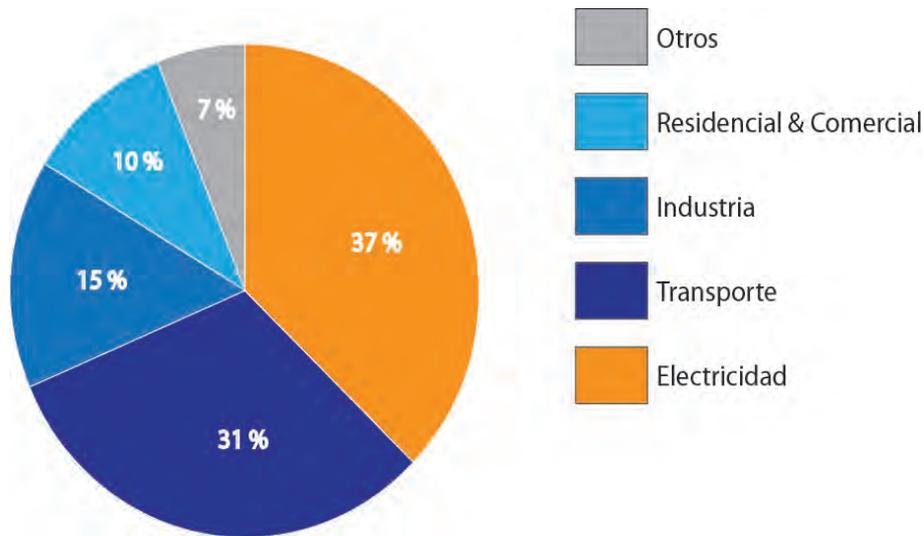


Figura 1.1: Desglose de emisores de CO_2 de E.U.A.

cas sólo se han implementado de forma satisfactoria en países altamente desarrollados como los Estados Unidos de América, Alemania y Dinamarca entre otros países europeos, mientras que en el caso particular de México el avance en materia de energía eólica presenta un retraso importante. Se calcula que en nuestro país la capacidad eólica total instalada asciende a los 2551 MW en 2014 [amd14], mientras que los Estados Unidos de América posee una capacidad total de 65877 MW [US114], esto refleja la necesidad de realizar mayor investigación y desarrollo en esta área para lograr satisfacer los requerimientos energéticos nacionales disminuyendo el impacto ambiental.

1.1. Planteamiento del problema

Debido a que la energía de viento es una fuente intermitente, se requiere una alta eficiencia en el proceso de conversión de energía mecánica (eólica) a eléctrica para así aprovechar al máximo el intervalo en que esta se presenta. Por lo tanto, los métodos de control automático en conjunto con dispositivos de electrónica de potencia, como son inversores y rectificadores, juegan un papel de suma importancia en los sistemas eólicos de generación de electricidad, en donde uno de los principales roles que deben desempeñar es

la regulación de potencia activa y reactiva. El diseño de controladores para este propósito requiere del desarrollo de un modelo matemático que represente el comportamiento dinámico del sistema para posteriormente aplicar técnicas modernas de control que brinden mejores características en cuanto a robustez y eficiencia que las utilizadas de manera convencional con los controladores clásicos tipo PI. La presente tesis propone un esquema para regulación de potencia máxima basado en lógica difusa y un esquema de control independiente de potencia activa y reactiva mediante un controlador con modos deslizantes. Este enfoque brinda robustez al sistema contra perturbaciones y una reducción de orden del sistema que simplifica el diseño. Puesto que el control con modos deslizantes es una técnica basada en el modelo, es necesario desarrollar un modelo matemático adecuado para cumplir con los objetivos de regulación de potencia activa y reactiva, por esta razón se plantea el uso de un modelo inercial de masas para representar la parte mecánica de la turbina y la utilización de un generador de inducción doblemente alimentado o DFIG (por sus siglas en inglés, *Doubly Fed Induction Generator*) acoplado con un convertidor de potencia tipo *back to back*. Para verificar el desempeño de los controladores diseñados se desarrollan simulaciones en el entorno Simulink de Matlab®.

1.2. Antecedentes

Se cree que uno de los primeros usos de la energía del viento fue para impulsar barcos de vela en el Nilo hace 5000 años. En Europa, a lo largo del siglo XVIII la energía eólica fue utilizada para tareas como la molienda de grano y el bombeo de agua. El primer molino de viento instalado en los Estados Unidos de América para generar energía eléctrica se remonta a 1890. Actualmente, enormes plantas de generación eólica compiten con las empresas de generación en el abastecimiento de energía eléctrica en diversas partes del mundo [Patel99].

Los avances tecnológicos recientes en materia de energía eólica han generado una reducción en los costos de generación lo cual ha permitido incrementar el número de turbinas de viento instaladas cada año. En el año 2014 se registró una capacidad mundial de generación de 369,553 MW [GWE15].

Los sistemas de generación eólica conectados a la red eléctrica deben ser diseñados para minimizar el costo de la producción de energía manteniendo condiciones seguras de operación, así como para cumplir con estándares de calidad de la energía [Leithead00]. Minimizar el costo de generación conlleva cumplir tres objetivos que son clasificados como [Bianchi04]:

- **Potencia extraída:** Cuyo propósito es extraer la máxima energía tomando en cuenta restricciones para una operación segura de la turbina tales como: potencia nominal, velocidad nominal, velocidad máxima de viento soportada, etc.
- **Cargas mecánicas:** Evitar cargas mecánicas excesivas sobre la turbina, ya que estas pueden reducir la vida útil de la turbina.
- **Calidad de la energía:** Regular la energía generada para cumplir con estándares de interconexión a la red eléctrica.

Para cumplir con estos objetivos se han desarrollado diferentes estrategias de control. El método de ángulo de paso o posición de los alabes (también llamados palas) es una parte fundamental en los sistemas de control de una turbina de viento [Bianchi04]. Esta técnica consiste en modificar el ángulo de incidencia del viento mediante la rotación de los alabes, logrando con esto regular la potencia extraída y la disminución de cargas mecánicas sobre la estructura de la turbina.

Para lograr el control de ángulo de paso de las palas de una turbina de viento se han utilizado ampliamente técnicas de control clásicas como son la familia de controladores PID tal como se reporta en [Hwas12], [Sinha15]. Sin embargo, en años recientes la investigación se ha enfocado hacia la aplicación de técnicas modernas de control como son el control con lógica difusa, el control con modos deslizantes y las redes neuronales artificiales, entre otras. En [Selvam09] se diseñó un controlador óptimo multivariable LQG para reducir cargas mecánicas y rechazar perturbaciones con base en la estimación de información de velocidad del viento. La lógica difusa ha sido utilizada para el control de ángulo de paso; en [Jauch07] los autores aplicaron un controlador difuso a una turbina de velocidad fija para estabilización de potencia, obteniendo resultados satisfactorios en la atenuación de

oscilaciones de frecuencia después de una falla de corto circuito. Los controladores difusos también han sido utilizados para regular la potencia extraída por el sistema eólico como se reportó en [Macedo12], [Scherillo12], donde se presentaron resultados más eficientes en comparación con un controlador PI para regulación de la potencia extraída. Diversas técnicas se han utilizado para solucionar el problema del control independiente de potencia activa y reactiva en un sistema de generación eólico conectado a la red eléctrica. En [Jeong08] se utilizó un controlador con modos deslizantes que brinda robustez y velocidad de control ante variaciones de potencia activa y reactiva, velocidad del rotor y voltaje en el convertidor de CD. Otros trabajos relacionados al control independiente de potencia activa y reactiva mediante modos deslizantes se puede consultar en [Evangelista13], [Bolouki14], estos trabajos reportan resultados en esta área mediante la aplicación de controladores deslizantes de segundo orden. Sin embargo, la mayoría de los trabajos reportados en esta área presentan propuestas basadas en modelos de la turbina de viento muy simples, por lo que en esta tesis se propone utilizar un modelo de dos masas para representar de forma más precisa la parte mecánica de la turbina, un generador doblemente alimentado y un convertidor de potencia tipo *back to back*, para posteriormente diseñar controladores difusos y de modos deslizantes para regular la potencia máxima extraída así como el control independiente de potencia activa y reactiva.

1.3. Justificación

Las turbinas de viento son sistemas complejos con grandes estructuras mecánicas flexibles que operan bajo condiciones de turbulencia y cambios climáticos impredecibles. Para lograr maximizar la extracción de energía en los sistemas eólicos de conversión de energía eléctrica es necesario el uso de técnicas avanzadas de control para regular variables tales como el ángulo de paso, la potencia, la velocidad del rotor, factor de potencia entre otros por lo cual el diseño de controladores para estos sistemas se vuelve un área de suma importancia para la generación de energía eléctrica.

1.4. Hipotesis

Es posible diseñar un controlador de potencia activa y reactiva independiente mediante técnicas de control con modos deslizantes, así como un controlador difuso de ángulo de paso para regulación de potencia y que operen de forma conjunta sobre el sistema cumpliendo con sus objetivos particulares.

1.5. Objetivos de la tesis

1.5.1. Objetivo general

Desarrollar un modelo matemático para una turbina de viento de velocidad variable, incluyendo un generador de inducción doblemente alimentado (DFIG) y un convertidor de potencia en configuración *back to back*, y aplicar esquemas de control difusos y de modos deslizantes para regulación de potencia activa y reactiva.

1.5.2. Objetivos particulares

- Obtener el modelo matemático para describir el comportamiento de una turbina de viento acoplada a un generador tipo DFIG y un convertidor de potencia *back to back*.
- Desarrollar un sistema de control con lógica difusa para la regulación de potencia de la turbina de viento.
- Desarrollar un sistema de control con modos deslizantes para controlar de forma independiente la potencia activa y reactiva generada, así como el intercambio de potencia reactiva entre la turbina y la red eléctrica y que además sea robusto ante variaciones de voltaje en la red.

1.6. Aportaciones

- Desarrollo de un controlador difuso y un controlador de modos deslizantes operando en forma conjunta sobre el sistema para controlar los parámetros más importantes de la turbina de viento tales como velocidad, potencia máxima y ángulo de paso.

1.7. Estructura de la tesis

La presente tesis está organizada en 5 capítulos de la siguiente manera:

- **Capítulo 2:** Se presenta el desarrollo del modelo matemático de la turbina de viento considerando las configuraciones de velocidad fija y velocidad variable así como los componentes asociados a estas tales como generador eléctrico y convertidores de potencia.
- **Capítulo 3:** Se exponen los conceptos teóricos asociados a los controladores a desarrollar y el diseño de estos en base al modelo obtenido.
- **Capítulo 4:** Se detalla el desarrollo de los esquemas de simulación necesarios para validar los controladores diseñados, así como los resultados obtenidos.
- **Capítulo 5:** Se presentan las conclusiones generales obtenidas en la presente tesis, asimismo, se indican los trabajos futuros que se derivan del trabajo de investigación.

Capítulo 2

Modelado de turbinas eólicas

2.1. Introducción

Este capítulo describe el desarrollo de modelos matemáticos para turbinas de viento en sus diferentes configuraciones, siendo éstas, de velocidad fija y velocidad variable. Se detallan las variables más importantes a considerar para cada topología así como sus principales características.

2.2. Clasificación de turbinas de viento

Las turbinas de viento son dispositivos mecánicos diseñados con el fin de convertir la energía cinética contenida en las corrientes de viento en energía mecánica que se pueda aprovechar. A lo largo de la historia se han propuesto diferentes esquemas y configuraciones de turbinas de viento, como se detalla en [Baroudi05] y [Hansen01]. La mayoría incluyen un rotor con palas que gira impulsado por fuerzas de elevación o de arrastre resultantes de la interacción con las corrientes de viento, una transmisión mecánica para transformar la velocidad lenta del rotor de la turbina a velocidades rápidas necesarias para operar un generador eléctrico, el cual se encarga de actuar como convertidor electromecánico de energía. Dependiendo de la posición del rotor, las turbinas de viento se clasifican en dos grupos: de eje horizontal y de eje vertical.

Una clasificación distinta es propuesta en [Behnke07], [Muljadi08], considerando cuatro

esquemas básicos:

- Turbinas de velocidad fija
- Turbinas de deslizamiento variable
- Turbinas con generador doblemente alimentado
- Turbinas con convertidor completo

En las secciones posteriores se describe de forma general las configuraciones basadas en la posición del rotor (vertical y horizontal) para brindar un panorama sobre el funcionamiento de cada esquema.

2.2.1. Turbina de eje vertical

La turbina de eje vertical como su nombre lo indica es una turbina de viento cuyo rotor se encuentra posicionado en forma vertical. La característica más atractiva de esta configuración es que el generador y la transmisión están ubicados a nivel del suelo. Además son capaces de captar energía proveniente de cualquier dirección sin necesidad de rotar por lo que no es necesario un actuador encargado de esa tarea. Sin embargo, estas ventajas se ven opacadas por una baja eficiencia en la captura de energía. Además, a pesar de tener el generador y la transmisión a nivel del suelo es necesario retirar el rotor para realizar mantenimiento, debido a esto el uso de este tipo de turbinas ha disminuido considerablemente en las últimas décadas [Gardner03].

La configuración de eje vertical con más aceptación y divulgación en el mundo es la de Darrieus [Bianchi04] ilustrada en la Figura 2.1. Esta configuración presenta un par de palas conectadas desde la punta hasta la base del rotor. El funcionamiento de este tipo de turbina está basado en que el movimiento rotacional de las palas genera un flujo de viento que se combina con el flujo de viento entrante a la turbina para formar lo que se conoce como viento aparente. Si el ángulo de ataque de la pala con respecto a este viento aparente es mayor de cero, la fuerza de levantamiento (*lift force*) presenta una componente frontal que impulsa la turbina. Una desventaja importante que presenta la turbina de Darrieus es



Figura 2.1: Turbina de eje vertical tipo Darrieus

la necesidad de una fuerza motriz externa para comenzar a girar la turbina.

Sin embargo, a pesar de las desventajas mencionadas anteriormente esta configuración ha sido utilizada en los últimos años para instalaciones domésticas y aplicaciones de baja potencia debido a que son más simples que las turbinas de eje horizontal [Ambrosio10].

2.2.2. Turbina de eje horizontal

Una turbina de eje horizontal recibe su nombre del hecho de que las palas están conectadas a un eje en posición horizontal. Actualmente, casi todas las turbinas de viento comerciales conectadas a la red son de configuración horizontal [Bianchi04], por lo general con 2 o 3 palas, como la mostrada en la Figura 2.2. En esta configuración las partes principales son el rotor, el generador, la transmisión, y la torre. El rotor, el generador y la transmisión se encuentran posicionados en la parte superior de la torre donde el viento contiene más energía y es menos turbulento. Para sistemas que incluyen dispositivos de electrónica de potencia, como son las turbinas de velocidad variable, estos se encuentran

ubicados en la base de la turbina al nivel del suelo.

Las turbinas de eje horizontal pueden ser diseñadas en dos esquemas: *rotor-upwind* y *rotor-downwind*, el primero de ellos se refiere a que el rotor de la turbina ataca el viento de forma frontal mientras que para el segundo esquema el viento llega por la parte posterior. La mayoría de turbinas son diseñadas con el esquema *rotor-upwind* [Jha11] y sus capacidades varían desde pocos *KW* hasta *MW*. La altura de la torre es sumamente importante para las turbinas de eje horizontal ya que la velocidad del viento se incrementa en alturas mayores lo que se traduce en una mayor cantidad de energía disponible. Otro factor importante es el radio del rotor que determina el área cubierta por las palas teniendo efecto directamente sobre la potencia nominal de cada turbina. La potencia de salida de una turbina de eje horizontal puede ser optimizada desde el punto de vista de máxima extracción de energía mediante la selección de valores de radio del rotor y altura de la torre con una relación cercana a uno [Jha11].



Figura 2.2: Turbina de eje horizontal

La presente tesis sólo se enfoca en turbinas de eje horizontal en sus configuraciones de velocidad fija y velocidad variable con generador doblemente alimentado.

2.3. Turbina de velocidad fija

A comienzos de 1990 la mayor parte de turbinas de viento instaladas alrededor del mundo operaban en configuración de velocidad fija [Ackermann05]. Esta configuración toma su nombre del hecho que la turbina está diseñada para operar a una velocidad óptima constante de la que se pueda extraer la máxima energía y que está en función de la frecuencia de la red de alimentación, la relación de transformación de la caja de engranes y las características de diseño del generador. Por lo general, este tipo de turbinas están acopladas con un generador de inducción tipo jaula de ardilla, conectado directamente a la red, y un banco de capacitores para la compensación de potencia reactiva. El esquema de velocidad fija es relativamente robusto y confiable, ya que no requiere dispositivos electrónicos adicionales, además es de mantenimiento más económico debido a que el costo de sus partes es bajo en comparación con configuraciones de velocidad variable. La turbina de velocidad fija tiene desventajas significativas como son una baja captura de energía, ya que sólo tiene un punto de extracción óptimo, presenta la necesidad de compensación de potencia reactiva, tensión mecánica en la estructura de la turbina, bajo control de la calidad de la energía generada. Además, aunado a las desventajas anteriores, las variaciones en la velocidad del viento son transmitidas como fluctuaciones mecánicas que afectan el par de la turbina causando como última consecuencia fluctuaciones en la potencia eléctrica enviada a la red.

2.3.1. Aerodinámica de la turbina de viento

La aerodinámica de una turbina de viento describe las fuerzas desarrolladas por una corriente de aire que fluye a través de ella. Existen dos enfoques principales para obtener modelos aerodinámicos para las turbinas de viento: la teoría del disco actuador y la teoría BEM (por sus siglas en inglés Blade Element Momentum) [Burton01], [Freris90]. La teoría del disco actuador se enfoca en el proceso de extracción de energía y provee la cota superior que define la eficiencia máxima alcanzable en un proceso de conversión de energía eólica.

La teoría BEM estudia las fuerzas producidas sobre elementos o secciones de cada pala con una longitud infinitesimal por un flujo de aire, donde cada elemento puede ser tratado de forma independiente. Esta teoría es más adecuada para estudiar fenómenos aerodinámicos como el *stall* (efecto aerodinámico que modifica las fuerzas de arrastre y levantamiento produciendo una reducción en la velocidad de la turbina), así como para el análisis de cargas aerodinámicas.

De acuerdo a la teoría del disco actuador, la potencia disponible en una masa de viento que fluye a través de una turbina está dada por:

$$P_w = \frac{1}{2} \rho A V_w^3 \quad (2.1)$$

donde P_w es la potencia contenida en el viento, ρ es la densidad del aire, A es el área cubierta por las palas, y V_w es la velocidad del viento. La densidad del aire afecta a la potencia disponible en el viento, ya que si el flujo de aire es más denso contiene más masa y por ende mayor energía. La densidad ρ es función de la presión del aire y la temperatura como se muestra en (2.2),

$$P = \rho r T \quad (2.2)$$

donde r es la constante del gas, T la temperatura y P la presión del aire. Debido a que la temperatura y la presión varían con la altitud, esto debe ser considerado en la densidad del aire para obtener un modelo más preciso por lo que se propone el uso de la siguiente ecuación [Patel99]:

$$\rho = \rho_0 e^{-\frac{0.297}{3048} H_m} \quad (2.3)$$

donde H_m es la altitud y ρ_0 es la densidad de referencia del aire a presión de 1 atmósfera y cero grados centígrados.

Sin embargo, no es posible extraer la totalidad de esta energía, sino que está limitada por el coeficiente de potencia del rotor C_p , el cual es la razón entre la potencia extraída y la potencia disponible.

Así, la potencia disponible para ser extraída de una corriente de aire queda definida por la ecuación (2.4).

$$P_h = \frac{1}{2} C_p \rho A V_w^3 \quad (2.4)$$

El cálculo del coeficiente de potencia se basa en los parámetros aerodinámicos de cada turbina. Existen diferentes formas de obtenerlo aunque la mayoría se basa en las curvas de desempeño $C_p - \lambda$, donde λ es conocida como razón de velocidad punta. Estas curvas proveen información acerca de la eficiencia de la turbina para diferentes velocidades de viento y ángulos de incidencia sobre las palas, con esto es posible visualizar bajo qué condiciones se obtiene el coeficiente de potencia máximo C_{pmax} . Para el cálculo del C_p se utilizan las siguientes ecuaciones [Kyoungsoo04]:

$$C_p = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{\frac{-c_5}{\lambda_i}} \quad (2.5)$$

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + c_6 \beta} - \frac{c_7}{\beta^3 + 1} \quad (2.6)$$

donde c_1, c_2, \dots, c_7 son los parámetros aerodinámicos de la turbina, β es el ángulo de paso y λ es la velocidad punta (*Tip-speed*) de la turbina.

De acuerdo a las ecuaciones (2.5) y (2.6) es posible trazar curvas de desempeño para diferentes ángulos de paso ($\beta = 0, 1, 2, 5, 10, 15, 20, 25$) como se muestra en la Figura 2.3, donde se aprecia el comportamiento de los puntos de extracción máxima de energía y se puede observar que conforme aumenta el valor de β disminuye el valor de C_p .

La razón de velocidad punta o *Tip Speed Ratio* (TSR por sus siglas en inglés), es la proporción entre la velocidad lineal de la pala y la velocidad del viento incidente sobre la turbina. La TSR determina la fracción de energía disponible extraída del viento por el rotor de la turbina y se puede calcular mediante la siguiente ecuación:

$$\lambda = \frac{\omega_h R}{V_w} \quad (2.7)$$

donde ω_h es la velocidad angular del rotor, R es el radio del rotor y V_w es la velocidad del viento. El par aerodinámico (Γ_h) generado por la turbina es la razón entre la potencia extraída y la velocidad del rotor de la turbina, esto se puede representar como:

$$\Gamma_h = \frac{P_h}{\omega_h} = \frac{\rho C_p A V_w^3}{2 \omega_h} \quad (2.8)$$

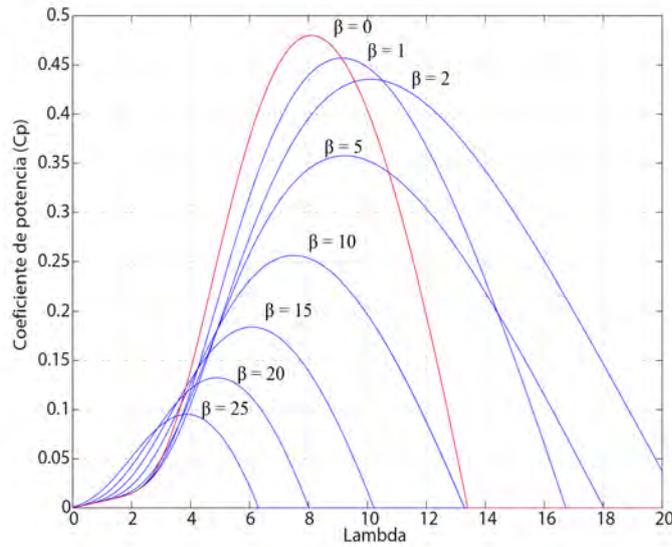


Figura 2.3: Variaciones de C_p para distintos valores de β

2.3.2. Transmisión de la turbina

La parte mecánica de la turbina consiste en forma general de una caja de engranes, así como ejes de alta y baja velocidad. Para modelar estos elementos se utiliza una representación inercial de dos masas. Para el desarrollo de dicho modelo se parte de un sistema rotacional como el que se muestra en la Figura 2.4a, el cual consiste de un disco con un momento de inercia J montado sobre un eje fijo en uno de sus extremos, donde D y K representan el coeficiente de fricción viscosa (amortiguamiento) y la rigidez del eje respectivamente.

La Figura 2.4b muestra el diagrama de cuerpo libre a partir del cual puede calcularse el par ejercido sobre el disco de la siguiente forma:

$$\Gamma(t) = J \frac{d^2\theta(t)}{dt^2} + D \frac{d\theta(t)}{dt} + K\theta(t) \quad (2.9)$$

Un sistema rotacional más complejo formado por dos sistemas como el de la Figura 2.4b se presenta en la Figura 2.5a. Los sistemas se acoplan mediante una caja de engranes, Γ es el par externo que se aplica al disco del sistema 1, Γ_1 , Γ_2 representan los pares transmitidos a

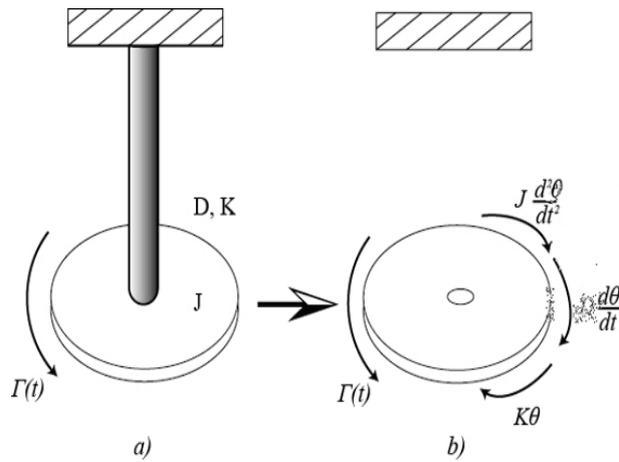


Figura 2.4: Representaciones de un sistema rotacional. a) Sistema rotacional de disco acoplado a un eje, b) Diagrama de cuerpo libre del sistema rotacional de disco

través de los ejes, N_1, N_2 son el número de dientes correspondientes a cada engrane y $J_1, J_2, D_1, D_2, K_1, K_2$ son los momentos de inercia, coeficientes de amortiguamiento y coeficientes de rigidez del sistema 1 y 2 respectivamente.

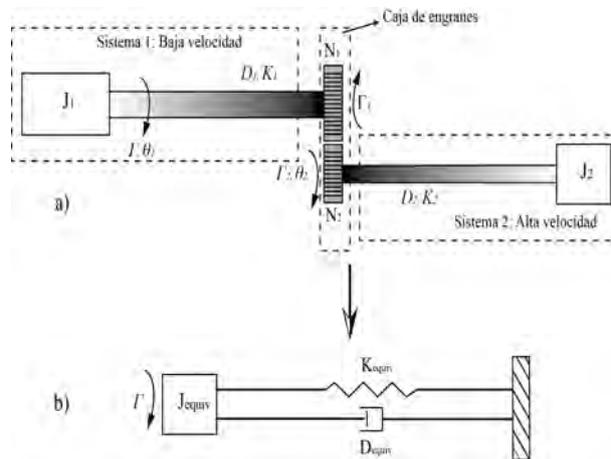


Figura 2.5: Simplificación del sistema con caja de engranes. a) Sistema rotacional con caja de engranes, b) Sistema rotacional equivalente

Aplicando la ecuación 2.9 al sistema mostrado en la Figura 2.5a, la ecuación que describe el par sobre J_1 tiene la siguiente forma:

$$\Gamma(t) = J_1 \frac{d^2\theta_1(t)}{dt^2} + D_1 \frac{d\theta_1(t)}{dt} + K_1\theta_1(t) \quad (2.10)$$

Y la ecuación para el par en J_2 :

$$\Gamma_2(t) = J_2 \frac{d^2\theta_2(t)}{dt^2} + D_2 \frac{d\theta_2(t)}{dt} + K_2\theta_2(t) \quad (2.11)$$

Debido a que la caja de engranes que se considera en este sistema está formada únicamente por un par de engranes se cumple que $\Gamma_1 = (N_1/N_2)\Gamma_2$ y $\theta_2 = (N_1/N_2)\theta_1$, con esto es posible referir la cantidades del lado del engrane 2 al lado del engrane 1:

$$\Gamma_1 = \left(\frac{N_1}{N_2}\right) \left(J_2 \frac{d^2\theta_1}{dt^2} + D_2 \frac{d\theta_1}{dt} + K_2\theta_1 \right) \quad (2.12)$$

$$\Gamma_1 = \left[J_2 \left(\frac{N_1}{N_2}\right) \frac{d^2\theta_1}{dt^2} + D_2 \left(\frac{N_1}{N_2}\right) \frac{d\theta_1}{dt} + K_2 \left(\frac{N_1}{N_2}\right) \theta_1 \right] \quad (2.13)$$

$$\Gamma_1 = J_{refl} \frac{d^2\theta_1}{dt^2} + D_{refl} \frac{d\theta_1}{dt} + K_{refl}\theta_1 \quad (2.14)$$

donde J_{refl} , D_{refl} y K_{refl} son las cantidades del lado de alta velocidad reflejadas al lado correspondiente al eje de baja velocidad. Sustituyendo valores de la ecuación 2.14 en 2.10 y realizando un reacomodo de términos se obtiene la ecuación que describe el par aplicado o par de entrada obteniendo un sistema como el mostrado en la Figura 2.5b.

$$\Gamma = J_{equiv} \frac{d^2\theta_1}{dt^2} + D_{equiv} \frac{d\theta_1}{dt} + K_{equiv}\theta_1 \quad (2.15)$$

donde:

$$J_{equiv} = J_1 + J_{refl} = J_1 + J_2 \left(\frac{N_1}{N_2}\right)$$

$$K_{equiv} = K_1 + K_{refl} = K_1 + K_2 \left(\frac{N_1}{N_2}\right)$$

$$D_{equiv} = D_1 + D_{refl} = D_1 + D_2 \left(\frac{N_1}{N_2}\right)$$

Mediante las representaciones anteriores es posible generar un modelo simplificado de una turbina de viento, en el cual se considera un modelo de dos masas conectado mediante una caja de engranes, como el mostrado en la Figura 2.6a. Los valores del lado del rotor de la turbina pueden ser referidos al lado del generador eliminando con esto la relación de transformación de la caja de engranes.

Cabe mencionar que es posible realizar un modelo simplificado eliminando la caja de engranes debido a que los momentos de inercia, coeficientes de amortiguamiento y de rigidez son muy pequeños en comparación con la inercia del rotor de la turbina y por lo tanto despreciables. Por otro lado, es posible realizar modelos más completos incluyendo un modelo matemático de una caja de engranes en lugar de solo una relación de transformación, lo que permitiría analizar nuevas características tales como vibraciones y fallas en los engranajes, sin embargo en esta tesis no se considera un modelo de ese tipo.

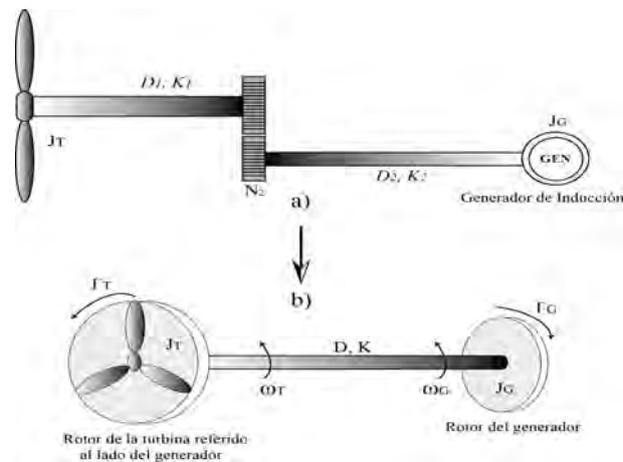


Figura 2.6: Modelos de dos masas para una turbina de viento. *a)* Turbina de viento representada mediante el modelo de 2 masas con caja de engranes, *b)* Modelo de dos masas de una turbina de viento eliminando la caja de engranes

A partir del modelo de dos masas mostrado en la Figura 2.6b es posible obtener las ecuaciones del par que representan el comportamiento mecánico presente en la turbina de viento. Se considera que el par aerodinámico generado en el rotor de la turbina actúa en dirección opuesta al par electromagnético generado por el generador de inducción, a partir

de esta consideración es posible derivar las ecuaciones del sistema con todos los valores referidos al lado del generador de la siguiente forma:

$$\Gamma_T = J_T \ddot{\theta}_T + D (\omega_T - \omega_G) + K (\theta_T - \theta_G) \quad (2.16)$$

$$\Gamma_G = -J_G \ddot{\theta}_G - D (\omega_G - \omega_T) - K (\theta_G - \theta_T) \quad (2.17)$$

donde J_T , J_G son los momentos de inercia de la turbina y el generador respectivamente y Γ_T , Γ_G representan el par aerodinámico de la turbina y el par mecánico del generador, ω_T , ω_G son las velocidades angulares de la turbina y el generador, θ_T , θ_G son las posiciones angulares del rotor de la turbina y del generador y D , K son los coeficientes equivalentes de amortiguamiento y rigidez.

Resolviendo las ecuaciones (2.16) y (2.17) usando un enfoque de espacio de estados es posible obtener las velocidades y pares correspondientes al rotor de la turbina y al rotor del generador para cada instante de tiempo. El sistema descrito en espacio de estados tiene la forma:

$$\frac{d}{dt} (\theta_G(t) - \theta_T(t)) = (\omega_T(t) - \omega_G(t)) \quad (2.18)$$

$$\dot{\omega}_T(t) = \left(\frac{1}{J_T} \right) [\Gamma_T(t) - D (\omega_T(t) - \omega_G(t)) - K (\theta_T(t) - \theta_G(t))] \quad (2.19)$$

$$\dot{\omega}_G(t) = \left(\frac{1}{J_G} \right) [-\Gamma_T(t) + D (\omega_T(t) - \omega_G(t)) + K (\theta_T(t) - \theta_G(t))] \quad (2.20)$$

2.3.3. Generador eléctrico

Entre las máquinas eléctricas de CA podemos encontrar dos tipos principales: las máquinas síncronas y las máquinas asíncronas o de inducción. Las máquinas síncronas son aquellas cuya corriente de campo es suministrada a través de una alimentación de CD externa, mientras que en las máquinas de inducción, la corriente de campo es generada mediante inducción magnética en sus devanados de campo.

Una máquina de inducción puede trabajar como motor o como generador. Al utilizarse como generador, la máquina transforma la potencia mecánica aplicada en potencia

eléctrica. Los generadores de inducción han sido utilizados desde comienzos del siglo veinte, más su uso disminuyó entre 1960 y 1970 y resurgieron alrededor de 1973 debido a la crisis de combustibles como una alternativa de recuperación energética en los procesos industriales ante los altos costos de la energía en ese tiempo [Chapman00].

Debido a que una máquina de inducción tiene la misma estructura física sin importar si opera como generador o como motor, es necesario saber bajo qué condiciones presenta cada tipo de operación. Los voltajes inducidos en los devanados del rotor de una máquina de inducción dependen de la velocidad relativa que presenta el rotor respecto a los campos magnéticos generados en la máquina. Ya que la dinámica de la máquina depende de los voltajes y las corrientes del rotor, resulta útil generar relaciones matemáticas que describan la velocidad relativa existente entre el rotor y los campos magnéticos, estos términos son: la velocidad de deslizamiento y el deslizamiento.

La velocidad de deslizamiento está definida como:

$$\omega_{des} = \omega_{sinc} - \omega_r \quad (2.21)$$

donde ω_{sinc} es la velocidad síncrona de la máquina y ω_r es la velocidad del rotor, ambas en rad/s . La velocidad síncrona o de sincronismo de una maquina eléctrica es la velocidad a la que gira el campo magnético rotante, y está definida en base a la frecuencia de la red eléctrica (f_e) y el número de polos (p) de la maquina de la siguiente forma:

$$\omega_{sinc} = \frac{2\pi f_e}{p} \quad (2.22)$$

El deslizamiento es un número adimensional utilizado para describir la velocidad relativa expresada en forma unitaria o como porcentaje, como:

$$s = \frac{\omega_{des}}{\omega_{sinc}} \times 100 \% \quad (2.23)$$

En base al deslizamiento, es posible expresar la velocidad mecánica del rotor en función de la velocidad síncrona y el deslizamiento como se muestra en (2.24).

$$\omega_m = \left(1 - \frac{\omega_{des}}{\omega_{sinc}}\right)\omega_{sinc} \quad (2.24)$$

La máquina de inducción operará como motor siempre que el deslizamiento sea positivo, esto es, cuando la velocidad mecánica del rotor ω_r sea inferior a la velocidad síncrona. De forma contraria, la máquina operará como generador cuando exista un deslizamiento negativo, el cual se producirá cuando la velocidad del rotor sea superior a la velocidad síncrona, como se muestra en la Figura 2.7.

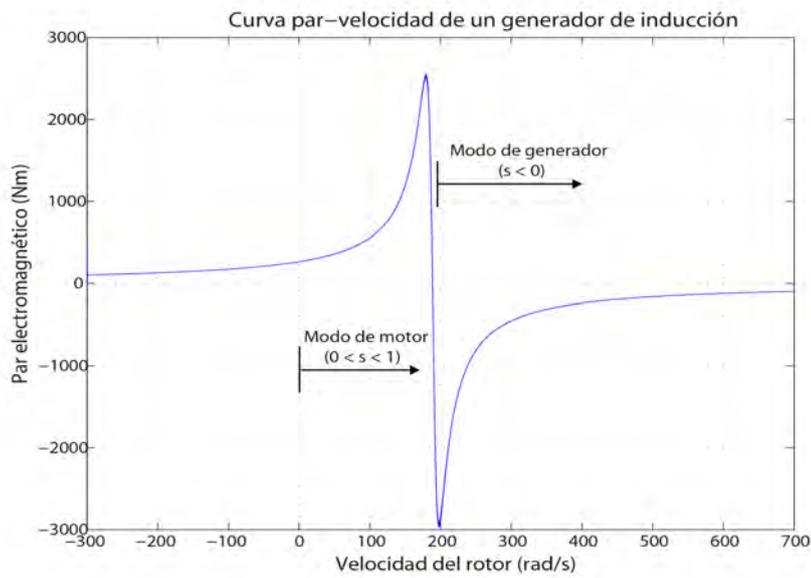


Figura 2.7: Curva par-velocidad de una máquina de inducción

Para la simulación del generador de inducción se utilizó el modelo incluido en las librerías de Simulink/Matlab [Mathworks15], el cual está representado por un modelo en espacio de estados de cuarto orden en el marco de referencia $dq0$ [Krause02] para el sistema eléctrico, mostrado en (2.25) y de segundo orden para el sistema mecánico como se muestra en (2.26).

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega \phi_{ds} \\ V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega \phi_{qs} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega - \omega_r) \phi_{dr} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega - \omega_r) \phi_{qr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ T_{em} = 1.5p (\phi_{ds} I_{qs} - \phi_{qs} I_{ds}) \end{array} \right. \quad (2.25)$$

donde V representa voltaje, I representa corriente, ϕ representa flujo magnético, ω es la velocidad angular del marco de referencia, ω_r es la velocidad angular eléctrica, R y L son la resistencia y la inductancia asociadas a los devanados, M es la inductancia mutua, T_{em} es el par electromagnético de la máquina, p es el número de pares de polos y los subíndices s, r representan si el valor está referido al estator o al rotor respectivamente.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \omega_m = \frac{1}{2H} (T_{em} - F\omega_m - \Gamma_g) \\ \frac{d}{dt} \theta_m = \omega_m \end{array} \right. \quad (2.26)$$

De (2.26), ω_m es la velocidad angular del rotor, Γ_g es el par mecánico aplicado, F es el coeficiente de fricción viscosa del rotor, θ_m es la posición angular del rotor y H es la constante de inercia combinada del rotor y la carga.

2.4. Turbina de velocidad variable

En los últimos años las turbinas de velocidad variable se han convertido en foco de atención para los investigadores y para la industria energética en el área de tecnologías eólicas. Esto debido a que esta configuración está diseñada para obtener una máxima eficiencia

aerodinámica en un amplio rango de velocidades de viento [Ackermann05]. Al contrario de la turbina de velocidad fija que sólo es capaz de extraer su máxima potencia alrededor de una única velocidad, la turbina de velocidad variable presenta la posibilidad de adaptar la velocidad angular del rotor ω_r (acelerar o desacelerar) dependiendo de la velocidad del viento. Esto se logra gracias a la incorporación de dispositivos de electrónica de potencia. De esta forma, la velocidad punta λ se mantiene en su valor óptimo que corresponde a su vez al coeficiente de potencia C_p máximo. A diferencia de la configuración de velocidad fija, una turbina de velocidad variable mantiene el par prácticamente constante en todo momento ya que los cambios en la velocidad de viento son contrarrestados mediante la variación de velocidad del generador.

Las principales ventajas de los sistemas de velocidad variable son: un incremento en la captura de energía en comparación con los sistemas de velocidad fija, tensión mecánica reducida en la estructura de la turbina y mejoras en la calidad de la energía [Tazil10]. En contraparte, las desventajas que presenta este esquema son: pérdidas en los dispositivos de electrónica de potencia, el sistema se vuelve más complejo, ya que se agregan componentes y esto conlleva un costo de mantenimiento mayor a las turbinas de velocidad fija.

2.4.1. Modelo del generador de inducción doblemente alimentado

El sistema de conversión de energía eólica de velocidad variable mostrado en la Figura 2.8 presenta un generador de inducción en un esquema conocido como doblemente alimentado (DFIG por sus siglas en inglés). Este esquema es similar a un generador de tipo jaula de ardilla, su diferencia radica en que incluye un devanado en el rotor el cual presenta excitación de frecuencia variable. Un generador de inducción doblemente alimentado es básicamente una máquina de inducción de rotor devanado con dispositivos de electrónica de potencia conectados a su devanado de rotor y el devanado del estator conectado directamente a la red eléctrica. Actualmente para turbinas de velocidad variable se utilizan diferentes tipos de convertidores, como son el esquema de Kramer [Bose06] o los convertidores de frecuencia controlados por PWM. Sin embargo, sin importar el tipo de configuración elegido para los convertidores estos sólo llegarán a manejar alrededor de un 30% [Bianchi04] de la energía total extraída, este valor está directamente relacionado con el rango de variación de

velocidad que será posible obtener en la máquina.

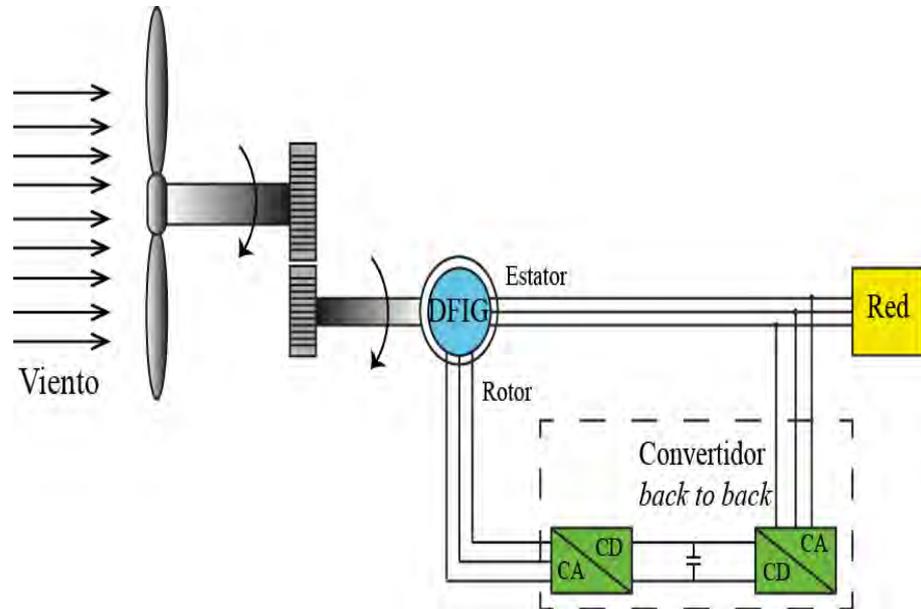


Figura 2.8: Esquema general de una turbina de eje horizontal de velocidad variable con generador doblemente alimentado

Debido a que este tipo de generador es capaz de variar su velocidad, puede operar por encima y por debajo de la velocidad síncrona. Al operar a velocidades superiores a la velocidad síncrona la potencia mecánica es inyectada a la red a través del estator y del rotor, obteniendo con esto una mayor eficiencia y una mayor potencia eléctrica que un generador de jaula de ardilla. Por otro lado, cuando el generador opera a velocidades por debajo de la velocidad síncrona, sólo el estator está generando energía y parte de ésta es inyectada hacia el rotor.

Un generador DFIG presenta múltiples ventajas sobre un generador de inducción jaula de ardilla. Una de las más importantes, es la capacidad de controlar la potencia reactiva, ya que el devanado del rotor de la máquina es directamente controlado por un convertidor de potencia, dándole la capacidad de consumir o generar potencia reactiva, obteniendo una mejora en la calidad de la energía [Keyhani11].

En general, los controladores se diseñan en el marco de referencia $dq0$ ya que en este marco los valores de las señales obtenidas son constantes en régimen permanente y esto

hace que sea más sencillo que trabajar con señales sinusoidales en el marco abc . Debido a esto se selecciona el modelo dinámico de la máquina de inducción doblemente alimentada también en el marco $dq0$ reportado en [Beltran12], este modelo se muestra en (2.27).

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd} \\ \phi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \\ T_{em} = pM (I_{rd} I_{sq} - I_{rq} I_{sd}) \end{array} \right. \quad (2.27)$$

donde V representa voltaje, I es la corriente, ϕ describe el flujo magnético, ω_s es la velocidad síncrona, ω_r es la velocidad angular del rotor, R y L son la resistencia y la inductancia asociadas a los devanados, M es la inductancia mutua, T_{em} es el par electromagnético de la máquina, p es el número de pares de polos y los subíndices s, r representan si el valor está referido al estator o al rotor respectivamente.

Con el fin de trabajar con un modelo simplificado, es posible hacer una reducción del sistema (2.27) bajo la consideración de que el eje q está alineado con el voltaje de estator y la resistencia de estator es despreciable, esto genera los siguientes cambios en los flujos y voltajes:

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{sd} = \phi_s \quad V_{sd} = 0 \\ \phi_{sq} = 0 \quad V_{sq} = V_s = \omega_s \phi_s \end{array} \right. \quad (2.28)$$

Considerando las ecuaciones de flujo magnético del sistema completo mostrado en (2.27) se obtiene la corriente I_{rd} :

$$I_{rd} = \frac{\phi_{rd} - M I_{sd}}{L_r} \quad (2.29)$$

Posteriormente se obtiene la dinámica de esta misma corriente:

$$\dot{I}_{rd} = \frac{\dot{\phi}_{rd} - M \dot{I}_{sd}}{L_r} \quad (2.30)$$

Sustituyendo $\dot{\phi}_{rd}$:

$$\dot{I}_{rd} = \left(\frac{1}{L_r} \right) \left(V_{rd} - R_r I_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} - M \dot{I}_{sd} \right) \quad (2.31)$$

Sustituyendo ϕ_{rq} :

$$\dot{I}_{rd} = \left(\frac{1}{L_r} \right) \left(V_{rd} - R_r I_{rd} + (\omega_s - \omega_r) (L_r I_{rq} + M I_{sq}) - M \dot{I}_{sd} \right) \quad (2.32)$$

Sustituyendo \dot{I}_{sd} e I_{sq} en base a (2.27) y (2.28):

$$\dot{I}_{rd} = \left(\frac{1}{L_r} \right) \left(V_{rd} - R_r I_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \left(L_r I_{rq} + M \left(-\frac{M I_{rq}}{L_s} \right) \right) - M \left(\frac{\dot{\phi}_{sd} - M \dot{I}_{rd}}{L_s} \right) \right) \quad (2.33)$$

Realizando el desarrollo algebraico de la ecuación anterior:

$$\dot{I}_{rd} = \left(\frac{1}{L_r} \right) \left(V_{rd} - R_r I_{rd} + (\omega_s - \omega_r) I_{rq} L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \right) - \frac{M \dot{\phi}_{sd}}{L_s} + \frac{M^2 \dot{I}_{rd}}{L_s} \right) \quad (2.34)$$

Despejando \dot{I}_{rd} y haciendo el cambio de variable $\sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \right)$:

$$\dot{I}_{rd} = \left(\frac{1}{\sigma L_r} \right) \left(V_{rd} - R_r I_{rd} + (\omega_s - \omega_r) I_{rq} L_r \sigma - \frac{M \dot{\phi}_{sd}}{L_s} \right) \quad (2.35)$$

Por último, se multiplica el término que contiene la diferencia de velocidades $\omega_s - \omega_r$ por el factor $\frac{\omega_s}{\omega_s}$ para que la ecuación (2.35) quede descrita en términos del deslizamiento como se muestra en (2.36).

$$\dot{I}_{rd} = \left(\frac{1}{\sigma L_r} \right) \left(V_{rd} - R_r I_{rd} + s \omega_s I_{rq} L_r \sigma - \frac{M \dot{\phi}_{sd}}{L_s} \right) \quad (2.36)$$

Del mismo modo que se utilizaron las consideraciones mostradas en (2.28) para obtener (2.36), se pueden encontrar las ecuaciones para la corriente I_{rq} y el par T_{em} quedando así un sistema de 3 ecuaciones como se muestra en (2.37).

$$\begin{cases} \frac{dI_{rd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_r} \left(V_{rd} - R_r I_{rd} + s\omega_s \sigma L_r I_{rq} - \frac{M}{L_s} \frac{d\phi_{sd}}{dt} \right) \\ \frac{dI_{rq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_r} \left(V_{rq} - R_r I_{rq} + s\omega_s \sigma L_r I_{rd} - s\omega_s \frac{M}{L_s} \phi_{sd} \right) \\ T_{em} = -p \frac{M}{L_s} \phi_{sd} I_{rq} \end{cases} \quad (2.37)$$

donde $\sigma = 1 - M^2/L_s L_r$ es el coeficiente de fuga (*leakage coefficient*).

2.5. Convertidor *back-to-back*

El convertidor *back-to-back* es un esquema de conversión AC-DC-AC usado típicamente en conjunto con la máquina de inducción doblemente alimentada (DFIG) para sistemas de velocidad variable. Este tipo de convertidor tiene la característica de que la potencia puede fluir en ambas direcciones, del generador a la red y de la red al generador.

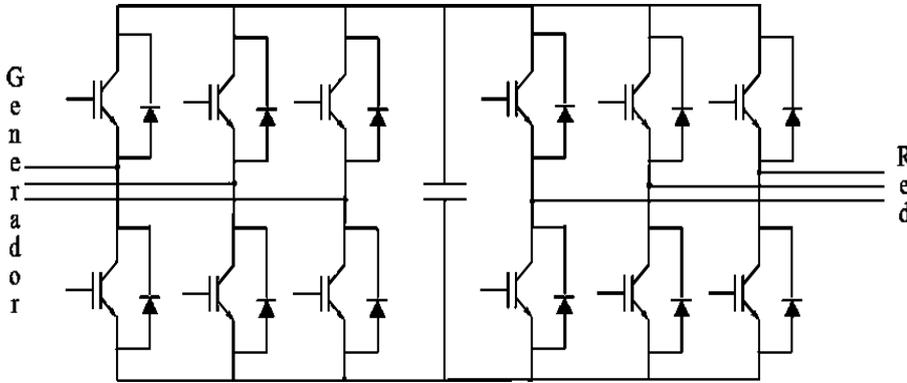


Figura 2.9: Esquema general del convertidor *back-to-back*

La Figura 2.9 presenta un esquema general de la topología *back to back*. Este tipo de convertidor está formado por un rectificador trifásico controlado, un capacitor de acoplamiento (DC Link) y un inversor trifásico. El capacitor se encarga del desacoplamiento del control de ambos convertidores, lo que permite el diseño por separado de cada uno de

ellos sin afectar su desempeño, esto debido a que al diseñar cada esquema de control se utiliza un valor constante de CD para representar el voltaje del capacitor y al acoplar ambos convertidores este voltaje se mantiene constante y puede existir un flujo de potencia en ambas direcciones. El convertidor del lado de la red se encarga de controlar el flujo de potencia hacia la red para mantener el voltaje del capacitor constante, mientras que el convertidor del lado del rotor se encarga de controlar la potencia del estator y la velocidad de la máquina [Ackermann05].

2.5.1. Rectificador controlado

Un rectificador o convertidor CA/CD es un dispositivo eléctrico capaz de convertir corriente alterna (CA) en corriente directa (CD). A este proceso de conversión se le conoce como rectificación. Existen diferentes configuraciones de rectificadores, como son de media onda, de onda completa, en estrella, en puente, entre otras [Rashid95]. Aunque los principios de funcionamiento son similares, los rectificadores monofásicos son usados por lo general para aplicaciones de baja potencia como son equipos de uso doméstico, mientras que los rectificadores trifásicos son utilizados comúnmente en aplicaciones industriales ya que presentan un rizado menor y son capaces de operar con potencias mayores que un esquema monofásico. En el caso de los sistemas eólicos, los convertidores utilizados son trifásicos ya que el generador de inducción es trifásico.

Un rectificador trifásico de onda completa en configuración puente está compuesto por tres ramas, en cada una de ellas se encuentran un par de dispositivos semiconductores (diodos, tiristores, transistores) como se muestra en la Figura 2.10. El circuito es alimentado por una entrada trifásica de voltaje y para fines de análisis se considera que $L_s = 0$ y se sustituye la carga por una fuente de corriente directa constante I_d [Mohan03].

Tomando en cuenta las consideraciones anteriores el rectificador mostrado en la Figura 2.10 es transformado en el de la Figura 2.11. La corriente fluye a través de un par de diodos a la vez en cada instante de tiempo, uno de la parte superior y una de la parte inferior. El orden de activación que seguirán depende de los potenciales entre sus terminales, es decir, los diodos superiores se activarán cuando en su terminal de ánodo exista el potencial más elevado, mientras que los diodos inferiores se activarán cuando en su terminal de cátodo

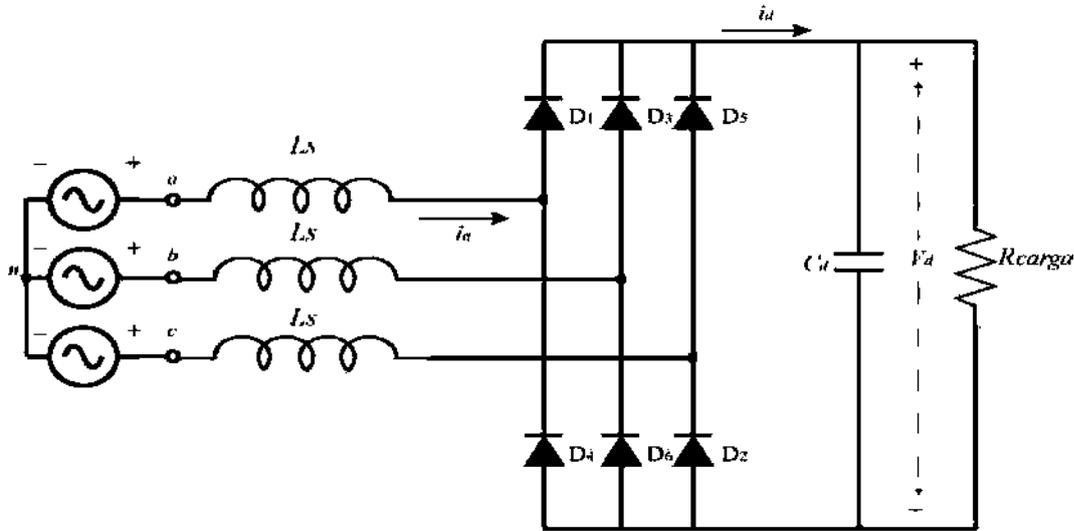


Figura 2.10: Esquema general del rectificador trifásico no controlado

exista el potencial más bajo de las tres fases que alimentan el rectificador.

Las formas de onda de voltaje se muestran en la Figura 2.12, donde V_{Pn} es el voltaje en el punto P con respecto al voltaje de CA en el punto neutro n , V_{Nn} es el voltaje en la terminal N . Estos voltajes se obtienen a partir de los voltajes de entrada V_{an} , V_{bn} , V_{cn} . Para obtener el voltaje de salida, se aplica la Ley de Voltajes de Kirchhoff al circuito de la Figura 2.11, obteniendo la siguiente ecuación:

$$V_d = V_{Pn} - V_{Nn} \quad (2.38)$$

La forma de onda de V_d consiste de 6 segmentos por ciclo de la frecuencia de alimentación, debido a esto este rectificador también es conocido como rectificador de seis pulsos [Mohan03]. Cada segmento pertenece a una de las seis combinaciones posibles de voltaje de línea a línea V_{ab} , V_{ac} , V_{ba} , V_{bc} , V_{ca} y V_{cb} . La conmutación de un diodo al siguiente es instantánea bajo la consideración de $L_s = 0$, por lo que cada diodo conduce exactamente 120° de fase con la secuencia mostrada en la Figura 2.12.

Para obtener el valor promedio de la salida de voltaje de CD, se considera uno de los seis segmentos de la señal V_d y se obtiene su promedio en un intervalo de 60° ó $\frac{\pi}{3}$

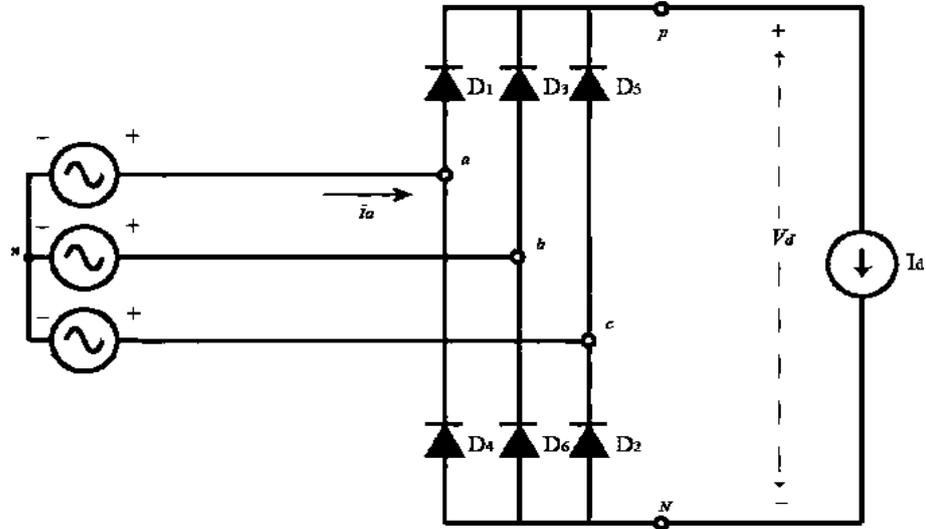


Figura 2.11: Rectificador trifásico no controlado con fuente de corriente directa constante

radianes.

$$V_d = V_{ab} = \sqrt{2}V_{LL}\cos\omega t \quad (2.39)$$

donde V_{LL} es el valor RMS del voltaje línea a línea y $-\frac{1}{6}\pi < \omega t < \frac{1}{6}\pi$. El área en volts-segundo A se obtiene mediante la integración del segmento V_{ab} :

$$A = \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{2}V_{LL}\cos\omega t \, d(\omega t) = \sqrt{2}V_{LL} \quad (2.40)$$

por último, se divide A entre el intervalo seleccionado $\frac{\pi}{3}$:

$$V_{do} = \frac{\sqrt{2}V_{LL}}{\pi/3} = \frac{3}{\pi}\sqrt{2}V_{LL} = 1.35V_{LL} \quad (2.41)$$

Si en lugar de diodos se utilizan tiristores como los IGBT's, se dice que el dispositivo es un rectificador controlado. Al incluir la capacidad de activar los tiristores en instantes determinados mediante su ángulo de disparo α es posible controlar el nivel de voltaje de salida de CD.

La expresión para el voltaje promedio de CD se obtiene incluyendo el área en volts-segundo A_α la cual genera una reducción en el voltaje de salida como se muestra en

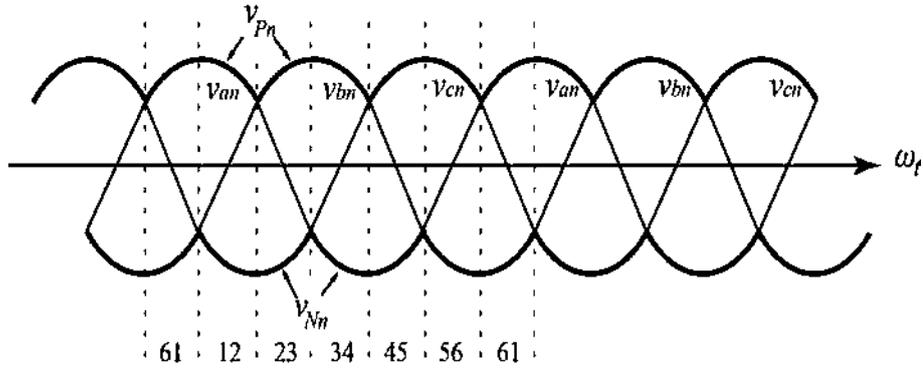


Figura 2.12: Secuencia de conmutación de los diodos del rectificador

(2.42)

$$V_{d\alpha} = V_{do} - \frac{A_\alpha}{\pi/3} \quad (2.42)$$

En la Figura 2.13, el área A_α es la integral de $V_{an} - V_{cn}$, también se puede apreciar el origen $\omega t = 0$.

$$V_{an} - V_{cn} = \sqrt{2}V_{LL}\sin\omega t \quad (2.43)$$

Por lo tanto, la integral de 2.43 es:

$$A_\alpha = \int_0^\alpha \sqrt{2}V_{LL}\sin\omega t \, d(\omega t) = \sqrt{2}V_{LL}(1 - \cos\alpha) \quad (2.44)$$

Sustituyendo (2.44) y (2.41) en (2.42) se obtiene el valor promedio de salida $V_{d\alpha}$:

$$V_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi}V_{LL} - \frac{\sqrt{2}V_{LL}(1 - \cos\alpha)}{\pi/3} = \frac{3\sqrt{2}V_{LL}\cos\alpha}{\pi} = V_{do}\cos\alpha \quad (2.45)$$

donde se observa que el ángulo de disparo modifica el valor del voltaje de salida de CD.

2.5.2. Inversor

Un inversor es un dispositivo capaz de convertir un voltaje de entrada de CD en un voltaje simétrico de salida en CA, con magnitud y frecuencia fija o variable. Si se modifica

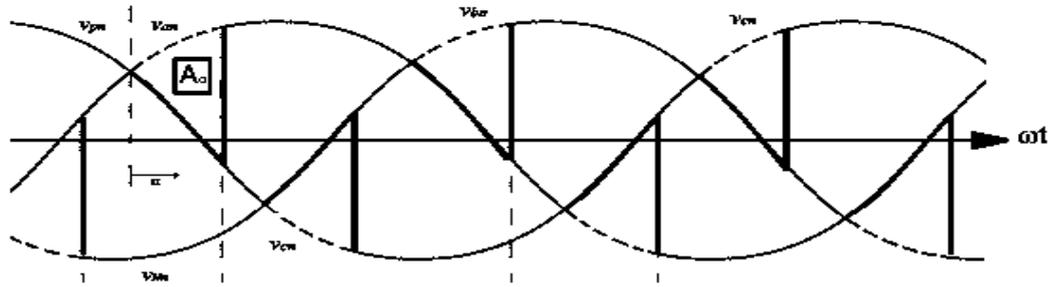


Figura 2.13: Voltaje del rectificador trifásico controlado

el voltaje de entrada de CD y la ganancia propia del inversor se mantiene en un valor fijo es posible obtener un voltaje variable a la salida. Un caso diferente se presenta cuando el voltaje de entrada es fijo y no controlable. Es posible obtener un voltaje variable a la salida mediante un control por modulación de ancho de pulso (PWM) dentro del inversor.

Los inversores se pueden clasificar en dos grupos principales: inversores monofásicos y trifásicos [Rashid95]. Cada esquema puede utilizar dispositivos con activación y desactivación controlada (BJT, MOSFET, IGBT) o tiristores de conmutación forzada según la aplicación. Para la generación de los pulsos de disparo de los dispositivos de conmutación por lo general se utilizan señales de control PWM.

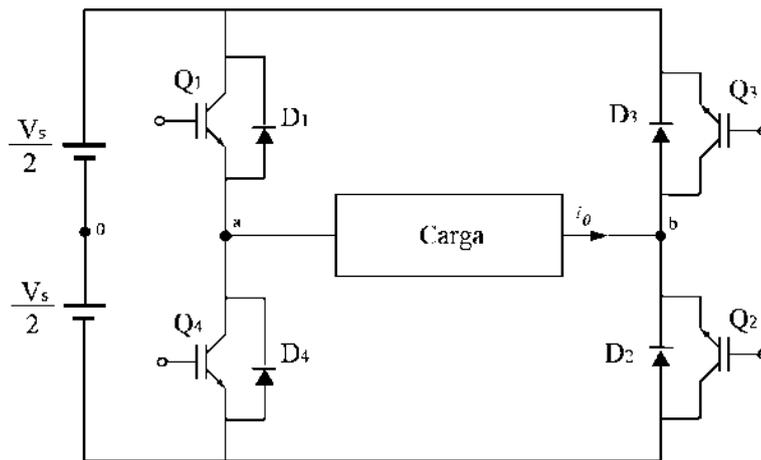


Figura 2.14: Inversor monofásico en configuración puente

Por simplicidad para el análisis del principio de funcionamiento de un inversor se considera un inversor monofásico en configuración puente como se muestra en la Figura 2.14. Este esquema está formado por cuatro dispositivos de conmutación y 4 diodos. Cuando los transistores Q_1 y Q_2 se activan y entran en conducción, el voltaje de entrada V_s es suministrado a la carga. Cuando se activa la siguiente combinación de transistores Q_3 y Q_4 el voltaje a través de la carga es inverso y toma el valor $-V_s$. Por último, el voltaje RMS de salida se puede obtener mediante la siguiente ecuación:

$$V_o = \left(\frac{2}{T_o} \int_0^{\frac{T_o}{2}} V_s^2 dt \right)^{1/2} = V_s \quad (2.46)$$

Los diodos 1 y 2 son llamados diodos de retroalimentación ya que cuando conducen la energía es retroalimentada a la fuente de CD.

Los inversores trifásicos se utilizan comúnmente en aplicaciones de alta potencia, y se pueden encontrar en diferentes configuraciones. Una de estas configuraciones se conoce como convertidor de dos niveles, la cual se encuentra formada por tres inversores monofásicos en paralelo como se muestra en la Figura 2.15. Esta configuración es llamada de dos niveles debido a que cada una de sus terminales de CA puede asumir valores de $+V_{CD}$ y $-V_{CD}$.

Con la finalidad de simplificar el modelado del inversor de dos niveles es posible trabajar con variantes del modelo conocidas como modelos promediados [Yazdani10]. Estos consisten básicamente en la sustitución de los dispositivos de conmutación por fuentes controladas de voltaje descritas por:

$$V_{ti}(t) = \frac{V_{CD}}{2} m_i(t) ; \quad i = a, b, c \quad (2.47)$$

Para acoplar el modelo promediado del inversor a la red se utiliza un filtro intermedio tipo RL . Se selecciona este debido a que es el esquema más simple, sin embargo, esta elección no es restrictiva por lo que bien podría considerarse un filtrado LC o LCL . La Figura 2.16 presenta el circuito del inversor trifásico promediado conectado a la red eléctrica a través del filtro RL . De este circuito es posible obtener las ecuaciones que modelan el sistema mediante la aplicación de leyes de voltaje de Kirchhoff como:

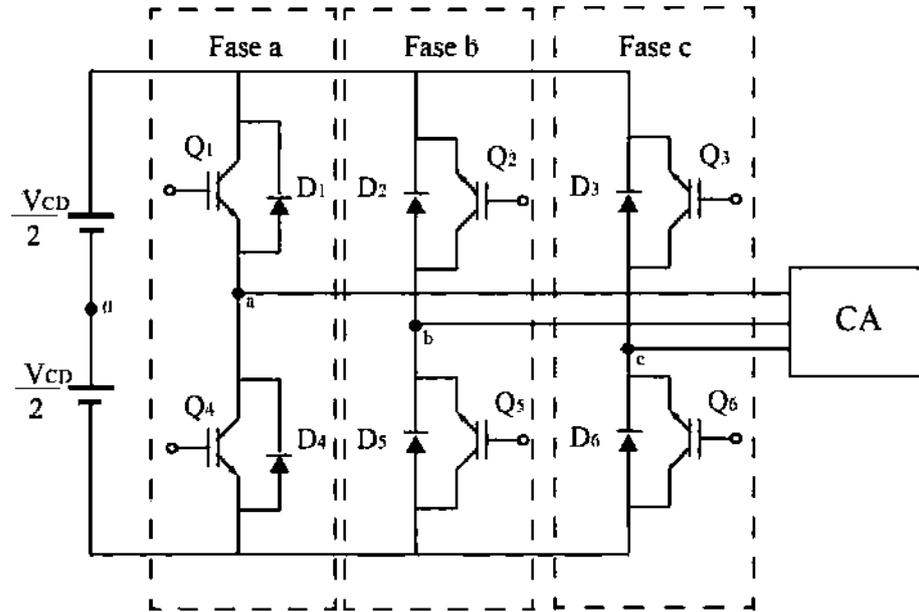


Figura 2.15: Inversor trifásico de dos niveles

$$e_{abc} = Ri_{abc} + L \frac{di_{abc}}{dt} - V_{abc} \quad (2.48)$$

donde R y L son los valores de resistencia e inductancia del filtro respectivamente, i_{abc} es la corriente asociada a cada fase y V_{abc} es el voltaje de la red. Este modelo promediado del convertidor esta sujeto a condiciones similares a las de un modelo normal como son voltajes, corrientes y frecuencias. Debido a que el modelo de la máquina de inducción se encuentra en el marco de referencia $dq0$, el modelo promediado del inversor también se utilizará en el mismo marco, por lo tanto, al aplicar la transformación de Park [Krause02] a la ecuación (2.48) se transforma en:

$$e_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega_s Li_q + V_d \quad (2.49)$$

$$e_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_s Li_d + V_q \quad (2.50)$$

donde e_d y e_q son las componentes del eje-d y el eje-q de los voltajes e_{abc} , V_d , V_q son las componentes del eje-d y el eje-q de los voltajes de V_{abc} y ω_s es la frecuencia angular de la red.

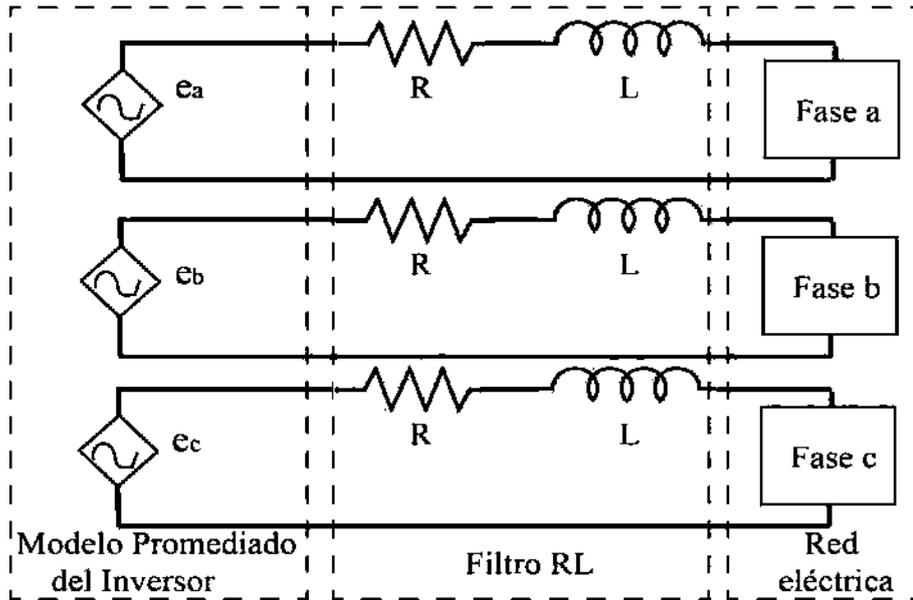


Figura 2.16: Inversor trifásico con etapa de filtrado acoplado a la red eléctrica

2.6. Conclusiones

Este capítulo se enfocó en el desarrollo de los modelos necesarios para el diseño de controladores y se hizo una revisión de la teoría asociada con cada parte del sistema. Se obtuvo un modelo simplificado de la parte mecánica de la turbina de viento tomando en cuenta las variables más importantes para el desarrollo de controladores como son la velocidad del rotor de la turbina, la velocidad del rotor del generador, la velocidad punta (TSR) y el par aerodinámico. Posteriormente se detallaron los modelos que describen la parte eléctrica del sistema formado por el generador de inducción, así como el modelo de los convertidores de potencia elegidos.

Capítulo 3

Propuesta de diseño de controladores para la turbina de viento

3.1. Introducción

En este capítulo se presenta la teoría asociada a los controladores difusos y de modos deslizantes. Se muestra el diseño del controlador difuso de regulación de potencia propuesto, así como de los controladores de modos deslizantes para el convertidor *back to back*.

3.2. Objetivos de control

Los sistemas eólicos de conversión de energía son sistemas complejos que involucran la integración de diversos subsistemas, sean estos aerodinámicos, mecánicos y eléctricos. Para lograr un funcionamiento adecuado y eficiente de todos estos subsistemas es necesario la generación de esquemas de control que permitan regular las diversas variables involucradas en valores adecuados dependiendo de cada tipo de sistema, como puede ser de velocidad fija o variable. En los primeros sistemas eólicos los principales objetivos de control se enfocaban

en la limitación de velocidad y potencia de la turbina bajo ciertos valores para prevenir condiciones de operación inseguras que pudieran desembocar en daños de la turbina. La evolución de las tecnologías de turbinas de viento permitió un aumento en tamaño y potencia, lo cual generó la necesidad de modificar las especificaciones de control y la creación de sistemas más complejos y sofisticados en los cuales ya no sólo se busca la limitación de ciertas variables sino que se persiguen objetivos como mejoras en la eficiencia y calidad de la conversión de energía [Bianchi04].

En los sistemas eólicos de conversión de energía de la actualidad se persiguen tres objetivos principales [Akhmatov02], estos son:

- Extracción de energía: La extracción máxima de energía posible, manteniendo la operación del sistema dentro de rangos seguros de velocidad, potencia, etc.
- Reducción de cargas mecánicas: La prevención de cargas mecánicas excesivas en la estructura física de la turbina y sus componentes. Este objetivo engloba fenómenos particulares como las cargas transitorias, cargas de alta frecuencia y la resonancia.
- Calidad de la energía: La energía generada a partir de sistemas eólicos debe cumplir con estándares de interconexión a la red eléctrica.

Para cumplir estos objetivos de control se han utilizado diversas técnicas de control tanto clásicas como modernas, abarcando desde los controladores de tipo Proporcional-Integral [Sinha15]-[Hwas12] hasta técnicas modernas como el control con modos deslizantes [Jeong08]-[Evangelista13], control con lógica difusa [Macedo12] y redes neuronales entre otras. En [Alexandridis12] se reporta el diseño y aplicación de controladores PI mediante conceptos de pasividad para el control de un convertidor tipo AC/DC logrando regular de forma satisfactoria el intercambio de potencia entre el convertidor y la red. También se han realizado combinaciones de diversas técnicas para satisfacer las necesidades de control en sistemas eólicos, en [Casella14] se presenta un controlador neuro-difuso adaptable para el control independiente de potencia activa y reactiva en una turbina con generador DFIG obteniendo buenos resultados incluso bajo condiciones de perturbación en la red. Entre estas técnicas de control, los controladores difusos presentan características atractivas en

comparación con los controladores clásicos tipo PI, ya que estos son más adecuados para tratar con sistemas no lineales, además de que no requieren de un modelo matemático para ser diseñados como en el caso de los controladores PI. Los controladores tipo PI pueden tener buenos resultados para tratar con sistemas no lineales, como es el caso de la turbina de viento, cuando se utilizan en conjunto con otras técnicas como el control adaptable [Scherillo12].

Otra de las técnicas de control moderna que pueden ser aplicadas al sistema son los modos deslizantes. Los controladores de modos deslizantes son una gran alternativa para lidiar con sistemas como las turbinas de viento debido a que presentan robustez ante perturbaciones de la red y variaciones paramétricas mientras que los controladores PI tienen un mal desempeño bajo este tipo de condiciones. Debido a las características mencionadas en la presente tesis se utilizan las técnicas de control difuso y de modos deslizantes para cumplir con los objetivos de extracción y calidad de la energía; sin embargo, la reducción de cargas no es analizada.

3.3. Regiones de operación de la turbina de viento

Para lograr una operación eficiente de una turbina de viento de velocidad variable en conjunto con su esquema de control se analiza mediante regiones de operación. Comúnmente se manejan 3 regiones principales como se muestra en la Figura 3.1 donde $v_{cut-off}$ representa la velocidad máxima soportada para la turbina, al llegar a esta velocidad la turbina debe apagarse por protección, v_{rated} es la velocidad nominal a la que se extrae la potencia nominal del sistema y v_{cut-in} es la mínima velocidad a la que la turbina empezará a operar. Estas regiones son llamadas región de baja (I), media (II) y alta (III) velocidad respectivamente.

La región (I) se enfoca en la operación a bajas velocidades de viento, debido a esto las tareas de regulación tanto de velocidad como de potencia no son de importancia, además de que en esta región el sistema presenta dinámicas de fase no mínima lo que dificulta la labor de regulación [Senjyu06]. La región (II) tiene como objetivo el control de velocidad para seguir el punto de extracción máxima de energía en todo momento mediante la regulación de la velocidad punta λ manteniéndola en su valor óptimo λ_{opt} . Por último,

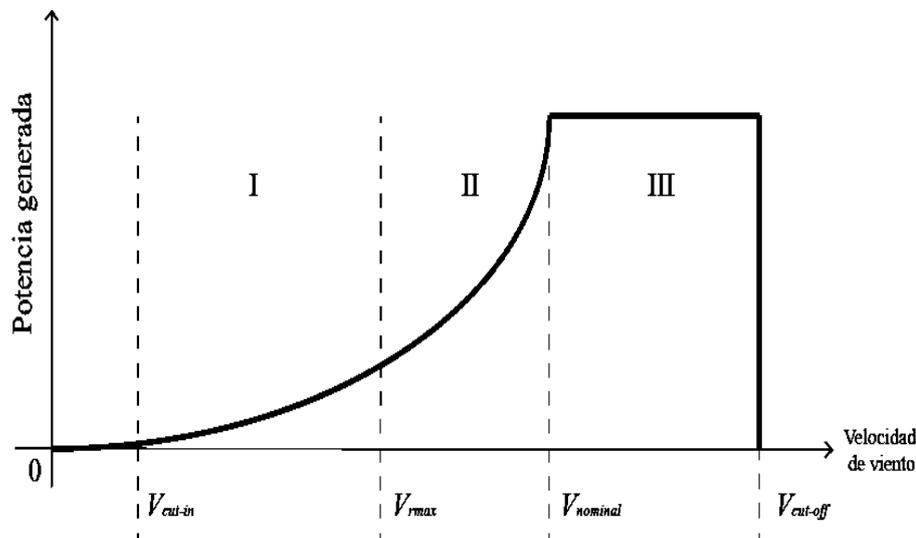


Figura 3.1: Regiones de operación de una turbina de viento

la región (III) tiene como objetivo la regulación de potencia para velocidades de viento elevadas ya que estas pueden causar daños en la turbina.

3.4. Control de regulación de potencia

Las turbinas de viento presentan límites de operación tanto superiores como inferiores respecto a la velocidad del viento incidente sobre la turbina y la potencia generada por esa corriente de viento. Cuando se presentan vientos con velocidades muy elevadas hay un exceso de energía incidente sobre la turbina, lo cual ocasionará que gire a una alta velocidad, esto puede causar una sobrecarga en el generador eléctrico y producir un colapso en la estructura mecánica de la turbina. Para evitar estas situaciones las turbinas de viento cuentan con un esquema de control que se encarga de regular la potencia generada cuando se presentan velocidades de viento elevadas.

Existen básicamente dos métodos de regulación de potencia, estos son el método de *pitch to feather*, también conocido como control de ángulo de paso y el método *pitch to stall* [Santos011]. En esta tesis únicamente se abordará el método de control de ángulo de paso.

3.4.1. Control de ángulo de paso (*Pitch to feather*)

El método *pitch to feather* o control de ángulo de paso consiste básicamente en girar las palas sobre su eje longitudinal conforme la velocidad del viento aumenta. La Figura 3.2 explica este método de control. En la parte superior de esta Figura se pueden apreciar las fuerzas actuando sobre una pala sometida a corrientes de viento V_0 (color gris) y $V_1 > V_0$ (color negro), cuando la velocidad del viento incidente cambia de V_0 a V_1 el ángulo ϕ entre el flujo de viento y el plano del rotor se incrementa. Ante este cambio el esquema de control responde incrementando el ángulo de paso β para disminuir el ángulo de incidencia α , como consecuencia de esto el coeficiente de levantamiento (*lift coefficient*) C_L se reduce mientras que el coeficiente de arrastre (*drag coefficient*) C_D se mantiene en un nivel bajo, cuando la velocidad del viento disminuye β también disminuye. En resumen, el controlador se encarga de ajustar la fuerza de levantamiento (*lift force*) f_L para mantener la fuerza f_r en el rotor en un valor constante dentro de los límites de operación establecidos [Bianchi04]. Otro de los cambios involucrados al modificarse la velocidad se muestra en la fuerza de empuje f_T la cual disminuye conforme la velocidad del viento se incrementa. Esto es una ventaja de este enfoque ya que la fuerza de empuje genera altas cargas aerodinámicas en la estructura de la turbina de viento. Por otro lado, una de las desventajas de este método es que requiere de un gran esfuerzo de control para lograr la regulación de potencia ya que es necesario realizar cambios de ángulo muy grandes en un tiempo corto para compensar las fluctuaciones en los flujos de viento incidentes.

Para el método de control de ángulo de paso son necesarios actuadores capaces de rotar las palas a la posición deseada, para modelar este actuador se utiliza un modelo lineal de primer orden de un servomecanismo descrito por la ecuación diferencial siguiente:

$$\dot{\beta} = -\frac{1}{\tau}\beta + \frac{1}{\tau}\beta_d \quad (3.1)$$

donde β y β_d son el ángulo de paso actual y el ángulo deseado respectivamente. Los valores típicos de variación de ángulo de paso posible en los actuadores electromecánicos de las turbinas de viento son entre 0° y 40° , y presentan una tasa de cambio máxima que se encuentra entre $\pm 10^\circ/\text{s}$; sin embargo, es recomendable no forzar el mecanismo a su velocidad

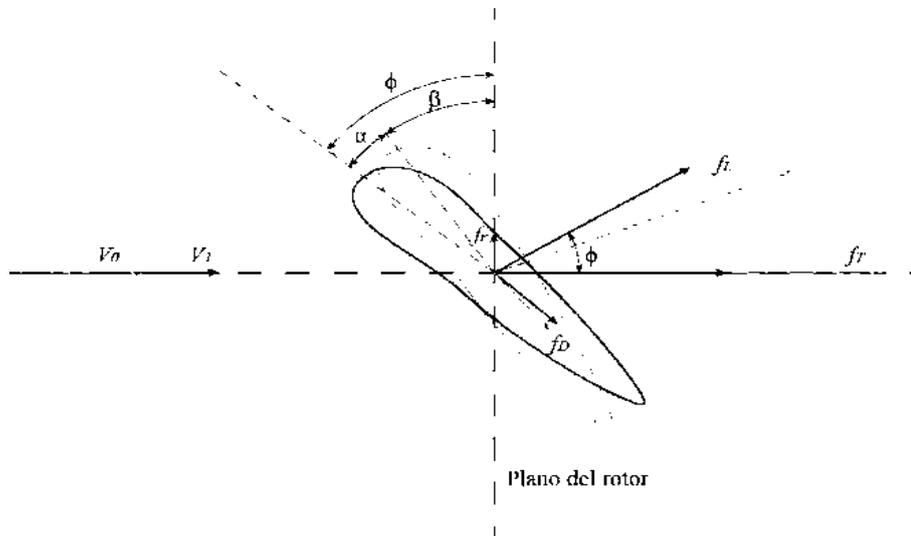


Figura 3.2: Fuerzas actuando sobre la pala en el esquema pitch to feather

de cambio máxima para evitar cargas mecánicas muy fuertes sobre él.

3.4.2. Control con lógica difusa

El control con lógica difusa surge a partir de las investigaciones de Lofti Zadeh y su trabajo sobre conjuntos difusos [Zadeh65]. La principal característica del control difuso es su capacidad de generar valores de salida sin la necesidad de tener entradas precisas definidas mediante un modelo matemático; en lugar de eso, utiliza información heurística la cual muchas veces proviene de un operador que ha realizado el control manual del sistema. Esta técnica de control requiere que el operador transfiera ese conocimiento heurístico mediante la formulación de un conjunto de reglas para controlar el sistema, posteriormente, estas reglas son incluidas en el controlador el cual emulará el proceso de toma de decisión del operador humano. Para lograr esto se utiliza un método conformado por tres etapas principales como se muestra en la Figura 3.3, estas son: la fuzificación de entradas, la segunda etapa es el procesamiento de estas entradas mediante una base de reglas y un mecanismo de inferencia y por último se tiene la etapa de defuzificación que es la encargada de generar las salidas que se aplican al actuador [Pasino98].

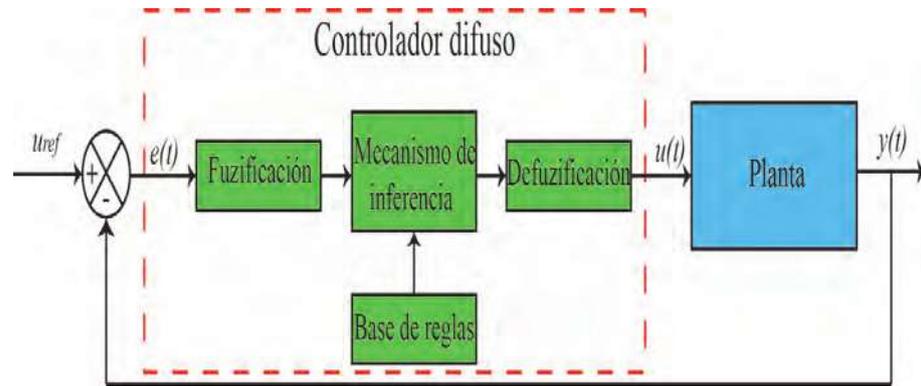


Figura 3.3: Esquema general de un controlador difuso

El diagrama de control difuso general mostrado en la Figura 3.3 muestra un ejemplo de un control que opera en base a la señal de error como entrada, sin embargo esto puede cambiar dependiendo de las necesidades de cada sistema. En las secciones posteriores se explica de forma más detallada cada una de las etapas antes mencionadas.

3.4.3. Fuzificación

El proceso de fuzificación consiste en definir cómo es que el sistema de control transformará entradas numéricas $u_i \in U_i$ en conjuntos difusos para ser procesados por la base de reglas. Si se considera U_i^* como el conjunto de todos los posibles conjuntos difusos que pueden ser definidos en U_i . Dado que $u_i \in U_i$, la fuzificación transforma los valores de u_i en un conjunto difuso A_i^{fuz} definido en el universo de discurso U_i . Esta transformación se da a partir del operador de fuzificación F definido de la siguiente forma:

$$F : U_i \rightarrow U_i^* \quad (3.2)$$

donde:

$$F(u_i) = A_i^{fuz} \quad (3.3)$$

Existen diferentes formas de fuzificación tales como: las funciones de membresía triangulares, trapezoidales o gaussianas como se muestra en la Figura 3.4. Una de las funciones más utilizadas es conocida como fuzificación tipo *singleton* la cual produce un conjunto difuso $A_i^{fuz} \in U_i^*$ mediante una función de membresía con la forma descrita en (3.4).

$$\mu_{A_i^{fuz}}(x) = \begin{cases} 1 & x = u_i \\ 0 & x \neq u_i \end{cases} \quad (3.4)$$

Como se observa en (3.4) este tipo de fuzificación consiste simplemente en hacer una representación difusa del número exacto u_i , por lo que en ambientes libres de ruido se puede asegurar que $A_i^{fuz} = 1$ sólo cuando se tiene el valor exacto de entrada en u_i . Este tipo de fuzificación es muy común debido a que presenta un bajo esfuerzo computacional en comparación a otros métodos, sin embargo, también son muy utilizadas las funciones de tipo triangular y trapezoidal [Pasino98].

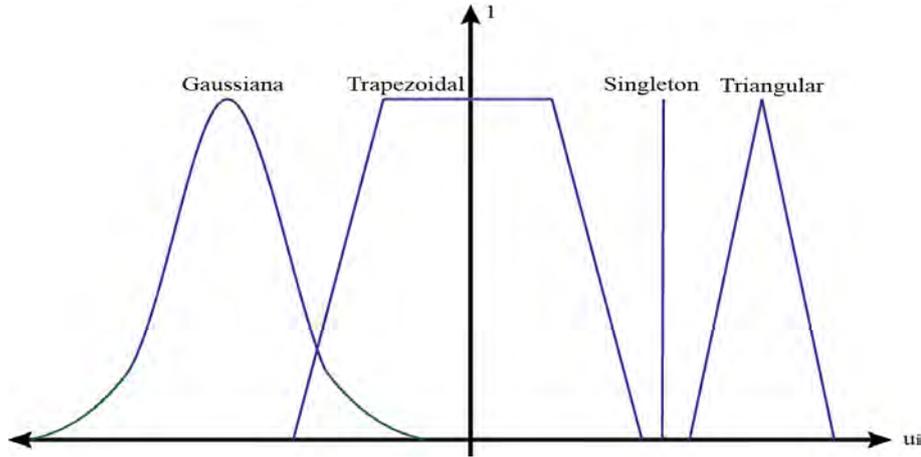


Figura 3.4: Diferentes funciones de membresía para la fuzificación

3.4.4. Mecanismo de inferencia

El mecanismo de inferencia tiene dos objetivos, el primero es determinar que reglas deben ser activadas para cada situación definida por las entradas u_i . Para esto, suponga que en cierto instante de tiempo se tienen entradas u_i , $i = 1, 2, \dots, n$ que al ser fuzificadas producen conjuntos difusos \hat{A}_1^{fuz} , \hat{A}_2^{fuz} , \dots , \hat{A}_n^{fuz} y que A_1^j , A_2^k , \dots , A_n^l son los conjuntos difusos que representan las premisas de cada regla. Ahora es necesario encontrar conjuntos difusos \hat{A}_1^j , \hat{A}_2^k , \dots , \hat{A}_n^l con funciones de membresía:

$$\begin{aligned}
\mu_{\hat{A}_1^j}(u_1) &= \mu_{A_1^j}(u_1) * \mu_{\hat{A}_1} fuz(u_1) \\
\mu_{\hat{A}_2^k}(u_2) &= \mu_{A_2^k}(u_2) * \mu_{\hat{A}_2} fuz(u_2) \\
&\vdots \\
\mu_{\hat{A}_n^l}(u_n) &= \mu_{A_n^l}(u_n) * \mu_{\hat{A}_n} fuz(u_n)
\end{aligned} \tag{3.5}$$

para todo (j, k, \dots, l) que combinen los conjuntos difusos de entrada resultado de la fuzificación con los conjuntos difusos insertados en las premisas de la base de reglas. Si se utiliza una fuzificación tipo *singleton* se tiene $\mu_{\hat{A}_i^{fuz}}(u_i) = 1$ para todo $i = 1, 2, \dots, n$ para cada entrada u_i , así:

$$\begin{aligned}
\mu_{\hat{A}_1^j}(u_1) &= \mu_{A_1^j}(u_1) \\
\mu_{\hat{A}_2^k}(u_2) &= \mu_{A_2^k}(u_2) \\
&\vdots \\
\mu_{\hat{A}_n^l}(u_n) &= \mu_{A_n^l}(u_n)
\end{aligned} \tag{3.6}$$

Al utilizar una fuzificación de tipo *singleton* la combinación de los conjuntos difusos de entrada con las funciones de membresía de la base de reglas se vuelve una tarea muy simple ya que reduce el proceso al cálculo del grado de pertenencia de los conjuntos difusos de entrada para cada una de las entradas u_1, u_2, \dots, u_n . El siguiente paso es determinar que reglas están activas, para esto es necesario la obtención del grado de pertenencia $\mu_i(u_1, u_2, \dots, u_n)$ para la i -ésima premisa de cada regla lo cual representa el nivel de certeza que se tiene sobre cada premisa para las entradas dadas. Definiendo una función de las entradas de la siguiente manera:

$$\mu_i(u_1, u_2, \dots, u_n) = \mu_{\hat{A}_1^j}(u_1) * \mu_{\hat{A}_2^k}(u_2) * \dots * \mu_{\hat{A}_n^l}(u_n) \tag{3.7}$$

donde $\mu_i(u_1, u_2, \dots, u_n)$ representa el nivel de certeza de cada premisa de la i -ésima regla con respecto a las entradas del sistema. Si se considera una fuzificación tipo *singleton*, la ecuación (3.7) se transforma en:

$$\mu_i(u_1, u_2, \dots, u_n) = \mu_{A_1^j}(u_1) * \mu_{A_2^k}(u_2) * \dots * \mu_{A_n^l}(u_n) \tag{3.8}$$

El segundo objetivo del mecanismo de inferencia es obtener conclusiones usando los datos de entrada u_i y la información de la base de reglas. Para esto, es necesario calcular el conjunto difuso implicado \hat{B}_q^i para la i -ésima regla, el cual tiene una función de membresía como la mostrada en (3.9).

$$\mu_{\hat{B}_q^i}(y_q) = \mu_i(u_1, u_2, \dots, u_n) * \mu_{B_q^p}(y_q) \quad (3.9)$$

El conjunto difuso \hat{B}_q^i determina el nivel de certeza que se tiene acerca de la forma que deberá tomar la salida y_q dentro del universo de discurso, considerando únicamente la regla i . Esta forma de la salida variará acorde a $\mu_i(u_1, u_2, \dots, u_n)$ ya que este varía con el tiempo.

3.4.5. Defuzificación

El proceso de defuzificación consiste en la transformación de variables lingüísticas a numéricas para generar una señal de control de salida y_q^{crisp} que pueda ser aplicada a los actuadores. Existen diferentes métodos de defuzificación [Leekwijck99], dos de los más conocidos son el método del centro de gravedad o centroide y el método del centro promediado.

En el método del centro de gravedad o centroide, la salida de control y_q^{crisp} es elegida mediante el uso de las áreas y los centros de área de cada uno de los conjuntos difusos activos de la siguiente forma:

$$y_q^{crisp} = \frac{\sum_{i=1}^R b_i^q \int y_q \mu_{\hat{B}_q^i} dy_q}{\sum_{i=1}^R \int y_q \mu_{\hat{B}_q^i} dy_q} \quad (3.10)$$

donde R es el número de reglas, b_i^q es el centro del área de las funciones de membresía asociadas a los conjuntos difusos \hat{B}_q^i para la i -ésima regla. El método del centroide requiere que se cumpla la siguiente condición para todo u_i :

$$\int y_q \mu_{\hat{B}_q^i} dy_q \neq 0 \quad (3.11)$$

Si no se cumple con (3.11) no se podrá definir una salida de control y_q^{crisp} . El valor de (3.11) será diferente de cero siempre que exista al menos una regla activa para cada posible combinación de entradas difusas lo que provocará que el área bajo la curva sea diferente de cero.

En el caso del método del centro promediado (*center-average*), la salida y_q^{crisp} es calculada mediante los centros de cada función de membresía de salida y el valor máximo de pertenencia de cada uno de los conjuntos difusos implicados, esto es representado por:

$$y_q^{crisp} = \frac{\sum_{i=1}^R b_i^q \sup_{y_q} [\mu_{\hat{B}_q^i}(y_q)]}{\sum_{i=1}^R \sup_{y_q} [\mu_{\hat{B}_q^i}(y_q)]} \quad (3.12)$$

donde *sup* representa el supremo (cota superior de un conjunto la cual comunmente es el valor maximo de ese conjunto), b_q^i es el centro del area de cada funcion de membresia asociada con los conjuntos difusos implicados \hat{B}_q^i . Es necesario notar que en la defuzificación por centro promediado se debe cumplir que:

$$\sum_{i=1}^R \sup_{y_q} [\mu_{\hat{B}_q^i}(y_q)] \neq 0 ; \quad \text{para todo } u_i \quad (3.13)$$

3.4.6. Diseño del control difuso de ángulo de paso

Existen diferentes esquemas para la regulación de potencia en turbinas de viento, en la presente tesis se eligió la técnica de control de ángulo de paso mostrada en la sección 3.4.1. Para el diseño de este controlador se utiliza la librería Fuzzy Logic Toolbox, disponible en Matlab. Las funciones de membresía y la base de reglas son creadas de acuerdo a resultados obtenidos de simulaciones del sistema en lazo abierto sin ningún tipo de control (esto debido a que no se contaba con un experto capaz de describir el funcionamiento de la turbina y la forma de regular la potencia mediante la modificación del ángulo de paso), tomando en cuenta características del mismo, como son la potencia generada, la velocidad del viento, entre otras.

El sistema de control es diseñado con dos entradas y una salida, estas corresponden a la velocidad del viento, el error de potencia ($(P_{ref} - P_{real})/P_{nom}$) y el ángulo de paso respectivamente, para los tres casos las funciones de membresía utilizadas son del tipo

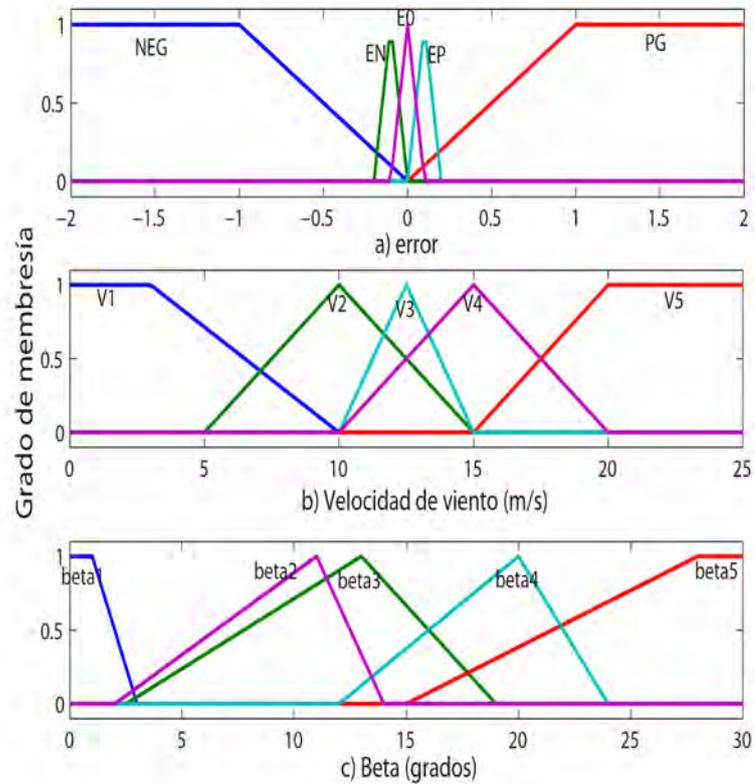


Figura 3.5: Funciones de membresía elegidas para el control de ángulo de paso

triangular y trapezoidal, debido a que representan de forma suficiente las características de estas señales sin ser demasiado complejas para su implementación, y su universo de discurso se definió basado en resultados obtenidos de simulaciones del sistema en lazo abierto. Para estas simulaciones se considera una entrada de tipo rampa que varía desde 1 m/s hasta 25 m/s y una turbina de 1.5 MW con velocidad nominal de 13.5 m/s. Se observó el comportamiento de la potencia a la salida del sistema teniendo estas variaciones por encima de los 1.5MW para velocidades de viento superiores a la velocidad nominal mientras que por debajo de esta velocidad la potencia es inferior. Esto concuerda con lo que se observa en la Figura 2.3 donde el coeficiente de potencia C_p varía dependiendo del ángulo de paso, ya que este valor afecta directamente al par aerodinámico se concluye que a mayor ángulo

de paso menor coeficiente de potencia, lo que producirá una menor potencia de salida. Los métodos de implicación y agregación elegidos son mínimo y máximo respectivamente, por último, la defuzificación se realiza mediante el método del centroide.

Para definir el rango de las funciones de membresía asociadas al error y a la velocidad de viento se eligió una configuración simétrica. Para la función del error de potencia se toma como centro el valor de cero y en las vecindades de este punto se colocan las funciones que describen los errores pequeños (positivo y negativo) mientras que para las funciones que describen errores grandes se usaron funciones trapezoidales que tienen mayor peso para errores superiores a 0.5 . Para la entrada de velocidad de viento, las funciones se colocan de forma simétrica alrededor de la velocidad nominal de la turbina, tomando en cuenta los límites de operación de velocidad mínima y máxima para seleccionar V_1 y V_5 . En el caso de las funciones de membresía asociadas a la salida, la colocación simétrica no tuvo un buen desempeño por lo que las funciones se ajustaron mediante las simulaciones del sistema. La Figura 3.5, muestra estas funciones de membresía de entrada y salida.

La base de reglas se muestra en la Tabla 3.1 se observa que para los valores de errores positivos la salida siempre está asociada a la función de membresía Beta1, esto debido a que un error positivo indica que la potencia está por debajo del valor deseado y la forma de captar mayor energía es reduciendo el ángulo de paso.

Tabla 3.1: Base de reglas del controlador difuso

<i>Error</i> \ <i>Viento</i>	V1	V2	V3	V4	V5
NEG	Beta1	Beta2	Beta4	Beta4	Beta5
EN	Beta1	Beta2	Beta3	Beta4	Beta4
E0	Beta1	Beta1	Beta1	Beta2	Beta3
EP	Beta1	Beta1	Beta1	Beta1	Beta1
PG	Beta1	Beta1	Beta1	Beta1	Beta1

donde:

NEG - Negativo grande	V1 - velocidad muy baja
EN - Negativo pequeño	V2 - velocidad baja
E0 - Error cero	V3 - velocidad nominal
EP - Positivo pequeño	V4 - velocidad alta
PG - Positivo grande	V5 - velocidad muy alta

3.5. Control del convertidor *back to back*

3.5.1. Control con modos deslizantes

El control con modos deslizantes (SMC por sus siglas en inglés) es una técnica de control surgida en la Unión Soviética a finales de la década de 1950 que tiene como principio básico la introducción de una función especial conocida como variable deslizante la cual al llegar a cero se convierte en una superficie deslizante. La idea general de un controlador deslizante se basa en dirigir las trayectorias del sistema hacia la superficie deslizante y posteriormente mantenerlas sobre ésta, todo esto mediante acciones de control. La acción de control es discontinua y conmuta a altas frecuencias para llevar el sistema hacia la superficie deslizante. La teoría de modos deslizantes es una herramienta eficiente para el control de sistemas altamente no lineales que operan bajo condiciones de incertidumbre, lo cual se presenta en gran variedad de sistemas en la actualidad ya que tiene características apropiadas para este tipo de sistemas como son: robustez ante perturbaciones internas y externas, precisión y tiempo finito de convergencia [Shtessel14].

3.5.2. Regularización

Para el diseño de sistemas de control con modos deslizantes una de las primeras tareas es encontrar una descripción matemática del movimiento deslizante que abarque conceptos como la existencia y unicidad de la solución de ecuaciones diferenciales con discontinuidades. La forma más común para probar estas condiciones es mediante la condición de Lipschitz [Khalil02], la cual dicta lo siguiente:

$$\|f(x_1) - f(x_2)\| < L\|x_1 - x_2\| \quad (3.14)$$

donde $L > 0$ y se conoce como constante de Lipschitz.

La condición de Lipschitz implica que existe una función lineal la cual es capaz de acotar en todo momento a la función analizada, esto es, la función no crece más rápidamente que la función lineal. Sin embargo, esta condición no se cumple para funciones discontinuas cuando x_1, x_2 están cerca del punto de discontinuidad. Para solucionar este problema surge el concepto de regularización, el cual consiste básicamente en la modificación del sistema original por uno sumamente cercano (que considera imperfecciones del sistema que no están presentes en el sistema ideal) en el cual sea posible la aplicación de métodos convencionales como la condición Lipschitz. Para analizar el concepto de regularización se considera el sistema:

$$\dot{x} = f(x, t, u) \quad (3.15)$$

donde $x \in R^n, f \in R^n, u \in R^m$ y t representa el tiempo.

El control está definido como una función discontinua del estado:

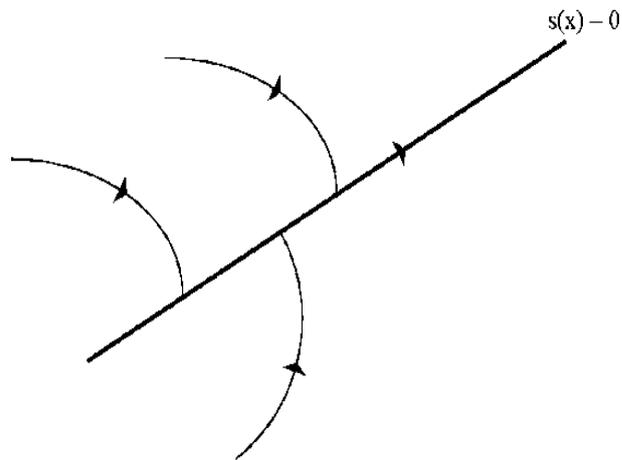
$$u_i = \begin{cases} u_i^+(x, t) & \text{para } s_i(x) > 0 \\ u_i^-(x, t) & \text{para } s_i(x) < 0 \end{cases} \quad (i = 1, \dots, m) \quad (3.16)$$

donde $u_i^+(x, t)$ y $u_i^-(x, t)$ son funciones continuas del estado bajo la condición $u_i^+(x, t) \neq u_i^-(x, t)$ y $s_i(x)$ es función continua del estado.

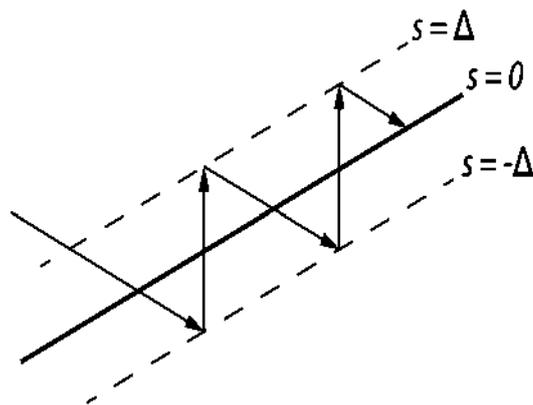
El modelo representado por (3.15) y (3.16) es un modelo ideal por lo que presenta incertidumbre en los puntos de discontinuidad, la Figura 3.6 muestra las trayectorias para este sistema y se aprecia que al llegar a la superficie deslizante nunca sale de ella. Al ser un modelo ideal no considera factores tales como pequeñas imperfecciones en los dispositivos de conmutación (retrasos, histéresis, bandas muertas), dinámicas no modeladas de los sensores y actuadores entre otras. Con la incorporación de alguna de estas características en el modelo se elimina la incertidumbre en los puntos de discontinuidad [Utkin99].

Suponiendo que el control u en el sistema mostrado en (3.15) es sustituido por un control \tilde{u} , el cual considera una histéresis con valor de 2Δ proveniente de los dispositivos de conmutación (donde Δ es un valor muy pequeño), el sistema se transforma en:

$$\dot{x} = f(x, t, \tilde{u}) \quad (3.17)$$

Figura 3.6: Trayectorias del sistema ideal hacia $s(x) = 0$

Al realizar este cambio, el sistema ya no es ideal y es posible obtener su solución tomando en cuenta que el movimiento deslizante ya no ocurrirá en $s(x) = 0$ sino en alguna vecindad cercana $\|s(x)\| \leq \Delta$. La Figura 3.7 muestra cómo afecta la inclusión de esta imperfección en las trayectorias del sistema.

Figura 3.7: Oscilaciones en la vecindad de $s(x) = 0$

3.5.3. Control equivalente

Para el desarrollo de un método para obtener las ecuaciones de modos deslizantes para un sistema como el siguiente [Utkin99]:

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (3.18)$$

$$u = \begin{cases} u^+(x) & \text{para } s(x) > 0 \\ u^-(x) & \text{para } s(x) < 0 \end{cases}$$

Considerando que el vector de estados inicial del sistema (3.18) se encuentra en la intersección de todas las superficies, esto es, el punto $s(x) = 0$. Debido a que el movimiento deslizante implica $s(x) = 0$ para $t > 0$ es posible asumir que $\dot{s} = 0$. Por lo tanto, además de $s(x) = 0$, la derivada con respecto al tiempo $\dot{s}(x) = 0$ puede ser usada para caracterizar las trayectorias de estado durante el movimiento deslizante. Sin embargo, la rápida conmutación del control u es un obstáculo para la aplicación de métodos convencionales, por lo que, para contrarrestar este problema se eliminan las discontinuidades del control y se calcula el vector u tal que la derivada respecto al tiempo del vector en las trayectorias de estado sea cero:

$$\dot{s} = Gf(x, u) = 0 \quad (3.19)$$

donde $G = \left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)$ es una matriz de dimensión $(m \times n)$ con gradientes de funciones $s_i(x)$ como filas.

Asumiendo que la ecuación (3.19) tiene solución. Esta solución $u_{eq}(x)$ es llamada control equivalente. Al sustituir esta función continua en el control discontinuo del sistema original (3.18):

$$\dot{x} = f(x, u_{eq}) \quad (3.20)$$

De acuerdo con (3.19) es evidente que para condiciones iniciales $s(x(0)) = 0$, los movimientos gobernados por (3.20) se producirán a lo largo de las trayectorias de estado en el

plano $s(x) = 0$. La ecuación (3.20) se toma como la ecuación del modo deslizante en la intersección de las superficies discontinuas $s_i(x) = 0$ para $(i = 1, 2, \dots, m)$.

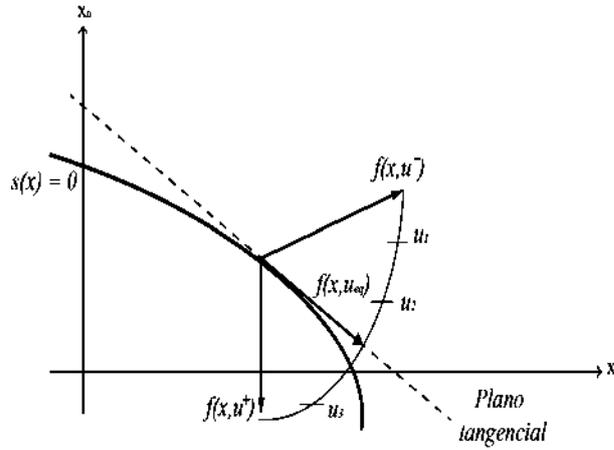


Figura 3.8: Método gráfico de control equivalente

El procedimiento para derivar la ecuación será llamado el método de control equivalente, el cual visto desde un punto de vista geométrico consiste en reemplazar el control discontinuo en la intersección de las superficies de conmutación. El punto de intersección define el control equivalente u_{eq} . En la Figura 3.8 se presenta el método de control equivalente para un sistema no lineal con control escalar.

Sea un sistema no lineal, con funciones lineales en la entrada de control u :

$$\dot{x} = f(x) + B(x)u$$

$$u(x) = \begin{cases} u^+(x) & \text{para } s(x) > 0 \\ u^-(x) & \text{para } s(x) < 0 \end{cases} \quad (3.21)$$

$$s(x)^T = [s_1(x) \dots s_m(x)]$$

donde $x, f(x) \in R^{n \times m}$ y $u(x) \in R^m$.

Cada superficie $s_i(x) = 0$ es el conjunto de puntos de discontinuidad para su correspondiente componente de control u_i . La ecuación (3.19) del método de control equivalente

para el sistema (3.21) tiene la forma:

$$\dot{s} = Gf + GBu_{eq} = 0 \quad ; \quad G = \left(\frac{\partial s}{\partial x} \right)$$

Asumiendo que la matriz GB es no singular para cualquier x , se puede encontrar el control equivalente u_{eq} como:

$$u_{eq}(x) = - (G(x)B(x))^{-1} G(x)f(x) \quad (3.22)$$

Sustituyendo esta solución en (3.21):

$$\dot{x} = f(x) - B(x) (G(x)B(x))^{-1} G(x)f(x) \quad (3.23)$$

La ecuación (3.23) representa el modo deslizante presente en la superficie $s(x) = 0$.

Las ecuaciones anteriores formulan el control equivalente el cual provee de un método para eliminar la conmutación de alta frecuencia producida por el modo deslizante. Una forma de interpretar el concepto de control equivalente de forma física es considerarlo como la componente de baja frecuencia de la señal de control deslizante, por lo que se puede asumir que el control equivalente puede ser la señal de control deslizante filtrada mediante un filtro pasa bajas [Utkin99].

3.5.4. Controladores de segundo orden

Los controladores de modos deslizantes clásicos o de primer orden son alternativas muy adecuadas para una amplia variedad de sistemas que presentan condiciones de incertidumbre, sin embargo, estos tienen ciertas limitaciones entre las que destacan dos principales: la primera es que el grado relativo del modo deslizante debe ser igual a 1, lo que quiere decir que la acción de control debe aparecer directamente en la primera derivada del sistema, la segunda limitación es la presencia de altos niveles de *chattering* producidos por la alta frecuencia de conmutación del control lo cual puede causar problemas en la implementación en sistemas físicos.

Para superar estas limitantes se desarrollaron algoritmos de control de segundo orden. Una de las técnicas más conocidas en esta área es el algoritmo *Super Twisting*, el

cual elimina la limitante concerniente al grado relativo y además presenta una reducción en el *chattering*.

3.5.5. Algoritmo Super Twisting

El algoritmo de control *Super Twisting* es uno de los esquemas de control deslizante de segundo orden más utilizados. Este algoritmo genera una función de control continua que lleva la variable deslizante a cero en tiempo finito en presencia de perturbaciones acotadas y además presenta una reducción considerable del *chattering*. Para establecer las bases de este algoritmo considérese el siguiente sistema [Shtessel14]:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= a(t, x) + b(t, x)u \\ \sigma &= \sigma(t, x)\end{aligned}\tag{3.24}$$

donde $x \in R^n$, $u \in R$ representa el control, σ es la única salida medible y a, b, σ son funciones suaves, se considera que el grado relativo del sistema es igual a 2 y se asume que las siguientes condiciones se satisfacen para ciertas constantes positivas C, K_M, K_m, U_M, q :

$$|\dot{h}| + U_M|\dot{g}| \leq C, \quad 0 \leq K_m \leq g(t, x) \leq K_M, \quad \left| \frac{h}{g} \right| < qU_M, \quad 0 < q < 1\tag{3.25}$$

Bajo las condiciones anteriores se propone un algoritmo de control que no requiere de la obtención de $\dot{\sigma}$ conocido como *Super Twisting* (el retrato de fase de este controlador se muestra en la Figura 3.9), el cual presenta la siguiente forma:

$$\dot{u} = -\lambda|\sigma|^{1/2}\text{sign}(\sigma) + u_1\tag{3.26}$$

donde

$$u_1 = \begin{cases} -u & |u| > U_M \\ -\alpha\text{sign}(\sigma) & |u| \leq U_M \end{cases}\tag{3.27}$$

Teorema 1 Considerando $K_m\alpha > C$ y λ suficientemente grande el controlador *Super Twisting* (3.26) presenta un comportamiento de modos deslizantes de segundo orden $\sigma = \dot{\sigma} = 0$

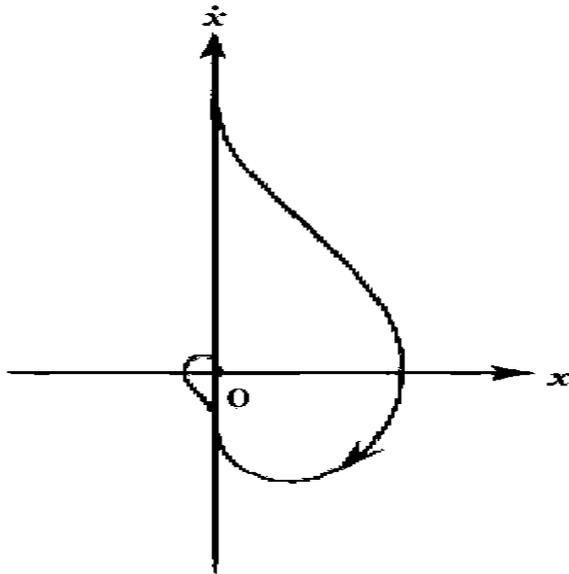


Figura 3.9: Retrato de fase del algoritmo *super twisting*

atrayendo las trayectorias en tiempo finito. La acción de control u alcanza el segmento $[-U_M, U_M]$ en tiempo finito y se mantiene en este. [Shtessel14]

Un valor suficiente de λ que garantiza el cumplimiento del Teorema 1 se muestra en [Shtessel14] y tiene la siguiente forma:

$$\lambda > \sqrt{\frac{2}{(K_m \alpha - C)} \frac{(K_m \alpha + C) K_M (1 + q)}{K_m^2 (1 - q)}} \quad (3.28)$$

3.5.6. Control del lado de la red

El convertidor del lado de la red (GSC por sus siglas en inglés *Grid Side Converter*) es básicamente un inversor trifásico el cual se encarga de mantener un voltaje constante de CD en el capacitor de acoplamiento y controla el intercambio de potencia reactiva con la red eléctrica para tratar de mantener el factor de potencia en un valor cercano a la unidad. El diseño de este controlador está basado en el marco de referencia $dq0$ lo cual permite un

control independiente de potencia activa y reactiva. Para satisfacer los objetivos de control se utiliza el método de control de corriente, por lo cual se busca mantener la corriente en los valores deseados mediante los siguientes errores de seguimiento:

$$e_1 = I_{sd_{ref}} - I_{sd} \quad (3.29)$$

$$e_2 = I_{sq_{ref}} - I_{sq} \quad (3.30)$$

$$(3.31)$$

donde $I_{sd_{ref}}, I_{sq_{ref}}$ son las corrientes de referencia deseadas. Las superficies deslizantes son seleccionadas tomando como base el error de seguimiento y tienen la siguiente forma:

$$s_i = c_i e_i \quad ; \quad i = 1, 2 \quad (3.32)$$

Para cada una de las superficies anteriores se propone un controlador deslizante de segundo orden mediante la aplicación del algoritmo *Super Twisting* con la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \dot{s} &= -k_1 |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) + v \\ \dot{v} &= -k_2 \text{sign}(s) \end{aligned} \quad (3.33)$$

Para el análisis de estabilidad del controlador *Super Twisting* se propone la siguiente función cuadrática de Lyapunov como se muestra en [Davila09]:

$$V(s) = \zeta^T P \zeta \quad (3.34)$$

considerando la matriz P y el vector ζ^T como [Moreno08]:

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 4k_2 + k_1^2 & -k_1 \\ -k_1 & 2 \end{bmatrix} \\ \zeta^T &= \left[|s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) \quad v \right] \end{aligned} \quad (3.35)$$

$$|\zeta_1| = |s|^{\frac{1}{2}}$$

Para obtener la condición de estabilidad $\dot{V} \leq 0$, se parte por obtener la dinámica de ζ :

$$\dot{\zeta} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2|s|^{\frac{1}{2}}} \left(-k_1 |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) + v \right) \\ -k_2 \text{sign}(s) \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

esto se puede reagrupar como:

$$\dot{\zeta} = \frac{1}{|\zeta_1|} \begin{bmatrix} \frac{-k_1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{-k_2}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \zeta_1 \\ \zeta_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{|\zeta_1|} A \zeta \quad (3.37)$$

Derivando la función de Lyapunov (3.34) a lo largo de las trayectorias de (3.37) se obtiene:

$$\dot{V}(s) = \zeta^T P \dot{\zeta} + \dot{\zeta}^T P \zeta \quad (3.38)$$

Sustituyendo (3.37) en (3.38):

$$\dot{V}(s) = \zeta^T P \left(\frac{1}{|\zeta_1|} A \zeta \right) + \left(\frac{1}{|\zeta_1|} \zeta^T A^T \right) P \zeta \quad (3.39)$$

De esta forma se obtiene:

$$\dot{V}(s) = \frac{1}{|\zeta_1|} \zeta^T (A^T P + P A) \zeta = -\frac{1}{|\zeta_1|} \zeta^T Q \zeta \quad (3.40)$$

En (3.40) se observa la ecuación algebraica de Lyapunov $(A^T P + P A)$, donde se asegura que \dot{V} sea definida positiva siempre y cuando $Q > 0$ lo cual se cumple para todo $k_1, k_2 > 0$.

Es posible considerar perturbaciones en el sistema mediante la adición de un término g que considere estas perturbaciones en el modelo de (3.33).

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -k_1 |x_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(x_1) + x_2 + g \\ \dot{x}_2 &= -k_2 \text{sign}(x_1) \end{aligned} \quad (3.41)$$

$$\dot{V}(s) = \zeta^T P \dot{\zeta} + \dot{\zeta}^T P \zeta + \frac{2}{|\zeta_1|} \zeta^T P g \quad (3.42)$$

Si el término de perturbación se supone limitado por la siguiente condición como se propone en [Shtessel10]:

$$|g| \leq \delta |s|^{\frac{1}{2}}, \quad \delta > 0 \quad (3.43)$$

Considerando la condición (3.43) en (3.42) se obtiene:

$$\dot{V}(s) = -\frac{1}{|\zeta_1|} \zeta^T \tilde{Q} \zeta \quad (3.44)$$

donde [Burgara-Motero13]:

$$\tilde{Q} = \frac{k_1}{2} \begin{bmatrix} 2k_2 + k_1^2 & -k_1 + \frac{1}{2}\delta \\ -k_1 + \frac{1}{2}\delta & 1 \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

Debido a que es necesario que $\tilde{Q} > 0$ para que $\dot{V} < 0$ es necesario que las ganancias del algoritmo Super Twisting satisfagan las siguientes condiciones:

$$\begin{aligned} k_1 &> 2\delta \\ k_2 &> \frac{k_1 \delta^2}{8(k_1 - 2\delta)} \end{aligned} \quad (3.46)$$

3.5.7. Control del lado del rotor

El convertidor del lado del rotor (RSC por sus siglas en ingles *Rotor Side Converter*) es parte de la topología *back to back* utilizada para interconectar la máquina DFIG con la red eléctrica. Consiste de un rectificador trifásico controlado y un capacitor de acoplamiento de CD. Las tareas principales que cumple el RSC es el control independiente de potencia activa y reactiva intercambiada entre el estator de la máquina y la red, así como el control del par de la máquina de inducción [Dinesh14].

La potencia reactiva generada en el estator del DFIG esta definida por:

$$Q_s = \frac{3}{2} (V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq}) \quad (3.47)$$

Bajo la consideración de que el flujo de estator ϕ_s está alineado con el eje d , la ecuación (3.47) se transforma en:

$$Q_s = \frac{3V_s}{2L_s} (\phi_s - MI_{rd}) \quad (3.48)$$

Considerando el caso en que $Q_s = 0$ se obtiene la corriente de rotor de referencia con la siguiente forma:

$$I_{rd.ref} = \frac{V_s}{\omega_s M} \quad (3.49)$$

Se definen las ecuaciones de error necesarias para cumplir con los objetivos de control. En este caso se elige la regulación de la corriente de rotor y el par electromagnético como se muestra en (3.50).

$$\begin{cases} e_{I_{rd}} = I_{rd} - I_{rd.ref} \\ e_{T_{em}} = T_{em} - T_{ref} \end{cases} \quad (3.50)$$

La superficie deslizante elegida tiene la siguiente forma:

$$s = ce \quad (3.51)$$

Los controladores diseñados para este convertidor y su análisis de estabilidad es similar al presentado en la Sección 3.5.6.

3.6. Conclusiones

Se revisaron los principales conceptos de la teoría de control difuso y de modos deslizantes. Se desarrollaron algoritmos de control para la regulación de potencia de la turbina en su zona de operación de velocidad alta mediante la aplicación de lógica difusa, así como controladores de modos deslizantes asociados al convertidor *back to back* acoplado al DFIG para control independiente de potencia activa y reactiva.

El controlador con modos deslizantes del convertidor mediante el algoritmo *Super Twisting* es una alternativa que brinda robustez ante perturbaciones así como niveles de *chattering* reducidos por lo que es una alternativa a esquemas de control tradicionales como los controladores PID o los controladores deslizantes de primer orden.

Capítulo 4

Resultados

4.1. Introducción

En este capítulo se presentan pruebas de los modelos y controladores diseñados para verificar su correcto funcionamiento. Se desarrollaron esquemas de simulación para cada parte del sistema, comenzando por el modelo de la turbina de viento, su conexión al generador de inducción doblemente alimentado y al convertidor *back to back*. Se muestran resultados de la operación de cada controlador de forma aislada y posteriormente se interconectan todos los subsistemas para formar el sistema completo y éste es sometido a perturbaciones con el fin de comprobar que satisface los objetivos de control planteados. Se presentan los datos utilizados para cada prueba, así como los valores de cada controlador.

4.2. Datos de prueba

Para la verificar el desempeño de los controladores propuestos se implementaron esquemas de simulación en el entorno de Matlab/Simulink. Los valores utilizados para las pruebas de cada esquema de control se basan en datos de una turbina de 1.5 MW (*GE*[®] modelo 1.5 sle) con velocidad nominal de 13.5 m/s, los datos correspondientes a la parte mecánica de la turbina de viento se presentan en la Tabla 4.1.

El generador de inducción doblemente alimentado debe ser de la misma capacidad de las características de la turbina, por lo cual la potencia nominal es de 1.5 MW, sus

Tabla 4.1: Parámetros de la turbina de viento

Variable	Valor
Relacion de caja de engranes (T)	72
Coefficiente de amortiguamiento(D)	$1 \times 10^7 \left(\frac{Nms}{rad}\right)$
Coefficiente de rigidez (K)	$5.6 \times 10^9 \left(\frac{Nm}{rad}\right)$
Radio (R)	38.5 m
Área (A)	4656.62 m ²
Inercia (J_t)	16000 kg m ²

características se muestran en la Tabla 4.2.

Tabla 4.2: Parámetros del generador de inducción

Variable	Valor
Potencia nominal (P_{nom})	1.5 MW
Voltaje de la red (V_{nom})	690 V
Frecuencias de la red (f_{nom})	60 Hz
Resistencia de estator (R_s)	$5 \times 10^{-3} \Omega$
Resistencia de rotor (R_r)	$8.9 \times 10^{-3} \Omega$
Inductancia de estator (L_s)	$4.07 \times 10^{-4} H$
Inductancia de rotor (L_r)	$2.99 \times 10^{-4} H$
Inductancia mutua (L_m)	$1.6 \times 10^{-5} H$

Se presentan resultados del desempeño de cada control de manera independiente y posteriormente se muestran resultados del sistema integrado para verificar el correcto funcionamiento de cada controlador. Para realizar las pruebas se utilizó un perfil de viento con variaciones que oscilan entre los 12m/s hasta los 18m/s debido a que este rango cubre velocidades por encima y por debajo de la velocidad nominal permitiendo visualizar distintos escenarios de control, la gráfica correspondiente se muestra en la Figura 4.1.

4.3. Controlador para regulación de potencia

Para verificar el desempeño del esquema de control difuso diseñado para la regulación de potencia de la turbina de viento se desarrolló un diagrama de simulación en el entorno de Matlab/Simulink en el cual se aplicó el controlador al modelo de una turbina de viento de velocidad fija, para validar el correcto funcionamiento del control de regulación

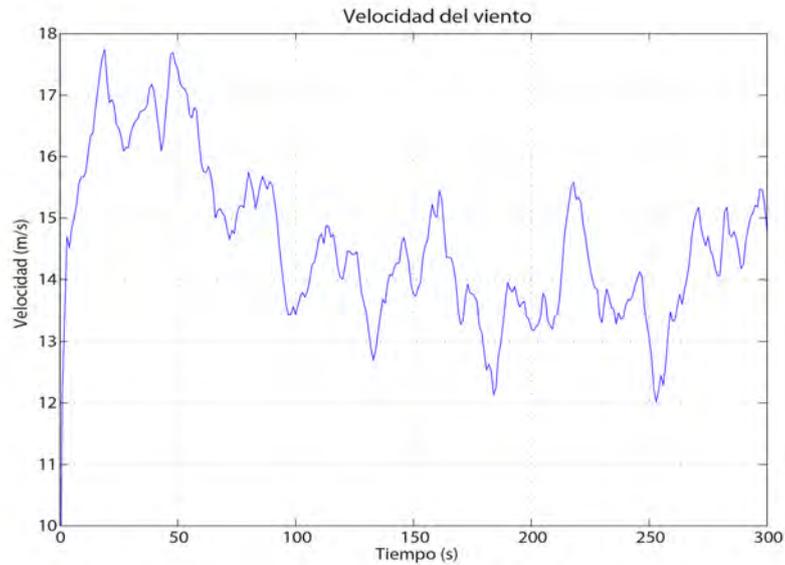


Figura 4.1: Perfil de viento de 300 segundos

de potencia, el diagrama en Simulink se muestra en el Apéndice A.1.

Al simular el controlador se obtuvieron resultados con errores relativamente pequeños de aproximadamente el 3% tal como se muestra en la Figura 4.2, donde se aprecia que el sistema de control reguló la potencia en valores cercanos a los 1.5 MW (potencia nominal de la turbina) cuando se presentan velocidades de viento superiores a la velocidad nominal. Se aprecia que entre los 100s y 270s se presentó una caída en la potencia del sistema, esto se debió a que en este lapso de tiempo la velocidad del viento decayó y no fue necesario realizar ninguna acción de control. Este efecto se puede observar más claramente en la Figura 4.3 con la disminución del ángulo de paso hasta el valor mínimo posible, esto con el objetivo de captar la mayor cantidad de energía posible.

Cabe la pena mencionar que para mejorar el desempeño de la regulación se pueden ajustar o expandir la base de reglas propuestas.

La Figura 4.3 muestra la variación del ángulo de paso, para contrarrestar los cambios de potencia generada debidos a las variaciones en la velocidad del viento cuando se sobrepasa la velocidad nominal, el sistema modifica el ángulo de paso β para mantener la

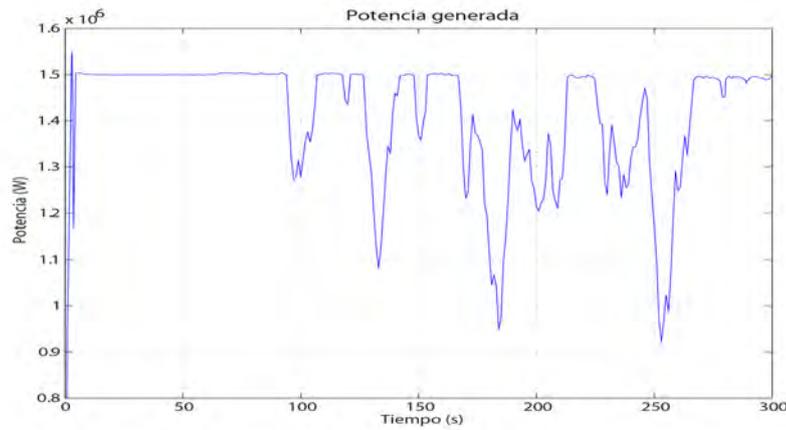


Figura 4.2: Regulación de potencia mediante control de ángulo de paso

potencia en el valor de referencia deseado. Se observa que el valor de β no alcanzó el valor de cero, esto se debió a que las reglas seleccionadas tomaron como valor mínimo $\beta = 1$, cuando el controlador alcanza este valor mínimo es un indicador de que el controlador está inactivo, ya que la velocidad del viento es inferior a la velocidad nominal por lo cual no se requirió ninguna acción de control.

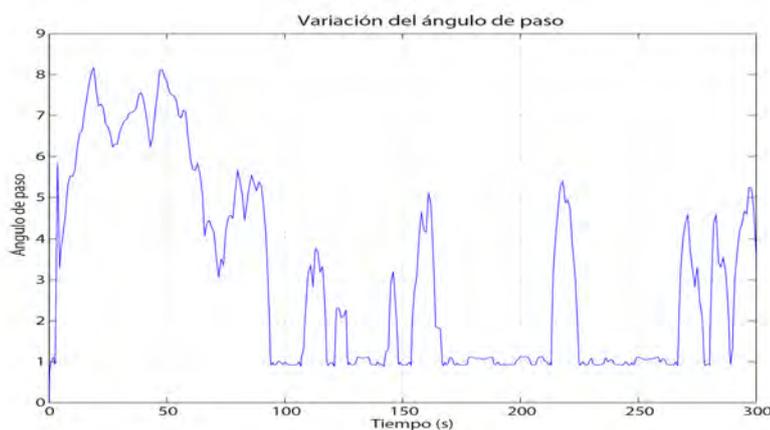


Figura 4.3: Variación del ángulo de paso (β)

4.4. Control del convertidor del lado de la red

El controlador del lado de la red (GSC por sus siglas en inglés) se encarga de mantener un voltaje de CD constante en el capacitor de acoplamiento así como de regular la potencia reactiva del rotor de la máquina de inducción. Para la simulación de este controlador se utilizó un diagrama en el entorno Matlab/Simulink formado por el modelo promediado del inversor, el capacitor de acoplamiento y la red eléctrica, este diagrama se muestra en el Apéndice A.2. Los datos de referencia del sistema se presentan en la Tabla 4.3, y las ganancias del controlador deslizante son mostradas en la Tabla 4.4.

Las ganancias para el controlador de modos deslizantes se seleccionaron bajo la condición de $k_1, k_2 > 0$ mostrada en la Sección 3.5.6, y se modificaron posteriormente mediante prueba y error hasta obtener la respuesta deseada tomando en cuenta características tales como el tiempo de asentamiento y el *chattering*.

Tabla 4.3: Valores de referencia para el controlador del GSC

Variable	Valor de referencia
Potencia reactiva (Q_r)	0 VAR
Voltaje del capacitor (V_{cd})	1500V

Tabla 4.4: Ganancias del controlador del GSC

	Ganancia k_1	Ganancia k_2
Controlador (I_d)	100	1200
Controlador (I_q)	50	950

La Figura 4.4 presenta el voltaje del capacitor de acoplamiento (DC Link), el cual tiene como referencia un valor de 1500V y esta se alcanzó en aproximadamente 0.04s lo que muestra un tiempo de asentamiento corto, esto es deseable para el sistema ya que el valor del DC Link debe ser constante para que el convertidor *back to back* opere correctamente, por lo tanto, alcanzar el valor de referencia en un lapso de tiempo pequeño es de suma importancia.

Las señales de error correspondientes a V_{dc}, I_d, I_q se muestran en la Figura 4.5. Se observa la convergencia hacia cero rápidamente y un transitorio de valores elevados

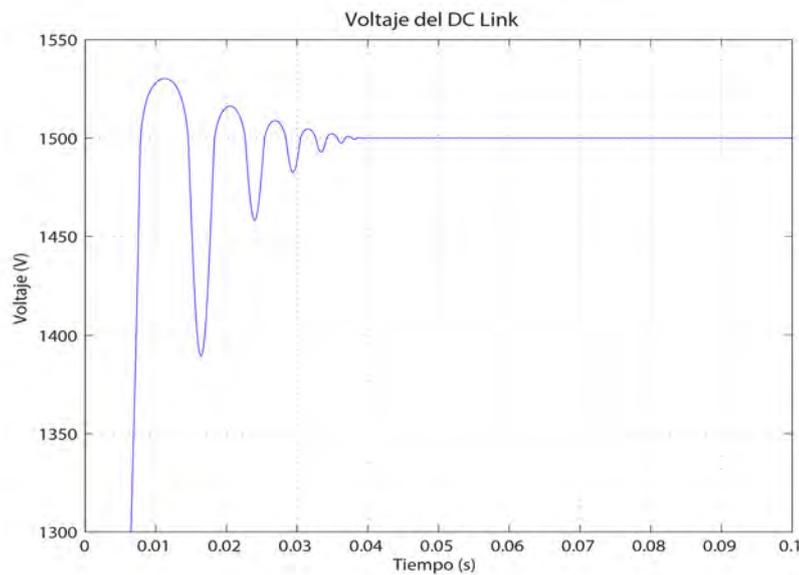


Figura 4.4: Voltaje del capacitor de acoplamiento

para el caso de la corriente I_q ; sin embargo al ser por un periodo corto de tiempo este comportamiento fue aceptable. La corriente I_q como se puede apreciar está directamente relacionada con el voltaje del capacitor.

La convergencia del controlador deslizante se observa más claramente mediante las superficies deslizantes donde se observa que el movimiento deslizante sobre la superficie se alcanza alrededor de los 0.04s, como se aprecia en la Figura 4.6.

4.5. Control del convertidor del lado del rotor

El objetivo principal del convertidor del lado del rotor (RSC por sus siglas en inglés) es el control independiente de potencia activa y reactiva, producida por el estator del DFIG, con el fin de obtener un factor de potencia cercano a 1. Para verificar el cumplimiento de estos objetivos se realiza una prueba del controlador mediante el diagrama de simulación desarrollado en el entorno de Matlab/Simulink mostrado en el Apéndice A.3, considerando los valores de referencia presentados en la Tabla 4.5 así como las ganancias mostradas en la Tabla 4.6.

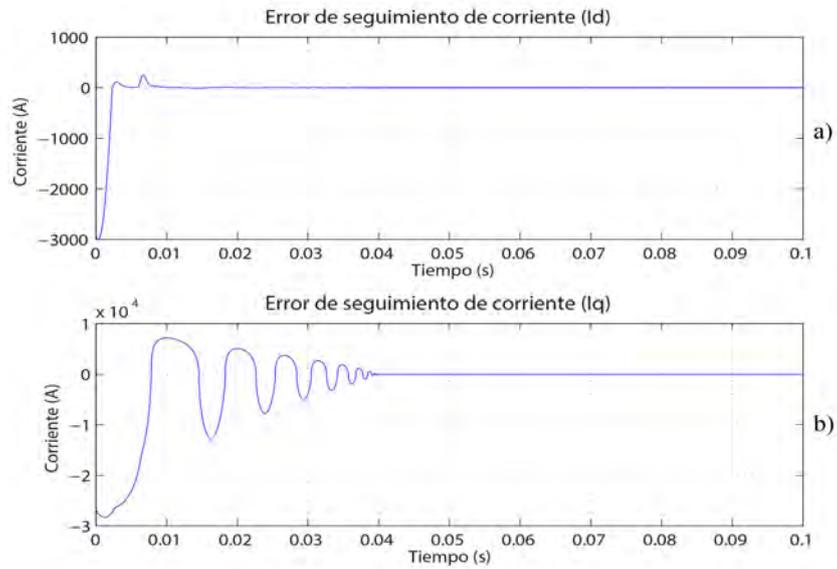


Figura 4.5: Señales de error de los controladores del GSC. *a)* Señal de error para el controlador de I_d , *b)* Señal de error para el controlador de I_q

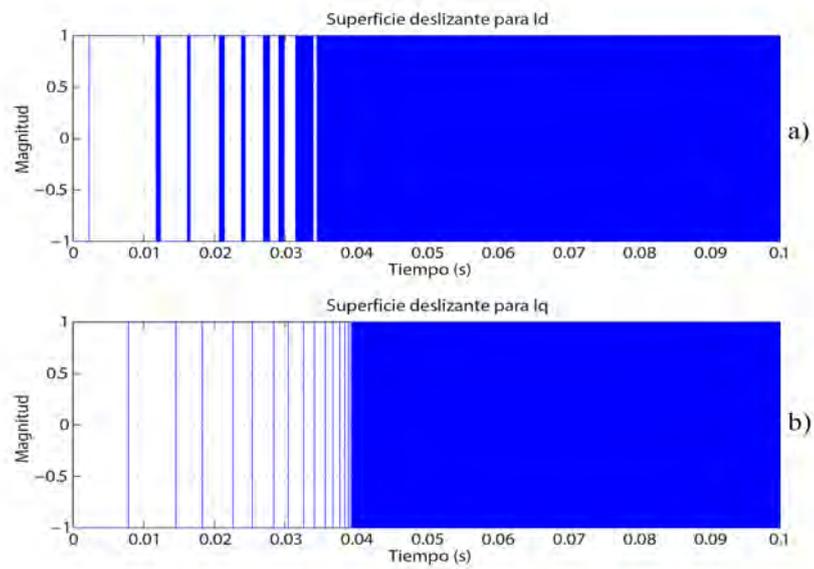


Figura 4.6: Trayectorias sobre la superficie deslizante de los controladores del GSC. *a)* Señal del controlador deslizante de I_d , *b)* Señal del controlador deslizante de I_q

Tabla 4.5: Valores de referencia para el controlador del RSC

Variable	Valor de referencia
Potencia reactiva (Q_s)	0 VAR
Par electromagnético (T_{ref})	-2000 / -4000 Nm

Tabla 4.6: Ganancias del controlador del RSC

	Ganancia k_1	Ganancia k_2
Controlador (I_d)	100	13000
Controlador (T_{em})	90	6000

El controlador diseñado cumplió de forma satisfactoria el propósito antes mencionado, tal como se puede observar en la Figura 4.7, ya que el cambio en la potencia activa afecta brevemente a la potencia reactiva gracias a la acción de control aplicada. Además la potencia reactiva se mantuvo en valores cercanos a cero obteniéndose un factor de potencia cercano a uno.

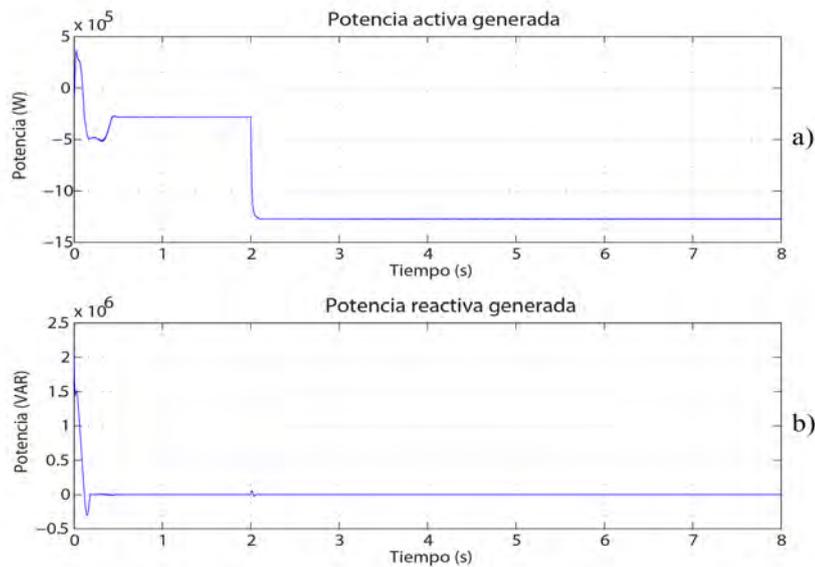


Figura 4.7: Potencias generadas en el estator del DFIG. a) Potencia activa , b) Potencia reactiva

La Figura 4.8 muestra las señales de error para la corriente I_{rd} y para el par

electromagnético T_{em} y se observa que a los 2 segundos se presenta el cambio de referencia en el par aplicado y esto genera un cambio en la potencia activa y por tanto un cambio en el error, sin embargo la potencia reactiva se mantiene en el valor deseado teniendo una afectación mínima por lo que la señal de error asociada se mantiene en cero. Los controladores presentaron un tiempo de convergencia de $0.2s$ y $0.5s$ respectivamente. Se observa como los cambios en el par electromagnético (los cuales afectan directamente la potencia activa generada) afectaron de forma despreciable a la corriente I_{rd} por lapsos de tiempo sumamente reducidos para posteriormente ser eliminados. En la Figura 4.9 se observa el comportamiento del controlador de modos deslizantes, donde se aprecia de forma más clara la independencia en el control de cada variable, ya que la trayectoria sobre la superficie deslizante correspondiente a I_{rd} no se vio afectada fuertemente por los cambios en la superficie deslizante del controlador de par.

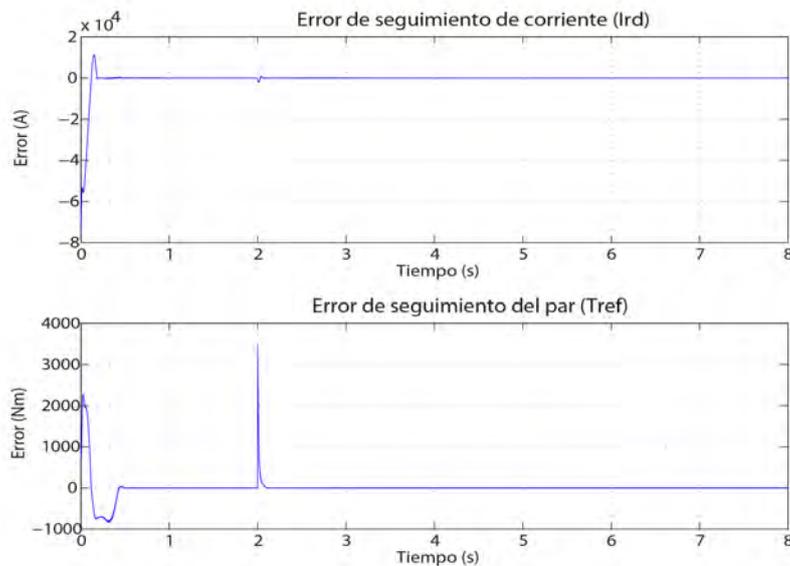


Figura 4.8: Señales de error para los controladores del RSC. a) Señal de error del controlador de I_{rd} , b) Señal de error del controlador de T_{em}

Las Figura 4.10 muestra las variaciones producidas en las corrientes de estator, donde se puede apreciar el cambio en la referencia de par a los 2s, lo cual produce un incremento en la corriente para generar una mayor potencia de salida.

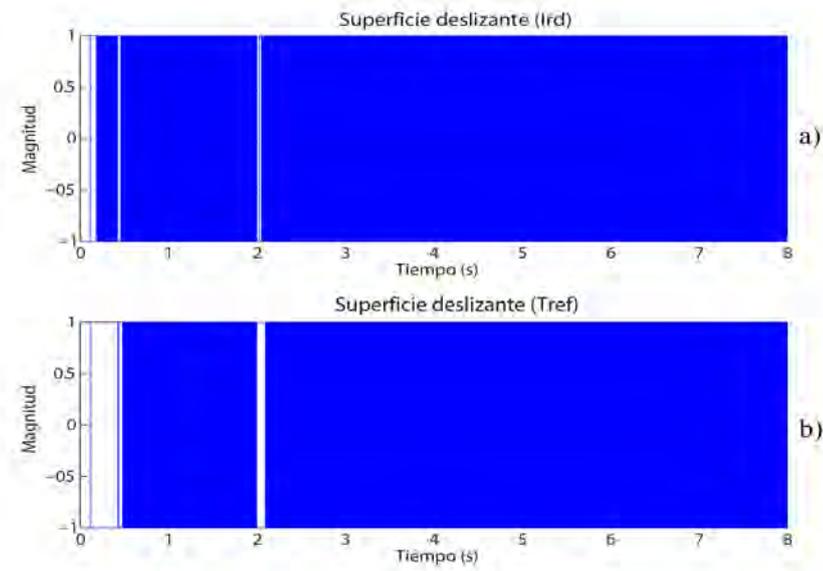


Figura 4.9: Trayectorias sobre la superficie deslizante de los controladores del RSC. *a)* Señal del controlador deslizante de I_{rd} , *b)* Señal del controlador deslizante de T_{em}

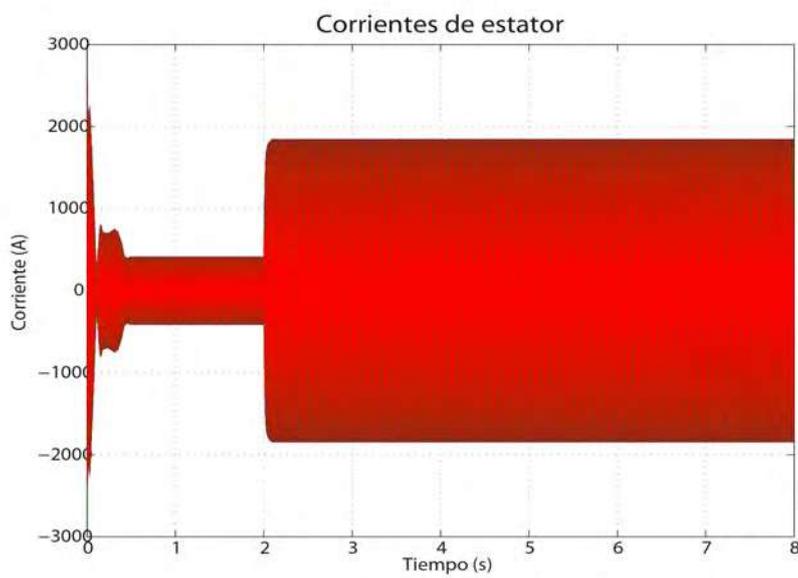


Figura 4.10: Corrientes de estator del DFIG

4.6. Control del sistema integrado

En esta sección se presentan los resultados obtenidos de la integración del sistema completo, conformado por el modelo de la turbina de viento, el generador doblemente alimentado y el convertidor *back to back*, un diagrama de bloques general de este sistema se muestra en la Figura 4.11.

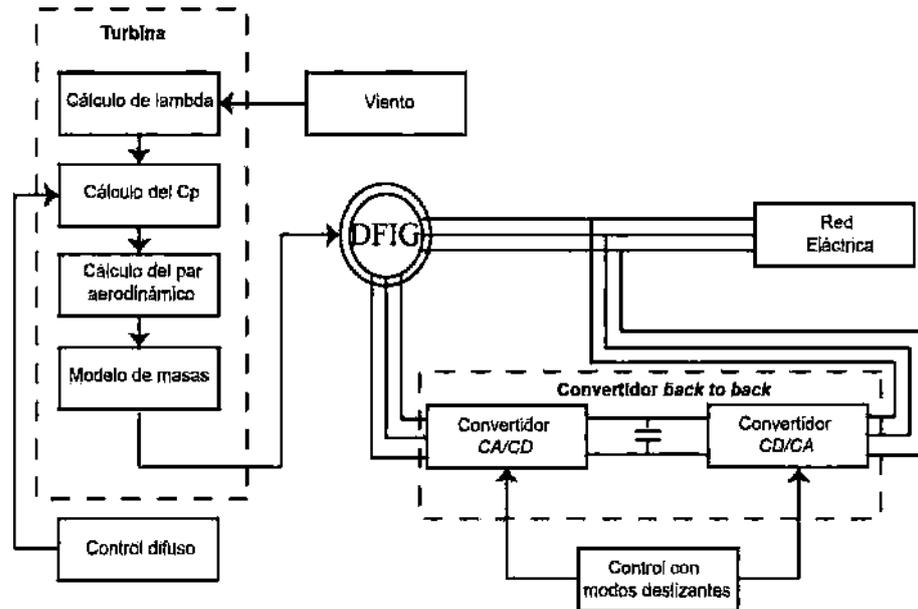


Figura 4.11: Diagrama de bloques del sistema integrado

Los esquemas de simulación presentados utilizan como entrada el mismo perfil de viento aplicado en los sistemas independientes presentados en las secciones anteriores, el comportamiento del controlador se muestra durante 5 segundos de simulación en la Figura 4.1, tiempo suficiente para verificar el correcto funcionamiento de los controladores. Se aplica un algoritmo MPPT para variar la velocidad del generador y extraer la potencia máxima en bajas velocidades de viento, este se muestra en el apéndice B. Los valores de referencia de los controladores del sistema se muestran en la Tabla 4.7.

La Figura 4.12 muestra la potencia activa y reactiva generada en el controlador del RSC. La potencia activa es generada en función del par de entrada suministrado por la turbina de viento mientras que la potencia reactiva se mantiene en valores cercanos a cero

Tabla 4.7: Valores de referencia para cada controlador

Variable	Valor de referencia
Potencia reactiva del estator (Q_s)	0 VAR
Potencia reactiva del rotor (Q_r)	0 VAR
Voltaje del capacitor (V_{cd})	1500 V
Potencia máxima (P_{max})	1.3 MW

para conservar un factor de potencia unitario aunque esta referencia puede modificarse para entregar o extraer potencia reactiva de la red eléctrica. También se aprecia que la potencia activa se reguló a un valor máximo de 1.3MW por lo que el controlador de ángulo de paso para regulación de potencia funcionó de forma satisfactoria.

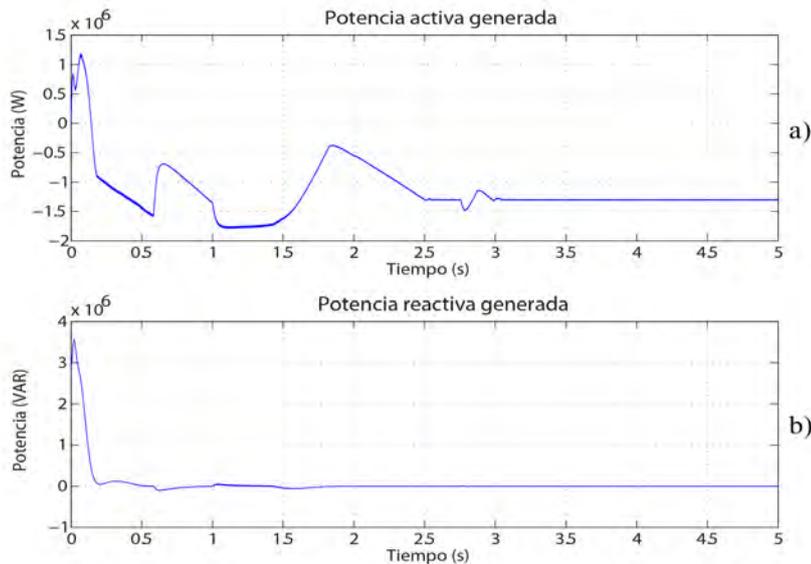


Figura 4.12: Potencias generadas en el estator del DFIG. a) Potencia activa con referencia de 1.3 MW , b) Potencia reactiva con referencia de 0 VAR

La Figura 4.13 presenta las gráficas correspondientes a las señales de error generadas para los controladores de I_{rd} y T_{em} , se observa que convergieron a cero en aproximadamente 1.5 s y 1 s respectivamente. Sin embargo, el tiempo de convergencia hacia la superficie deslizante $s = 0$ es un poco superior para el caso del controlador del par como se observa en la Figura 4.14, donde se puede apreciar que el tiempo de convergencia a la

superficie deslizante fue un valor cercano a $2s$, mientras que para el caso del controlador de corriente este mantuvo un tiempo similar al mostrado en la gráfica del error de la Figura 4.13. Los tiempos de convergencia en este caso fueron mayores a los mostrados en las Figuras 4.8 y 4.9 de la Sección 4.5 debido a que la referencia de par para el sistema integrado tiene oscilaciones producidas por el perfil de viento, mientras que la prueba del controlador independiente se realizó con referencias fijas.

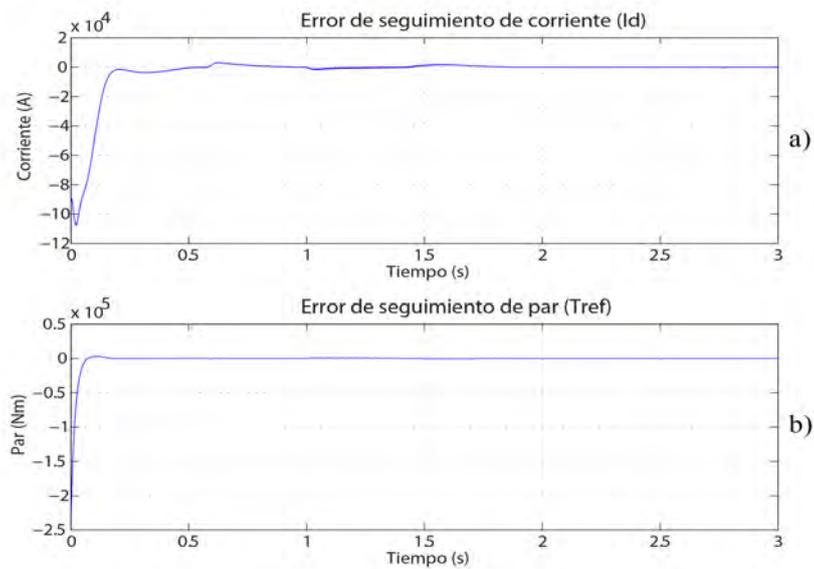


Figura 4.13: Señales de error de los controladores del RSC en el sistema integrado. *a)* Señal de error para el controlador de I_{rd} , *b)* Señal de error para el controlador de T_{em}

Los resultados de control de V_{cd} y Q_r en el GSC se muestran en la Figura 4.15. Se logró un seguimiento de referencia satisfactorio para ambas variables, y se cumple con mantener un voltaje del capacitor de acoplamiento constante para alimentar el convertidor del lado del rotor.

Como se mostró en la Figura 4.15 el tiempo de convergencia hacia la referencia es muy corto, esto también se puede verificar en las señales de error de los controladores mostradas en la Figura 4.16 y en las gráficas de la superficie deslizante donde se observó un tiempo de convergencia a $s = 0$ cercano a $0.5s$ para el controlador de la corriente I_d y un valor similar para el controlador de la corriente I_q .

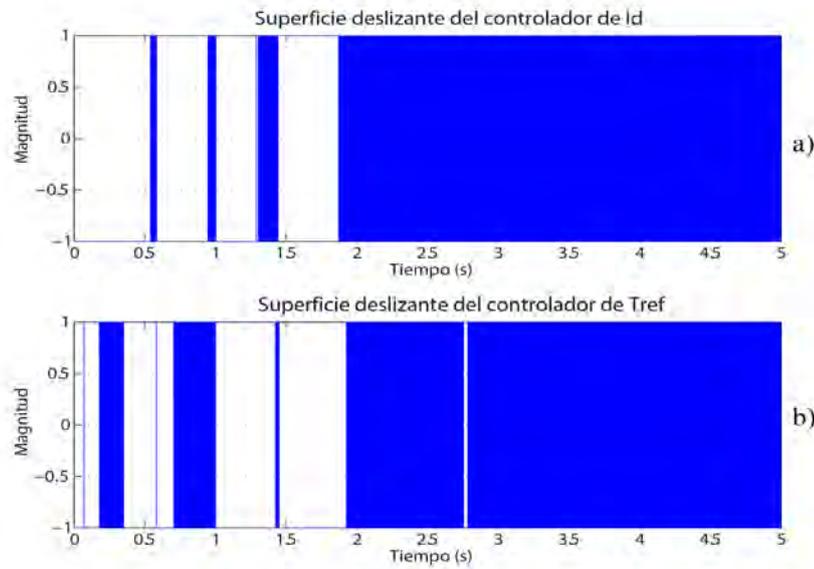


Figura 4.14: Trayectorias sobre la superficie deslizante de los controladores del RSC en el sistema integrado. *a)* Señal del controlador deslizante de I_{rd} , *b)* Señal del controlador deslizante de T_{em}

Para demostrar una de las ventajas de las turbinas de velocidad variable se presenta una prueba para una velocidad de viento baja de $6m/s$, y se aplicó a los sistemas de velocidad fija y variable para comparar la extracción de potencia de cada esquema. La Figura 4.18a muestra la potencia generada por cada esquema, y se puede apreciar que la configuración de velocidad variable tuvo una mayor extracción de potencia debido a que fue posible variar la velocidad del generador y consecuentemente mantener el valor del C_p en su punto máximo. En la Figura 4.18b se presenta la diferencia de potencias entre ambas configuraciones, y se observó que existe una mejora en la captura de energía a bajas velocidades, para este caso es de aproximadamente 280 KW.

4.6.1. Control del sistema integrado ante perturbaciones

Para verificar la robustez del sistema ante perturbaciones externas se realizó una prueba del sistema sometido a cambios en el voltaje de la red eléctrica. Para este caso se seleccionaron caídas de voltaje del 20% del valor nominal para un lapso de tiempo de $2s$

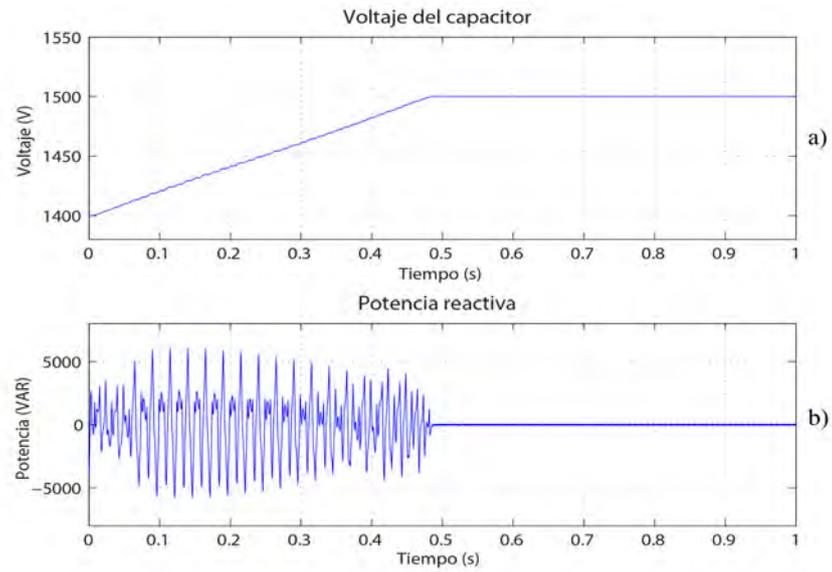


Figura 4.15: Voltaje del capacitor y potencia reactiva del GSC. *a)* Voltaje del capacitor de acoplamiento, *b)* Potencia reactiva del GSC

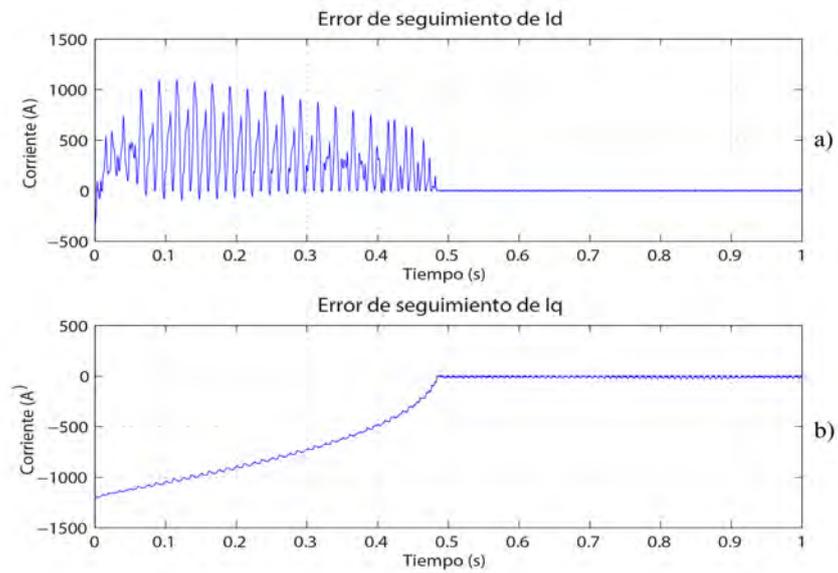


Figura 4.16: Señales de error de los controladores del GSC en el sistema integrado. *a)* Señal de error para el controlador de I_d , *b)* Señal de error para el controlador de I_q

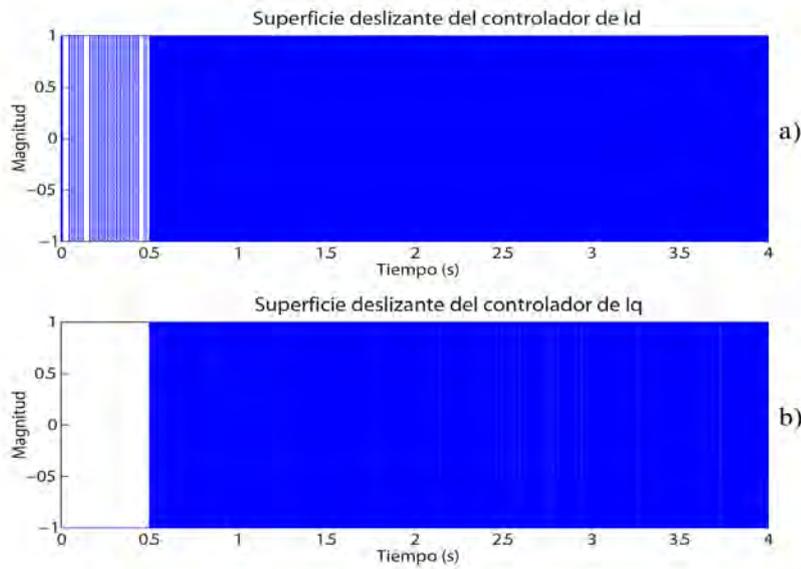


Figura 4.17: Trayectorias sobre la superficie deslizante de los controladores del GSC en el sistema integrado. *a)* Señal del controlador deslizante de I_d , *b)* Señal del controlador deslizante de I_q

a 2.5s como se muestra en la Figura 4.19. Esta caída de voltaje se refleja directamente en las corrientes del estator debido a la relación inversamente proporcional entre corriente y voltaje, esto se aprecia en la Figura 4.19 donde existe un incremento de corriente al presentarse la caída de voltaje.

En la Figura 4.20 se observa el voltaje del capacitor de acoplamiento y la potencia reactiva del GSC. Se aprecia la repercusión ante la perturbación en ambas variables, en el caso del voltaje del capacitor el controlador respondió de forma satisfactoria en un tiempo corto (con una variación pequeña prácticamente despreciable), y para el caso de la potencia reactiva se observa que la caída de voltaje reduce aún más la potencia reactiva acercándola a su valor de referencia cero por lo que el controlador no requiere de una acción de corrección.

Por último, en la Figura 4.21 se presentan los resultados concernientes a las potencias de estator del generador doblemente alimentado. Se observa que la caída de voltaje causó variaciones en la potencia activa y reactiva sin embargo estas variaciones fueron reguladas por el controlador de forma satisfactoria sin afectar el desempeño del sistema.

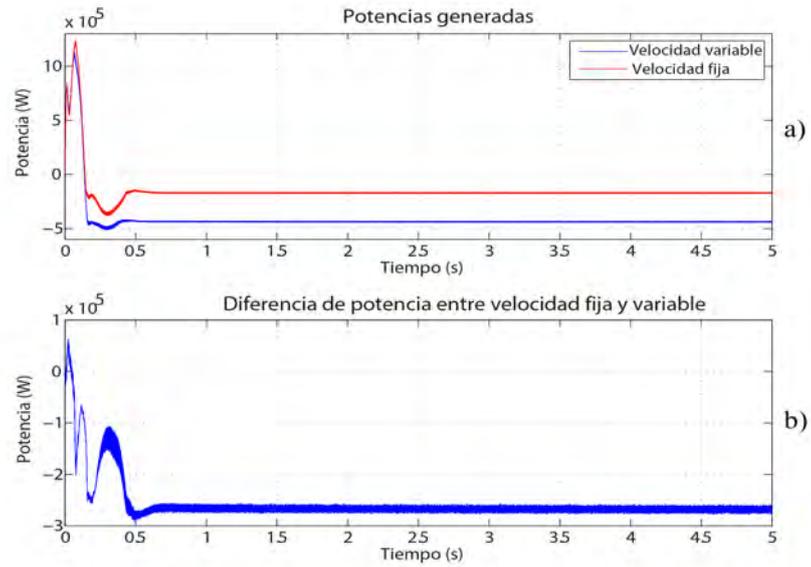


Figura 4.18: Potencia generada para una velocidad de viento constante de $6m/s$. a) Comparativo de potencia generada de las configuraciones de velocidad fija y velocidad variable, b) Potencia extra generada por la configuración de velocidad variable en comparación con la configuración de velocidad fija

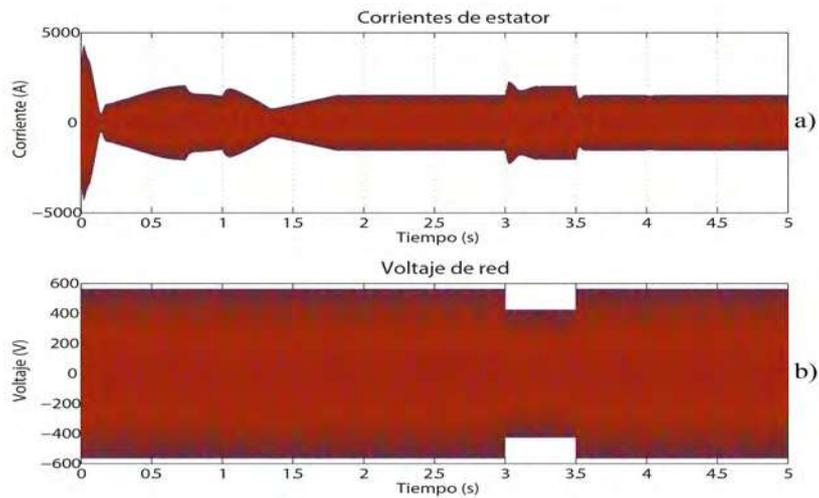


Figura 4.19: Corrientes de estator y voltaje de la red eléctrica. a) Corrientes de estator del DFIG ante perturbaciones de voltaje, b) Voltaje de red con una caída de 0.5s de duración.

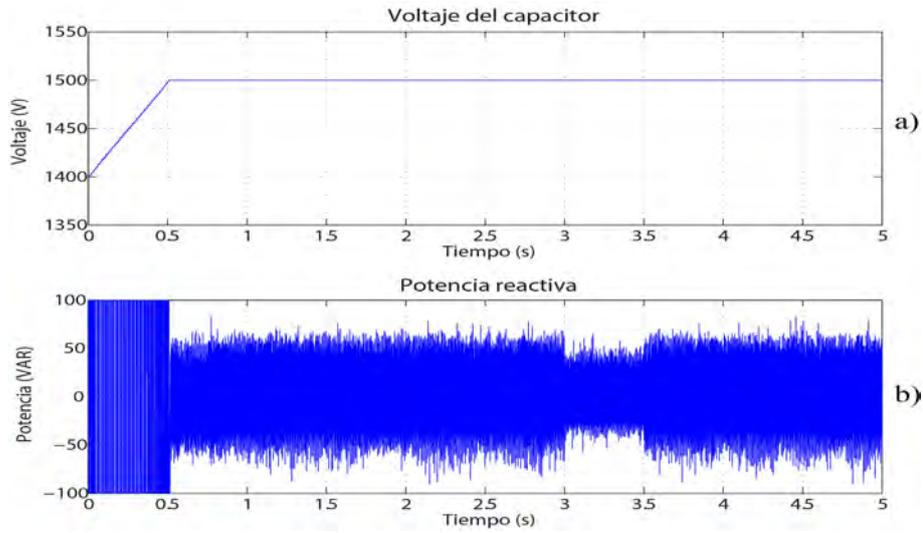


Figura 4.20: Voltaje del capacitor y potencia reactiva del GSC ante variaciones de voltaje. *a)* Voltaje del capacitor ante perturbaciones en el voltaje de red, *b)* Potencia reactiva del GSC ante perturbaciones en el voltaje de red

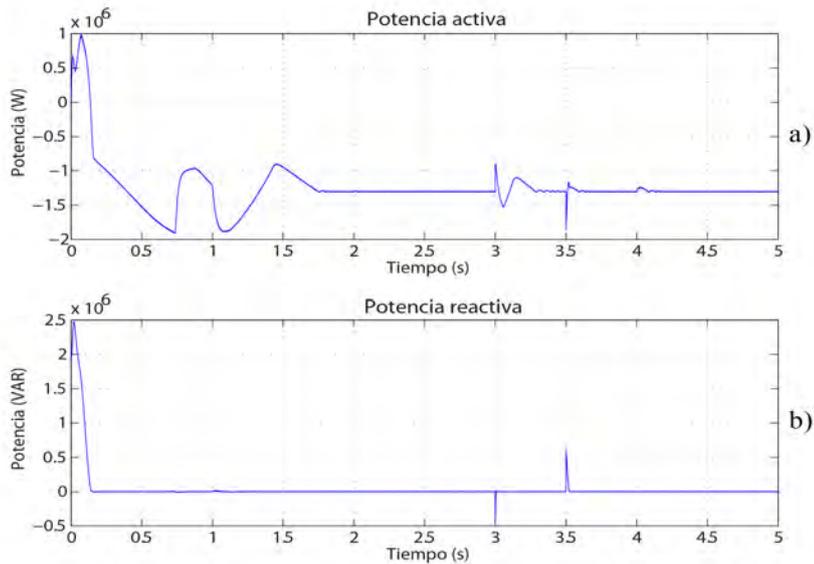


Figura 4.21: Potencias generadas en el RSC ante variaciones de voltaje. *a)* Potencia activa del RSC ante perturbaciones en el voltaje de red *b)* Potencia reactiva del RSC ante perturbaciones en el voltaje de red

4.7. Conclusiones

Se obtuvieron resultados satisfactorios de los controladores diseñados, cumpliendo con los objetivos de control planteados como son la regulación de potencia máxima mediante el controlador difuso de ángulo de paso y el control independiente de potencia activa y reactiva en el convertidor *back to back* mediante modos deslizantes. Se demostró el correcto funcionamiento de cada parte del sistema y de su controlador asociado de forma independiente y se obtuvieron resultados satisfactorios en la integración del sistema completo, donde la principal diferencia fue el tiempo de respuesta de los controladores.

El controlador difuso para regulación de potencia presentó un error inferior al 5%, este valor se consideró como aceptable por lo que se concluye que el controlador tiene un buen desempeño. El control difuso propuesto tiene características importantes que lo hacen una alternativa al uso de controles clásicos tipo PI tales como la capacidad de operar en sistemas no lineales y una menor oscilación ante los cambios en la velocidad del viento incidente sobre la turbina. Además, el controlador propuesto es expandible por lo que se puede ajustar mediante la adición de nuevas reglas para adaptarse a diferentes condiciones y valores del sistema sin la necesidad de generar un nuevo modelo matemático.

Los controladores deslizantes diseñados mostraron tiempos de respuesta rápidos, sin embargo, presentan transitorios de valores elevados, esto se puede ajustar mediante la variación de las ganancias propuestas. Se obtuvo un seguimiento de referencia adecuado, con errores pequeños y niveles de *chattering* despreciables. Además se observó que el controlador tiene robustez ante caídas de voltaje de la red por lo que es capaz de rechazarlas rápidamente sin que estas afecten el desempeño general del sistema.

Se comprobó la mejora que existe en extracción de energía en velocidades bajas de la turbina de velocidad variable en relación con la turbina de velocidad fija, obteniendo una mayor eficiencia de aproximadamente el 18.6% (280KW).

Capítulo 5

Conclusiones

5.1. Conclusiones generales

En la presente tesis se desarrolló un modelo para un sistema de conversión de energía eólica conformado por una turbina de viento de eje horizontal con generador de inducción doblemente alimentado y un convertidor de potencia tipo *back to back*. Se diseñaron esquemas de control difuso y deslizante para cumplir con los principales objetivos de control del sistema como son la regulación de potencia máxima y el control independiente de potencia activa y reactiva. Se presentan simulaciones del sistema desarrollado para verificar su correcto funcionamiento, de las cuales se derivan las conclusiones siguientes:

- Se obtuvieron resultados satisfactorios del controlador difuso diseñado para el ángulo de paso enfocado a la regulación de potencia ya que éste fue capaz de mantener la potencia dentro de los rangos establecidos. El controlador diseñado consta de una base de reglas simple capaz de regular la potencia con errores en rangos aceptables (menores al 5%). Este esquema de control puede modificarse para obtener mejores resultados mediante la incorporación de nuevas reglas que describan de forma más precisa el valor de ángulo de paso necesario para mantener la potencia en el punto consigna deseado sin embargo esto no se realizó en el presente trabajo debido a que se considera aceptable el rango del error obtenido.
- Se demostró claramente la mejora que existe en la extracción de energía en velocidades

bajas de la configuración de velocidad variable sobre la configuración de velocidad fija (aproximadamente 280 KW). Esta es una ventaja importante de los esquemas de velocidad variable ya que son capaces de captar energía en rangos de velocidades de viento más amplios.

- Los controladores de modos deslizantes para el convertidor de potencia operaron correctamente logrando el objetivo principal que es el control independiente de potencia activa y reactiva. Al mantener la potencia reactiva en valores cercanos a cero se mejoró el factor de potencia.
- Los controladores de modos deslizantes diseñados presentaron robustez ante perturbaciones presentes en el voltaje de la red, siendo capaces de operar de forma eficiente bajo estas condiciones perturbadas considerando únicamente el caso de depresiones de voltaje.

5.2. Trabajos futuros

- Aplicación de observadores de estado o diferenciadores deslizantes para la estimación de variables como la velocidad del generador o el par aerodinámico para reducir el número de sensores necesarios en el sistema.
- Generar un modelo matemático para la turbina de viento más complejo y detallado que incluya la dinámica de cada pala por separado así como una caja de engranes.
- Desarrollo de esquemas de diagnóstico de fallas en el generador de inducción, la caja de engranes y las palas de la turbina.
- Diseño de controladores para mitigar cargas mecánicas en la estructura de la turbina de viento.

Referencias

- [Ackermann05] Ackermann, T., ed. *Wind Power in Power Systems*. John Wiley and Sons, 2005.
- [Akhmatov02] Akhmatov, V. Variable-speed wind turbines with doubly-fed induction generators - part i: Modelling in dynamic simulation tools. *Wind Engineering*, 2002.
- [Alexandridis12] Alexandridis, A. T. y Bourdoulis, M. K. Pi controllers design of grid-side pwm-regulated ac/dc converters via stability analysis based on passivity. *En International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*. 2012.
- [Ambrosio10] Ambrosio, M. D. y Medaglia, M. *Vertical Axis Wind Turbines: History, Technology and Applications*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad de Halmstad, 2010.
- [amd14] El viento en números, Febrero 2014.
URL <http://www.amdee.org/viento-en-numeros>
- [Baroudi05] Baroudi, J., Dinavahi, V., y Knight, A. A review of power converter topologies for wind generators. *En IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, págs. 458–465. Mayo 2005.
- [Behnke07] Behnke, M., Ellis, A., Kazachkov, Y., McCoy, T., Muljadi, E., Price, W., y J.Sanchez-Gasca. Development and validation of wecc variable

- speed wind turbine dynamic models for grid integration studies. *En AWEA WindPower Conference*. 2007.
- [Beltran12] Beltran, B., Benbouzid, M. E. H., y Ahmed-Ali, T. Second-order sliding mode control of a doubly fed induction generator driven wind turbine. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2012.
- [Bianchi04] Bianchi, F., Battista, H. D., y Mantz, R. *Wind Turbine Control Systems, Principles, Modelling and Gain Scheduling Design*. Springer - Verlag, 2004.
- [Bolouki14] Bolouki, N., Roozbehani, S., y Abbaszadeh, K. Second order sliding mode control of permanent-magnet synchronous wind generator for direct active and reactive power control. *Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference*, págs. 434–439, February 2014.
- [Bose06] Bose, B. K. *Power Electronics and Motor Drives. Advances and Trends*. Academic Press, 2006.
- [Burgara-Motero13] Burgara-Motero, C., Anzures-Marin, J., y Ornelaz-Tellez, F. Super twisting control algorithm for an antilock braking system. *En International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing*. 2013.
- [Burton01] Burton, T., Sharpe, D., Jenkins, D., y Bossanyi, E. *Wind Energy Handbook*. John Wiley and Sons, 2001.
- [Casella14] Casella, I. R., Capobilla, C. E., Filho, A. J. S., Jacomini, R. V., Azcue-Puma, J. L., y Ruppert, E. An anfis power control for wind energy generation in smart grid scenario using wireless coded ofdm-16-qam. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, 2014.
- [Chapman00] Chapman, S. J. *Maquinas Electricas*. Mc Graw Hill, 2000.
- [Davila09] Davila, A., Moreno, J. A., y Fridman, L. Optimal lyapunov function selection for reaching time estimation of super twisting algorithm. *En*

- Joint 48th IEEE Conference on Decision and Control and 28th Chinese Control Conference*. 2009.
- [Dinesh14] Dinesh, S., Meenakshi, R., Suhanya, M., Kumaran, M., y Muthu, R. Modeling and direct power control of dfig for wind energy conversion system with a back to back converter. *En International Conference on Green Computing Communication and Electrical Engineering*. 2014.
- [EPA15] Overview of greenhouse gases, 2015.
URL <http://www3.epa.gov/climatechange/ghgemissions/gases/co2.html>
- [Evangelista13] Evangelista, C., Valenciaga, F., y Puleston, P. Active and reactive power control for wind turbine based on a mimo 2-sliding mode algorithm with variable gains. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 28:682–689, August 2013.
- [Freris90] Freris, L., ed. *Wind Energy Conversion Systems*. Prentice Hall, 1990.
- [Gardner03] Gardner, P. Wind energy. the facts. Inf. téc., European Wind Energy Association, 2003.
- [GWE15] Global wind energy statistics 2014, February 2015.
URL <http://www.gwec.net/wp-content/uploads/2015/03>
- [Hansen01] Hansen, L., P.Madsen, Blaabjerg, F., Christensen, H., Lindhard, U., y Eskildsen, K. Generators and power electronics technology for wind turbines. *En Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, tomo 3, págs. 2000–2005. 2001.
- [Hwas12] Hwas, A. y Katebi, R. Wind turbine control using pi pitch angle controller. *Conference on Advances in PID control*, March 2012.
- [Jauch07] Jauch, C., Cronin, T., Sørensen, P., y Jensen, B. A fuzzy logic pitch angle controller for power system stabilization. *Wind Energy*, 2007.

- [Jeong08] Jeong, H.-G., Kim, W. S., Lee, K.-B., y Jeong, B. C. A sliding-mode approach to control the active and reactive powers for a dfig in wind turbines. *Power Electronics Specialists Conference*, págs. 120–125, June 2008.
- [Jha11] Jha, A. R. *Wind Turbine Technology*. Taylor and Francis Group, 2011.
- [Keyhani11] Keyhani, A. *Design of Power Grid Renewable Energy Systems*. John Wiley and Sons, 2011.
- [Khalil02] Khalil, H. K. *Nonlinear Systems*. Prentice Hall, tercera edición^{ón}, 2002.
- [Krause02] Krause, P. C., Wasynczuk, O., y Sudhoff, S. D. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. IEEE Press, 2002.
- [Kyoungsoo04] Kyoungsoo, R. y Choi, H. Application of neural network controller for maximum power extraction of a grid connected wind turbine. *Electrical Engineering*, 2004.
- [Leekwijck99] Leekwijck, W. y Kerre, E. Defuzzification: criteria and classification. *Fuzzy sets and systems*, 1999.
- [Leithead00] Leithead, W. y Connor, B. Control of variable wind turbines: design task. *International Journal of Control*, págs. 1189–1212, 2000.
- [Macedo12] Macedo, A. y Mota, W. S. Wind turbine pitch angle control using fuzzy logic. *Transmission and Distribution: Latin America Conference and Exposition*, 2012.
- [Mathworks15] Mathworks. Documentation, 2015.
URL <http://es.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys>
- [Mohan03] Mohan, N., Undeland, T. M., y Robbins, W. P. *Power Electronics. Converters, Applications and Design*. John Wiley and Sons, 2003.

- [Moreno08] Moreno, J. A. y Osorio, M. A lyapunov approach to second-order sliding mode controllers and observers. *En Proceedings of the 47th IEEE Conference on Decision and Control*. 2008.
- [Muljadi08] Muljadi, E. y Ellis, A. Validation of wind power plant models. *IEEE Power and Energy Society General Meeting- Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, 2008.
- [Pasino98] Pasino, K. M. y Yurkovich, S. *Fuzzy Control*. Addison-Wesley, 1998.
- [Patel99] Patel, M. R. *Wind and Solar Power Systems*. CRC Press, 1999.
- [Rashid95] Rashid, M. H. *Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*. Prentice Hall, 1995.
- [Santoso11] Santoso, S. y Singh, M. Dynamic models for wind turbines and wind power plants. Inf. téc., National Renewable Energy Laboratory (NREL), 2011.
- [Scherillo12] Scherillo, F., Izzo, L., Coiro, D., y Lauria, D. Fuzzy logic control for a small pitch controlled wind turbine. *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 2012.
- [Selvam09] Selvam, K., Kanev, S., van Wingerden, J. W., van Engelen, T., y Verhaegen, M. Feedback-feedforward individual pitch control for wind turbine load reduction. *Int. Journal of Robust and Nonlinear Control*, págs. 72–91, 2009.
- [Senjyu06] Senjyu, T., Sakamoto, R., Urasaki, N., Funabashi, T., Fujita, H., y Sekine, H. Output power leveling of wind turbine generator for all operating regions by pitch angle control. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2006.
- [Shtessel10] Shtessel, Y., Moreno, J. A., Plestan, F., Fridman, L., y Poznyak, A. Super-twisting adaptive sliding mode control: a lyapunov design. *En 49th IEEE Conference on Decision and Control*. 2010.

- [Shtessel14] Shtessel, Y., Edwards, C., Fridman, L., y Levant, A. *Sliding Mode Control and Observation*. Birkhauser Boston, 2014.
- [Sinha15] Sinha, A. K., Diwan, R., y Sharma, D. Development and simulation of pi controller based pitch angle controlled dfig system for wind turbines. *International Journal of Advanced Engineering Research and Studies*, 2015.
- [Tazil10] Tazil, M., Kumar, V., Bansal, C., Kong, S., Dong, Z., Freitas, W., y Mathur, H. Three-phase doubly fed induction generators: an overview. *Electrical Power Applications (IET)*, 2010.
- [US114] 2014 wind technologies market report, Febrero 2014.
URL <http://apps2.eere.energy.gov/wind/windexchange>
- [Utkin99] Utkin, V., Guldner, J., y Shi, J. *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*. Taylor and Francis Group, 1999.
- [Yazdani10] Yazdani, A. y Iravani, R. *Voltage-Sourced Converters in Power Systems*. John Wiley and Sons, 2010.
- [Zadeh65] Zadeh, L. A. Fuzzy sets. *Information and Control*, 1965.

Apéndice A

Modelos en Simulink

A.1. Modelo de la turbina

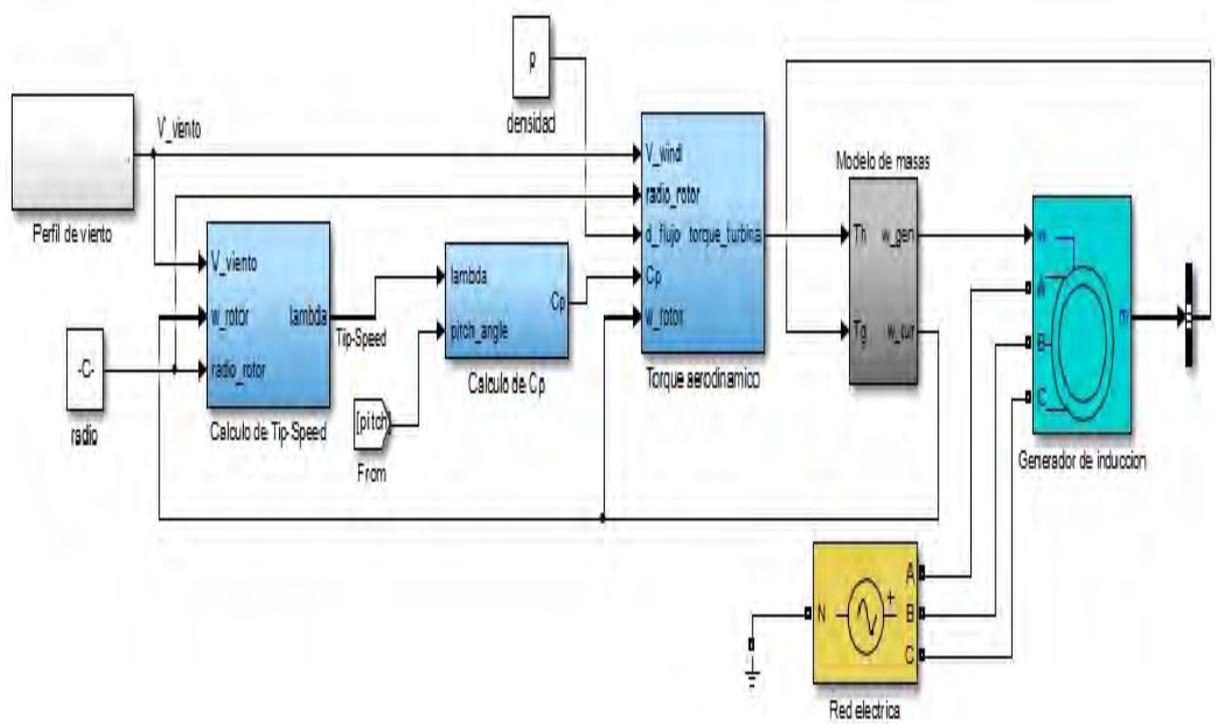


Figura A.1: Diagrama de simulación en Simulink para el modelo de la turbina de viento de velocidad fija

A.2. Modelo del RSC

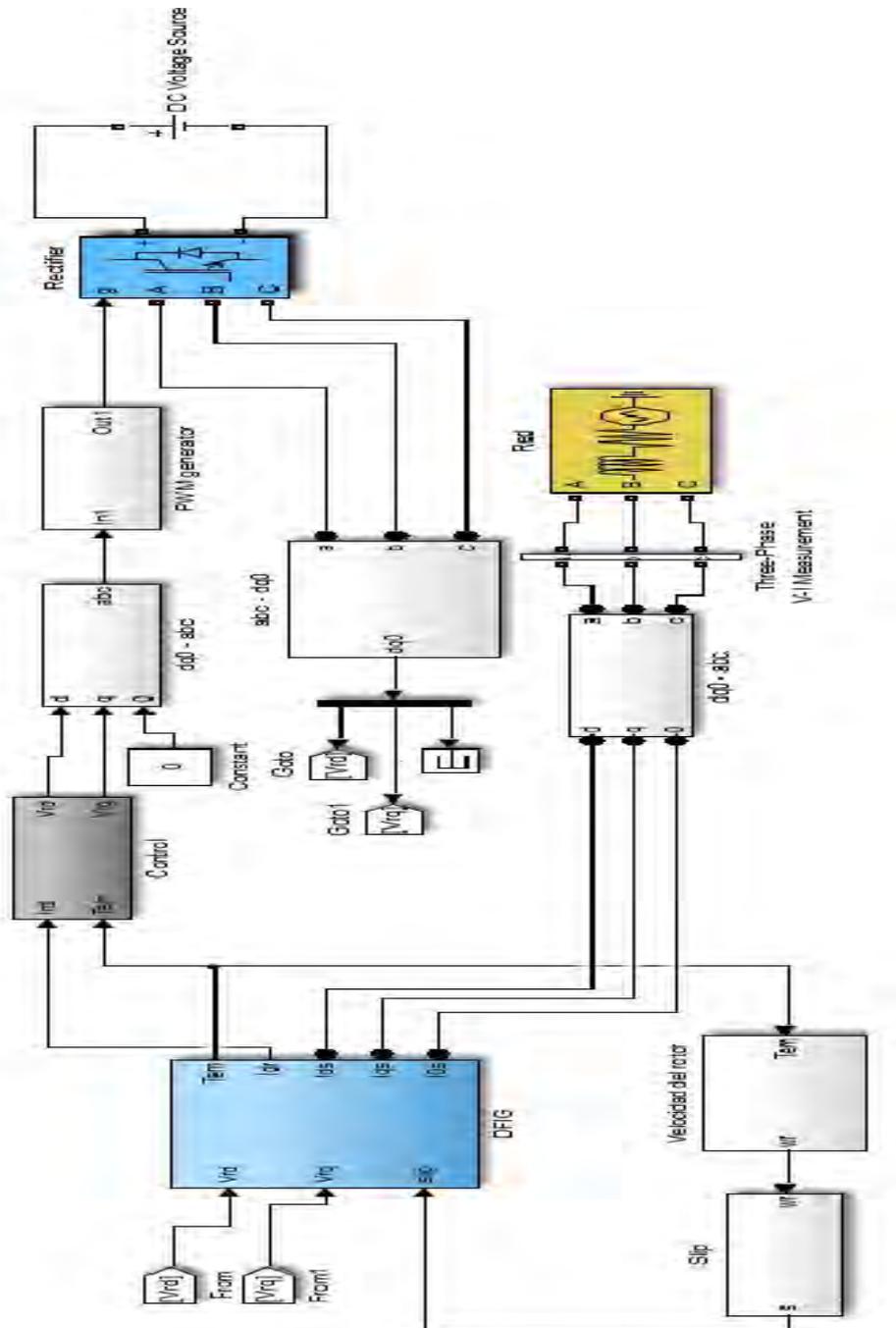


Figura A.2: Diagrama de simulación en Simulink para el DFIG y el RSC

A.3. Modelo del GSC

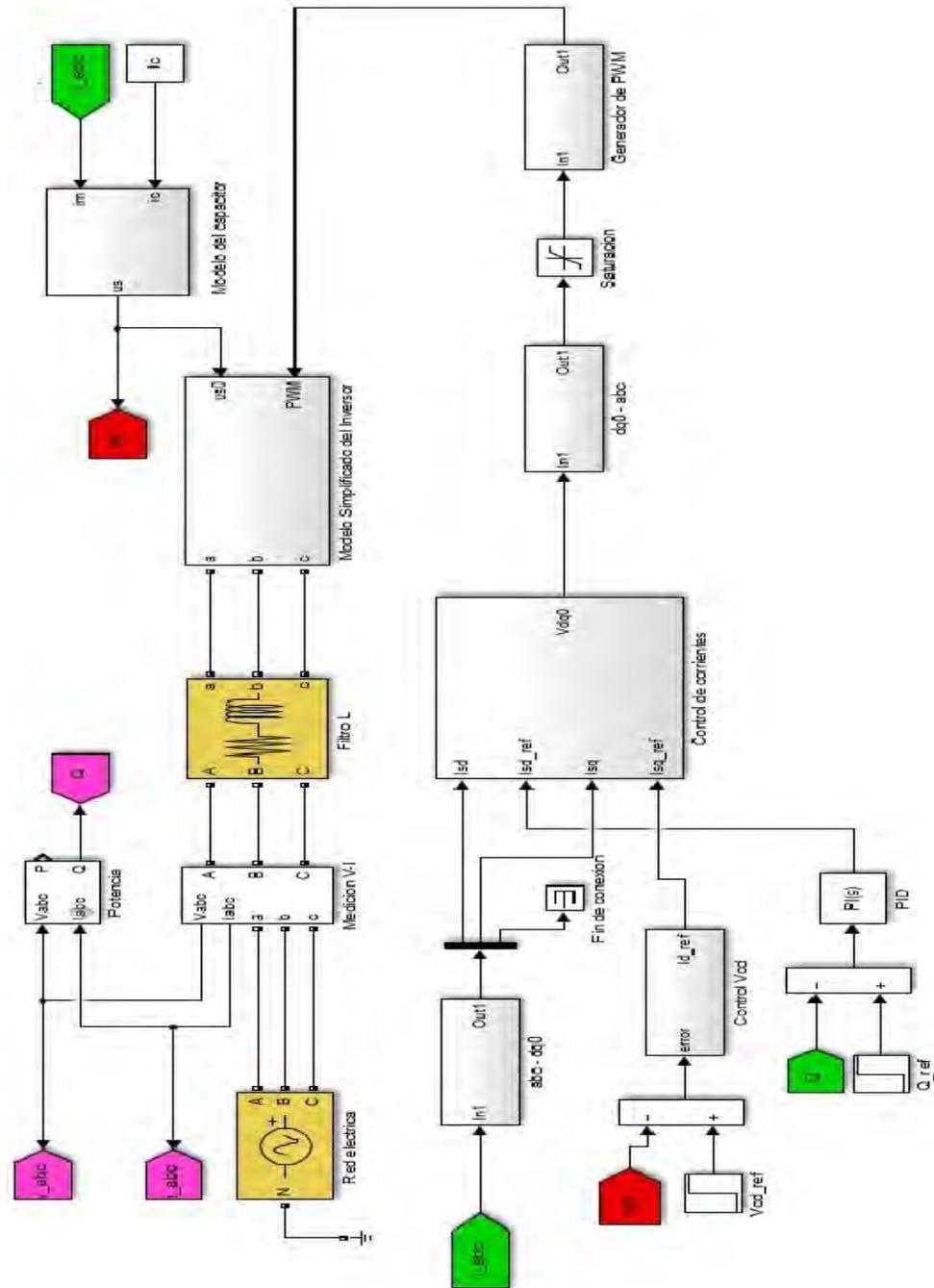


Figura A.3: Diagrama de simulación en Simulink para el inversor

Apéndice B

Algoritmo MPPT

Con el objetivo de obtener la máxima extracción de potencia en velocidades bajas las turbinas en configuración de velocidad variable modifican la velocidad de giro del rotor de la turbina para lograr mantener un valor óptimo de velocidad al cual se asegura la extracción máxima de energía disponible. Para cumplir con este objetivo es necesario mantener el valor del coeficiente de potencia del rotor C_p en su valor óptimo $C_{p_{opt}}$ (para este caso este valor óptimo es el valor máximo), esto se consigue indirectamente mediante el control del valor de velocidad punta óptimo, como:

$$C_{p_{opt}} = f(\lambda_{opt}, \beta) \quad (\text{B.1})$$

donde λ_{opt} es el valor óptimo de la velocidad punta (el cual por lo general se considera cercano a 8) y β es el ángulo de paso de la turbina. Para obtener el valor óptimo de λ se requiere variar la velocidad del rotor de la turbina conforme la velocidad del viento cambia, esto se puede describir de la siguiente forma:

$$\omega_{r_{opt}} = \frac{\lambda_{opt} V_w}{R} \quad (\text{B.2})$$

donde $\omega_{r_{opt}}$ es la velocidad del rotor de la turbina necesario para mantener λ en su valor óptimo, V_w representa la velocidad de viento incidente en la turbina y R el radio de la turbina. Utilizando esta ecuación el valor de C_p se mantiene en su valor óptimo y por consiguiente se extrae la máxima energía posible del flujo de aire entrante.

Apéndice C

Publicaciones

C.1. IEEE Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC 2015)

Pitch angle controllers design for a horizontal axis wind turbine
4 al 6 de Noviembre, Ixtapa, Mexico.

Pitch angle controllers design for a horizontal axis wind turbine

*David Cortés Vega, Juan Anzures Marin, Roberto Tapia Sánchez
Facultad de Ingeniería Eléctrica, División de Estudios de Posgrado
Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo
dcortes@dep.fie.umich.mx, j.anzures@ieee.org, rtsanchez@dep.fie.umich.mx*

Abstract— This paper focuses on control system design for wind turbine power regulation and the comparison of the techniques presented. A PI controller, Fuzzy controller and a combined Fuzzy-PI are applied to a 750KW fixed-speed horizontal axis wind turbine. The Fuzzy controller is proposed with two inputs, wind speed and output power error, with these inputs the controller adjusts the pitch angle of the turbine blades to regulate the output power for wind speeds above rated speed. The PI controller is designed by means of Ziegler-Nichols method and the Fuzzy-PI presents a correlation factor to combine the control actions of both controllers and assign a specific weight to each one. Simulations are presented to prove the efficiency of each control technique; the results show that the Fuzzy-PI controller gives a better behavior than the Fuzzy controller or PI controller on their own.

Keywords— wind power, fuzzy control, PI control, power regulation, pitch angle.

I. INTRODUCTION

In the last years the high consumption of traditional energy sources and the contamination issues generated by these has led to a highly attention level in the use of renewable energies. In particular, wind energy has had a huge advance in the last decades, a 369,553 MW global wind power generation capacity was achieved in 2014. Furthermore, the technology associated for this kind of energy has one of the most increasing rates of development [1]. However, wind energy is an intermittent source, so it is necessary a high efficiency on the energy conversion process to get a profitable energy generation system. Therefore, control schemes plays a fundamental role in the wind generation systems; one of the most important processes is the power regulation, as this should be limited to prevent power overloads and to help in reducing aerodynamic and mechanical loads on the turbine and thereby extend the useful life of the system.

Different control strategies for power regulation on fixed speed wind turbines have been proposed, the most applied is the pitch angle control. In this scheme, the wind turbine operates with fixed angle values for below rated wind speeds and a control method is used for above rated wind speeds.

Wind turbines are non-linear systems, modern control techniques have been applied to deal with control issues in this area. Fuzzy logic control is an interesting technique because it does not require a mathematical model of the system, contrary to the case of a classic controller like the PI controller that focuses on the model and is developed based on it. Some works based on Fuzzy logic for power regulation on fixed speed and variable speed wind turbines are presented in [2-3]. Besides the power regulation, modern control techniques have been used for fault diagnosis systems, in [4] fuzzy logic is used to detect faults in the turbine blades, analyze this fault and find what is causing it.

This paper presents the design of three control methodologies for power regulation applied to a 750KW wind turbine model, a PI controller, a Fuzzy Logic Controller (FLC) and a combined controller FLC-PI. A comparison is made to check characteristics and efficiency of each technique.

The paper is organized as follows: Section II presents the development of the wind turbine model. Section III focuses on the controller design, special attention on fuzzy control techniques is made. Simulation and results are presented in section IV. Finally, section V presents the conclusions about this work.

II. WIND TURBINE MODEL

Electrical energy generation by means of the wind basically depends on the interaction that occurs between a mechanical system and the wind itself. A wind turbine consists of three main parts [5], the mechanical part of the turbine, formed by the blades and the hub, the transmission that combines the

gearbox and the high speed and low speed shafts, and an electrical generator to convert mechanical energy to electrical energy. Figure 1 shows the main parts of a wind turbine.

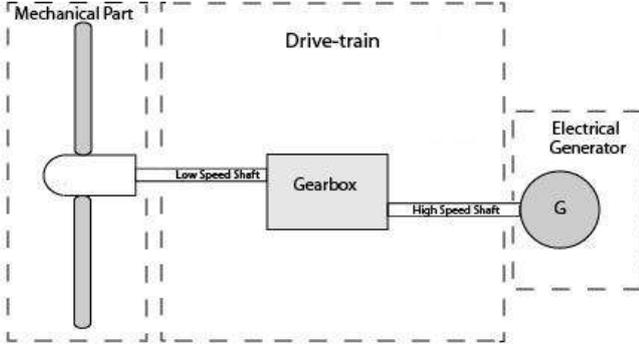


Fig. 1. Main parts of a wind turbine

According to the actuator disk theory [6], the available power in a mass of wind flowing through a turbine is given by:

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

where P_w represents the wind power available, ρ is the air density, A is the area swept by the blades and V_w is the wind speed. However, it is not possible to extract the totality of this energy, because it is limited by a value known as the rotor power coefficient (C_p), which is the ratio between the power extracted by the blades and the available power in the wind flow. Betz proved that the maximum power generated by an ideal turbine with an infinite number of blades is 59.26% of the available wind power. This value is known as the Betz limit [6]. Consequently, the power extracted by the turbine can be rewritten as:

$$P_h = \frac{1}{2} \rho A C_p V_w^3 \quad (2)$$

A. Mechanical Part

The power coefficient calculation is based on the aerodynamic parameters of each turbine; there are different ways to get it, although most of them are based on performance curves. These curves provide information about efficiency of the turbine for different wind speeds and various angles of incidence on the blades, so it is possible to visualize the conditions under the maximum power coefficient is obtained. For the calculation of C_p the following equations are used [7]:

$$C_p = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{-\frac{c_5}{\lambda_i}} \quad (3)$$

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + c_6 \beta} - \frac{c_7}{\beta^3 + 1} \quad (4)$$

where c_1, c_2, \dots, c_7 are the turbine aerodynamic, β is the pitch angle and λ is the turbine tip speed ratio. According to (3-4) it is possible to draw performance curves for different pitch angles ($\beta = 0, 1, 2, 5, 10, 15, 20, 25$) as shown in Figure 2, where can be seen the behavior of the maximum energy extraction points and is easy to see that the increment in the value of β decreases the value of C_p .

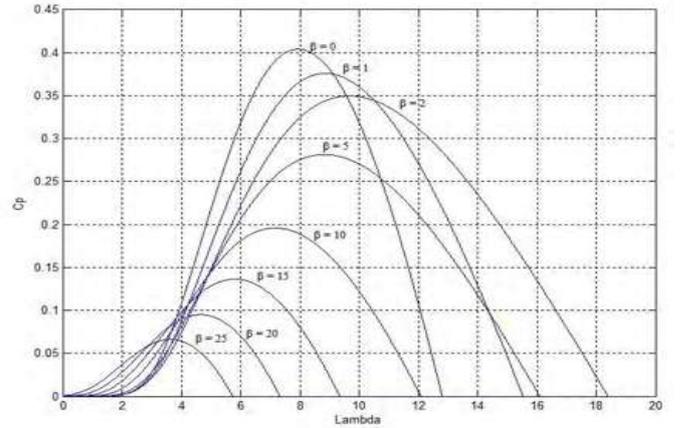


Fig. 2. Performance curves for different values of β

The tip speed ratio λ (TSR) is the ratio between the linear speed of the blade and the wind speed incident on the turbine. The TSR determines the fraction of available energy extracted by the wind turbine rotor and can be calculated by (5):

$$\lambda = \frac{\omega_h R}{V_w} \quad (5)$$

where ω_h is the rotor angular speed, R is the rotor radius and V_w is the wind speed.

The ratio between the power extracted and the turbine rotor speed is the aerodynamic torque developed by the turbine; this is represented in (6).

$$\Gamma_h = \frac{P_h}{\omega_h} = \frac{\rho C_p A V_w^3}{2 \omega_h} \quad (6)$$

where Γ_h is the generated aerodynamic torque.

B. Drive-train

The drive-train of the wind turbine is composed by the high speed shaft, the low speed shaft and the gearbox. A two-mass inertial model is used to represent this system as follows:

$$\begin{cases} \dot{\omega}_h = \left(\Gamma_h - D \left(\omega_h - \frac{\omega_g}{T} \right) - \Gamma_k \right) \frac{1}{J_h} \\ \dot{\omega}_g = \left(\frac{D\omega_h}{T} - \frac{D\omega_g}{T^2} + \frac{\Gamma_k}{T} + \Gamma_g \right) \frac{1}{J_g} \\ \dot{\Gamma}_k = K\omega_h - \frac{K\omega_g}{T} \end{cases} \quad (7)$$

where ω_h is the turbine rotor angular speed, ω_g is the generator rotor angular speed, D and K are the damping and stiffness coefficients respectively, J_h y J_g are the hub inertia and the generator inertia, T is the gearbox relation, Γ_h is the aerodynamic torque generated by the turbine hub, Γ_g is the generator torque and Γ_k is the difference between the high speed shaft and the low speed shaft speeds affected by their stiffness.

C. Electrical Generator

In this work a squirrel-cage generator is considered. The generator model was obtained from the "Asynchronous Machine" block integrated in Simulink Matlab® which is represented by a fourth-order state space system for the electrical part and a second-order system for the mechanical part.

Table 1. 750KW wind turbine model parameters

Turbine parameters	
Radius	= 23.5m
Area	= 1735m ²
J _t	= 8000 kg m ³
Drive-train	
T	= 70
D	= 1000 N/m
K	= 3.67e ⁷ N/m
Generator	
P _{nom}	= 750KW
V _{nom}	= 460V
F _{nom}	= 60Hz
R _s	= 4.92e ⁻⁴ Ω
R _r	= 2.7e ⁻⁴ Ω
L _{ls}	= 4.66e ⁻⁵ H
L _{lr}	= 4.66e ⁻⁵ H
L _m	= 1.99e ⁻³ H
J _g	= 18.7kg m ²

The turbine and generator parameters used in this paper were obtained from [13] and are shown in Table 1.

III. CONTROLLER DESIGN

In general, the pitch angle controllers have as main objectives [8]:

- Regulate the power extracted from the turbine.
- Avoid excessive mechanical loads in very high-speed winds.

Figure 3 shows an overview of the pitch control scheme, in which the controller generates a pitch angle value required β_{ref} based on a system error signal, which is sent to the actuator model shown in (8) in order to obtain the actual pitch angle that is going to be sent to the turbine. The pitch actuator is a non-linear servomechanism that usually rotates all the blades simultaneously. However, in this paper the actuator is considered linear and is described by the following differential equation [6]:

$$\dot{\beta}(t) = \frac{1}{\tau}\beta + \frac{1}{\tau}\beta_{ref} \quad (8)$$

where β is the pitch angle, β_{ref} is the desired pitch angle and τ is the time constant associated to actuator .

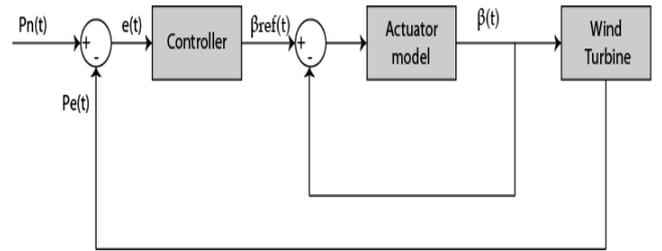


Fig.3. General pitch control scheme

A. Proportional-Integral controller

The Proportional Integral (PI) controller has been widely used to control pitch angle in wind turbines. This kind of control combines a proportional action that improves the response of the plant by means of the increase of the error signal and an integral action to reduce the steady-state error and improve the response speed [9].

The error signal selected to design this controller is:

$$e(t) = P_n(t) - P_e(t) \quad (9)$$

where $e(t)$ is the generation power error, $P_n(t)$ is the nominal or desired power and $P_e(t)$ is the power extracted by the turbine.

An open loop analysis is performed under nominal operating conditions ($v = 13.5$ m/s, $\beta = 0$), and then the Ziegler-Nichols method [9] is applied to tune the controller gains.

B. Fuzzy Logic Controller (FLC)

The Fuzzy Logic proposed by Lofti Zadeh [11], has its main advantage in the ability to generate output values without the need for accurate entries defined by a mathematical model, it is only required the implementation of three basic steps: fuzzification, rules-inference mechanism and defuzzification. A more precise explanation about this theme can be found in [12].

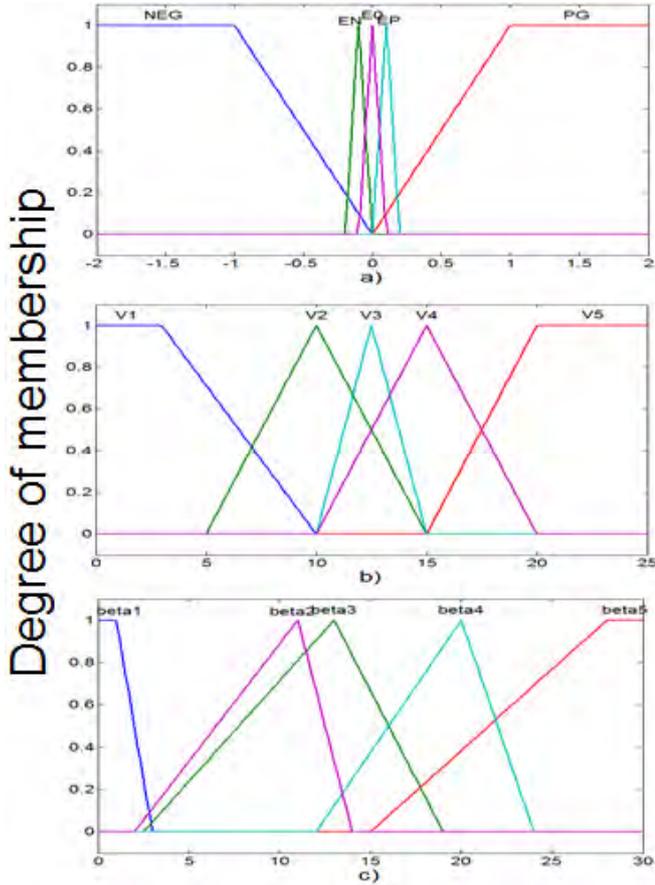


Fig. 4. Membership functions, a) power extracted error, b) wind speed, c) pitch angle.

For the design of this controller the Fuzzy Logic Toolbox™ available in Matlab® is used. The membership functions and the rule base are created according to results of the system simulations taking into account its characteristics, such as the generated power, wind speed, among others.

The control system is designed with two inputs (wind speed and power error) and one output (pitch angle). For the three cases the membership functions used are the triangular and trapezoidal type and their universe is defined based on results of system simulations.

Methods for implication and aggregation were defined as minimum and maximum respectively and the defuzzification

process chosen was centroid. Figure 4 shows these input and output membership functions.

The rule base is shown in Table 2, it is seen that for positive error values the output is always associated with the membership function Beta1, this due to a positive error indicates that the power extracted is below the desired value and the way to increase the generated power is the reduction of the pitch angle so it is always maintained at its lowest value.

Table 2. Rule base for the Fuzzy Logic Controller.

Wind	V1	V2	V3	V4	V5
NEG	Beta1	Beta2	Beta4	Beta4	Beta5
EN	Beta1	Beta2	Beta3	Beta4	Beta4
E0	Beta1	Beta1	Beta1	Beta2	Beta3
EP	Beta1	Beta1	Beta1	Beta1	Beta1
PG	Beta1	Beta1	Beta1	Beta1	Beta1

Where:

NEG – Negative big
 EN – Negative small
 E0 – Zero
 EP – Positive small
 PG – Positive big

V1 – Very low speed
 V2 – Low speed
 V3 – Rated speed
 V4 – High speed
 V5 – Very high speed

C. Combined controller FLC-PI

The proposed control technique is based on the combination of the control actions of a PI controller and a fuzzy controller using a correlation factor as shown in Figure 5.

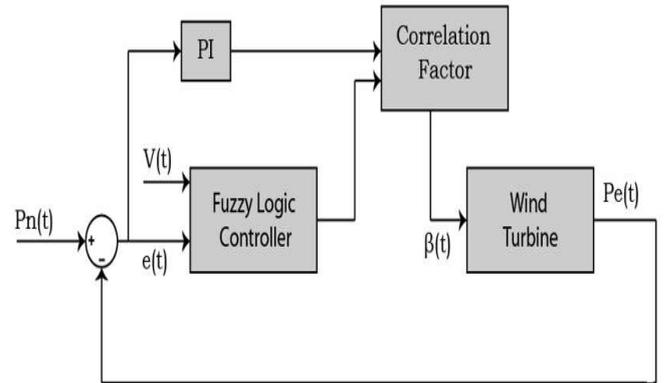


Fig. 5. Closed loop system with combined control scheme FLC-PI

The correlation factor is defined as follows:

$$u_T(t) = \alpha u_f(t) + (1 - \alpha) u_{PI}(t) \quad (10)$$

where u_T is the total control action applied to the system, u_f is the fuzzy control action, u_{PI} is the Proportional-Integral control action and α is the correlation factor.

The controllers used in this scheme are designed in the previous sections in order to make a comparison of their respective responses.

The value of this correlation factor is defined by the error and the error derivative. When the error derivative is small and also the error is small it means that the system has reached a steady state region so α is decreased and this puts more weight on the control action of PI and subtracts weight on the fuzzy controller because this controller is not capable of eliminating the steady-state error, on the other hand, when the error and its derivative is large it means that the system is in a transient state so α increases to place greater weight on the fuzzy control in order to achieve a faster convergence.

IV. SIMULATION AND RESULTS

In order to show the results a simulation is performed with each type of control scheme and considering a wind profile for 300 seconds that contains speed variations in the range of 10 m/s to 16 m/s (see Figure 6). The parameters used for this simulation correspond to a 750KW fixed speed wind turbine, these values are shown in Table 1.

The error signals generated by each type of controller are shown in Figure 7, where can be seen that all control schemes have a satisfactory performance. It is noted that the combined controller has the minimum error among the three schemes. The PI controller has a big error in the first seconds of the simulation, this means that it has high magnitude variations in that period of time, while the PI controller and fuzzy-PI controller have smaller variations which leads to a lower error. At steady state, the PI controller has an error of 0.66%, the PI-fuzzy controller has an error of 0.4% while the fuzzy controller has the highest error value of 1.33%.

Figure 8 shows the variation in the pitch angle developed by each controller type, there can be seen that exist similar variations in periods when the wind is below the nominal speed, with a slight difference between the fuzzy controllers and the PI controller because the fuzzy controllers always maintain a small value of pitch angle of about 1 degree due to the membership functions selected while the PI controller goes down to zero, in the case of wind speeds above rated speed (13.5 m/s) this variation on the pitch angle presents a little difference among each controller, and that difference is what defines the change in regulation in each controller. Finally, Figure 9 shows the turbine power extraction for each controller, it is easy to see that the response of the combined control FLC-PI is the one with the best characteristics, because it has a lower overshoot than the PI control and a minor error

than both control schemes, this represents a more efficient regulation that the fuzzy controller and a higher power extraction than the PI controller.

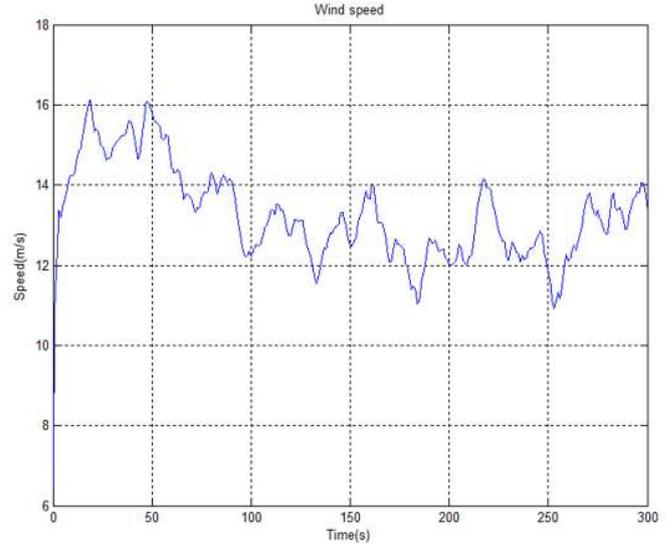


Fig. 6. Wind profile used for simulation

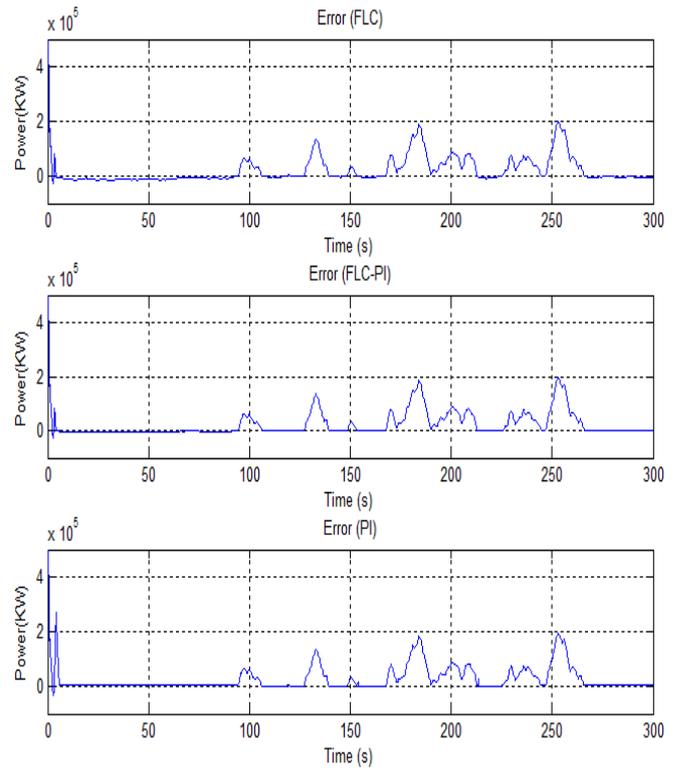


Fig. 7. Error signals for each control scheme, a) FLC, b) FLC-PI, c) PI

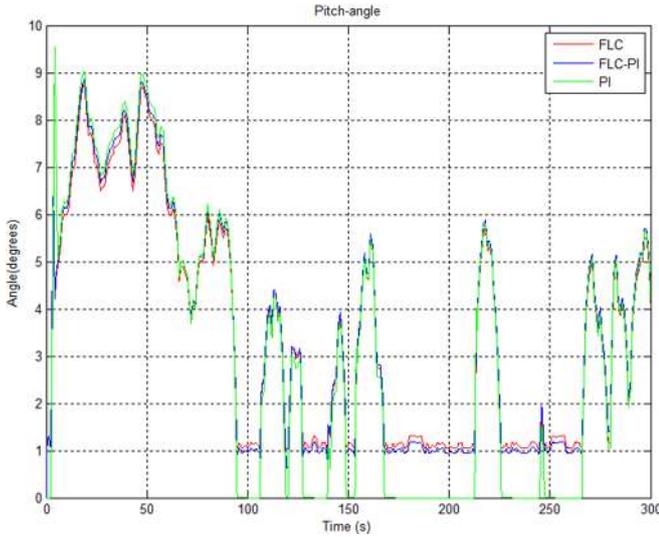


Fig. 8. Variation of pitch angle

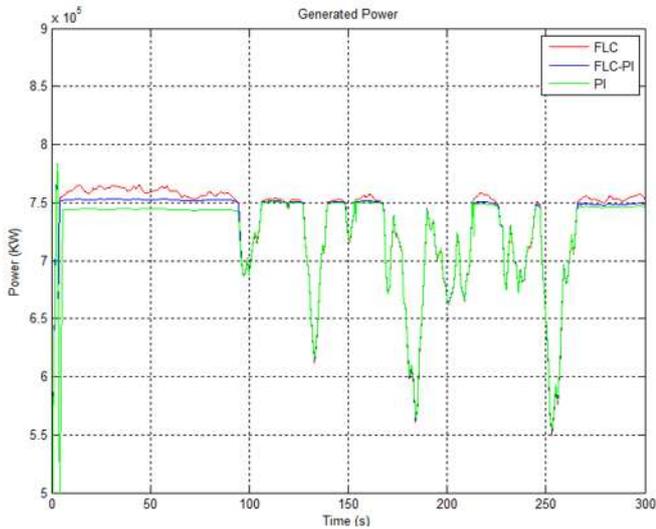


Fig. 9. Generated power

V. CONCLUSIONS

The results obtained with each one of the control techniques have been satisfactory from the power regulation point of view, as can be observed in the comparison of the performance of each controller. The proposed combined

controller FLC-PI has a better response than the PI controller and the FLC, this has been proved with a lower error of 0.4% compared to 0.66% from the PI and 1.33% from the FLC, this demonstrates the effectiveness of the controller. However, its performance is limited by the good design of the controllers that comprise it.

The fuzzy controllers are a great alternative to work with very complex systems like wind turbines because they do not require a mathematical model and depend largely on the knowledge we have about the system being controlled.

VI. REFERENCES

- [1] "Global Wind Energy Statistics 2014", Global Wind Energy Council (GWEC), February 2015.
- [2] F. Scherillo, L. Izzo, D.P. Coiro, D.Lauria "Fuzzy Logic Control for a Small Pitch Controlled Wind Turbine" International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Sorrento, 2012.
- [3] de Almeida Macedo A.V. , Santos Mota W. "Real Time simulations of wind turbine with pitch angle control using Fuzzy Logic" International Conference on Industry Applications (INDUSCON), Juiz de Fora, 2014.
- [4] Yafeng Li, Guoxing Li, Jun Yan, "Fault Diagnosis of Wind Turbine Blades Based on Fuzzy Theory" International Conference on Control, Automation and Systems Engineering (CASE), Singapore, 2011.
- [5] Mohit Singh, Surya Santoso, "Dynamic Models for Wind Turbines and Wind Power Plants" National Renewable Energy Laboratory, 2011.
- [6] Bianchi Fernando, De Battista Hernan, Mantz Ricardo, "Wind Turbine Control Systems, Principles, Modelling and Gain Scheduling Design", Springer, 2006.
- [7] R. Kyoungsoo, H. Choi, "Application of neural network controller for maximum power extraction of a grid-connected wind turbine" Springer – Verlag, 2004.
- [8] V. Akhmatov, "Variable-speed Wind Turbines with Doubly-fed Induction Generators – Part I: Modelling in Dynamic Simulation Tools". Wind Engineering, vol. 26, no. 2, p. 85-108, 2002.
- [9] I.I. Lázaro-Castillo, "Ingeniería de Sistemas de Control Continuo", UMSNH, COECyT, Michoacán, FIE, México, 2008.
- [10] Ackermann Thomas, "Wind Power in Power Systems" John Wiley and Sons, 2005.
- [11] L.A. Zadeh, "Fuzzy sets" Information and Control, p. 338-353, 1965.
- [12] Passino K.M., Yurkovich S., "Fuzzy Control", Addison-Wesley, United States of America, 1998.
- [13] R. Sanchez, A. Medina "Wind turbine model simulation: A bond graph approach", Simulation Modelling Practice and Theory 41 , p.28-45, Elsevier, 2014.