

**IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR ROBUSTO PARA UNA
MÁQUINA DE RELUCTANCIA VARIABLE DOBLEMENTE
ALIMENTADA SIN ESCOBILLAS.**

**ANGELICA MARIA GONZALEZ GIRALDO
GUSTAVO ADOLFO CUARTAS ISAZA**

**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA
FACULTAD DE INGENIERIAS
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
PEREIRA
2015**

**IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR ROBUSTO PARA UNA
MÁQUINA DE RELUCTANCIA VARIABLE DOBLEMENTE
ALIMENTADA SIN ESCOBILLAS.**

ANGELICA MARIA GONZALEZ GIRALDO

C.C. 1093218093

GUSTAVO ADOLFO CUARTAS ISAZA

C.C. 1088285160

**Trabajo de grado presentado como requisito para optar al título de
Ingeniero Electricista**

Director

Ph.D. EDUARDO GIRALDO SUÁREZ

**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA
FACULTAD DE INGENIERIAS
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
PEREIRA
2015**

Nota de aceptación:

Presidente del Jurado

Jurado

ÍNDICE GENERAL

1. Naturaleza del Viento y Modelo de la Turbina	1
1.1. Historia del viento como fuente de energía.	1
1.2. Naturaleza del viento.	1
1.2.1. Espectro de potencia de Van der Hoven.	2
1.2.2. Estadística del viento.	3
1.3. Modelo de la turbina.	4
1.3.1. Extracción de la energía cinética del viento.	4
1.3.2. Curvas de potencia.	6
1.4. Control bidireccional back to back.	7
2. Modelo Matemático de la Máquina de Reluctancia Variable Doblemente Alimentada sin Escobillas	9
2.1. Aspectos teóricos de la máquina de reluctancia variable doblemente alimentada sin escobillas.	9
2.2. Consideraciones de diseño para la construcción de la máquina de reluctancia variable doblemente alimentada.	10
2.2.1. Acoplo magnético entre devanados de potencia y control con el rotor.	11
2.3. Modelado matemático para la máquina de reluctancia variable doblemente alimentada.	13
2.3.1. Expresión de torque.	20
2.4. Modelo del generador de inducción doblemente alimentado.	22
3. Técnicas de control para la optimización de los sistemas de conversión de energía eólica	25
3.1. Control por redes neuronales.	25
3.2. Control LQG.	26
3.3. Control por planos deslizantes.	27
3.3.1. Control por planos deslizantes difusos.	28
3.3.2. Control por planos deslizantes adaptativos.	28
4. Diseño de un control proporcional integral (PI) y un control cuasi deslizante con ancho de banda (QSMB).	30
4.1. Identificación de la planta a partir del método de mínimos cuadrados.	30
4.2. Control proporcional integral (PI).	32

4.2.1.	Acción proporcional.	32
4.2.2.	Acción Integral.	33
4.2.3.	Controlador PI.	34
4.3.	Control cuasideslizante con ancho de banda.	35
4.3.1.	Atributos y definiciones.	35
4.3.2.	Modo de alcance y ley de control.	36
4.3.3.	Control equivalente.	38
4.3.4.	Control deslizante.	40
5.	Análisis de Resultados	41
5.1.	Controlador PI.	41
5.2.	Controlador cuasi-deslizante con ancho de banda.	45
6.	Conclusiones y Trabajos Futuros	50
6.1.	Conclusiones.	50
6.2.	Trabajos Futuros.	51
7.	Apéndice	52
7.1.	Código de control cuasi-deslizante con ancho de banda e identificación de la planta.	52

ÍNDICE DE FIGURAS

1.1. Espectro de Van der Hoven.	3
1.2. Disminución de la velocidad del viento al atravesar la turbina.	4
1.3. Coeficiente de potencia C_p	6
1.4. Coeficiente de par C_T	6
1.5. Curvas de Potencia vs Velocidad de rotación de la turbina con la velocidad del viento como parámetro.	7
1.6. Convertidor bidireccional back to back.	8
2.1. Maquina de inducción en cascada con doble alimentación.	9
2.2. Maquina doblemente alimentada sin escobillas (DFIM).	10
2.3. Fuerza magneto motriz por fase para devanados en el estator.	11
2.4. Posición angular y velocidad de la tensión del primario y los vectores espaciales de flujo en un marco estacionario.	17
2.5. El modelo dq de la máquina BDFRM.	20
2.6. Esquema típico del DFIG.	23
2.7. Modelo equivalente por fase referido al rotor para la DFIG.	24
3.1. Configuración Feedforward.	25
3.2. Configuración Recurrentes.	26
3.3. Diagrama de control LQG.	27
3.4. Esquema general de control adaptativo.	29
4.1. Sistema de control en lazo cerrado.	32
4.2. Controlador PI discreto.	35
4.3. Controlador equivalente.	39
5.1. Voltaje fase (A) vs Tiempo velocidad constante (DFIG).	41
5.2. Voltaje fase (A) vs Tiempo velocidad variable (DFIG).	41
5.3. Voltaje fase (A) vs Tiempo velocidad constante (BDFRM).	42
5.4. Voltaje fase (A) vs Tiempo velocidad variable (BDFRM).	42
5.5. Potencia Activa vs Tiempo velocidad constante (DFIG).	42
5.6. Potencia Activa vs Tiempo velocidad variable (DFIG).	43
5.7. Potencia Activa vs Tiempo velocidad constante (BDFRM).	43
5.8. Potencia Activa vs Tiempo velocidad variable (BDFRM).	43
5.9. Potencia Reactiva vs Tiempo velocidad constante (DFIG).	44
5.10. Potencia Reactiva vs Tiempo velocidad variable (DFIG).	44

5.11. Potencia Reactiva vs Tiempo velocidad constante (BDFRM).	44
5.12. Potencia Reactiva vs Tiempo velocidad variable (BDFRM).	45
5.13. Voltaje fase (A) vs Tiempo velocidad constante (DFIG).	45
5.14. Voltaje fase (A) vs Tiempo velocidad variable (DFIG).	45
5.15. Voltaje fase (A) vs Tiempo velocidad constante (BDFRM).	46
5.16. Voltaje fase (A) vs Tiempo velocidad variable (BDFRM).	46
5.17. Potencia Activa vs Tiempo velocidad constante (DFIG).	46
5.18. Potencia Activa vs Tiempo velocidad variable (DFIG).	47
5.19. Potencia Activa vs Tiempo velocidad constante (BDFRM).	47
5.20. Grafica de Potencia Activa vs Tiempo velocidad variable (BDFRM). . .	47
5.21. Grafica de Potencia Reactiva vs Tiempo velocidad constante (DFIG). .	48
5.22. Potencia Reactiva vs Tiempo velocidad variable (DFIG).	48
5.23. Potencia Reactiva vs Tiempo velocidad constante (BDFRM).	48
5.24. Potencia Reactiva vs Tiempo velocidad variable (BDFRM).	49
7.1. Maquina de Inducción en Cascada.	54
7.2. Representación de la esquemática del viento en intervalo de $10.5\frac{m}{s}$, $14\frac{m}{s}$	54
7.3. Modelo del viento en diagramas de bloques.	55

RESUMEN

Debido al crecimiento de la demanda energética alrededor del mundo, al alto costo y el gran impacto ambiental de la generación a partir de combustibles fósiles la humanidad se ha visto obligada a utilizar otra forma de generar energía eléctrica de forma más limpia como por ejemplo los sistemas de generación de energía eólica.

En el presente documento se desarrolla la implementación de un sistema de generación de energía eólica que está compuesto por seis turbinas eólicas con capacidad total de $300Hp$, cada una de ellas se encuentra basada en una máquina de reluctancia variable doblemente alimentada sin escobillas (BDFRM por sus siglas en inglés), cuyo diseño le brinda más robustez al sistema frente ráfagas. Se implementó un controlador cuasi-deslizante con ancho de banda con el que se busca, de igual forma que con la máquina, dar robustez frente a perturbaciones externas, las cuales se modelaron bajo el criterio del espectro de Van der Hoven con variaciones en el rango $(11 - 14\frac{m}{s})$.

Se realizó un acoplamiento entre el sistema y la red de transmisión mediante el uso de la electrónica de potencia (back to back), con lo cual se busca, aparte del acoplamiento, ampliar el rango de trabajo, puesto que permite el flujo potencia solamente en dirección a la red.

El control cuasi deslizante, parte del principio de funcionamiento de un control de estructura variable que evoluciona alrededor de una superficie, esta señal se encuentra limitada por un ancho de banda. La señal de control está dividida en dos partes, la primera se denomina control equivalente, este control se encarga de mantener el sistema dentro de la región de deslizamiento, la segunda se designa control de conmutación, el cual se encarga de estabilizar el sistema alrededor de la superficie de deslizamiento, este control se basa en ley de alcance de Lyapunov.

INTRODUCCIÓN

Debido al crecimiento de la demanda energética alrededor del mundo, al alto costo y el gran impacto ambiental de la generación a partir de combustibles fósiles se ha visto la necesidad de generar energía eléctrica sin que esta produzca residuos perjudiciales para el planeta, de allí surge el término energías limpias, las cuales en cierto modo están relacionadas con los 4 elementos: energía eólica, energía solar, hidroeléctrica y geotérmica.

En los últimos años, la energía eólica ha tomado gran impulso debido a que su impacto medioambiental es muy bajo, el viento es un recurso inagotable y los costos de operación son comparables con la hidroeléctrica. Desde épocas antiguas el hombre utilizó los molinos de viento como herramienta de trabajo, pues con éstos bombeaban el agua y molía los cereales. Con la llegada de la energía eléctrica en el siglo *XIX* se empezó a desarrollar un aerogenerador, el cual se basaba en el principio de funcionamiento de los molinos de viento, pero estos no tomaron relevancia hasta que se dieron ciertas condiciones sociales y políticas. La crisis del petróleo de los 70 y la oposición a la energía nuclear de los 80 en Europa conllevó a los gobiernos a invertir en la investigación de este tipo de generación para reducir los costos de implementación y operación, haciéndola más eficiente, en 1981 se redujo el costo de implementación hasta en un 50 por ciento.

En la actualidad se están desarrollando nuevas tecnologías para optimizar el funcionamiento este tipo de turbinas mediante el uso de máquinas (como ejemplo de esto, se encuentran: la máquina de inducción doblemente alimentada, máquina sincrónica de imanes permanentes, la máquina de inducción jaula de ardilla, máquina de reluctancia variable doblemente alimentada sin escobillas) y técnicas de control (como por ejemplo redes neuronales predictivos o adaptativos, LQG, control de estructura variable) que le brindan mayor robustez al sistema. La máquina de reluctancia variable doblemente alimentada sin escobillas (BDFRM), igual que la máquina de inducción doblemente alimentada, se encuentra conectada con un convertidor estático de potencia nominal fraccional. Entre las ventajas que presenta esta máquina, se puede destacar el hecho de que no cuenta con anillos rozantes ni escobillas, dando una mayor confiabilidad al sistema además de requerir poco mantenimiento. El control de realimentación basado en estructura variable, este control se caracteriza por dar cambios drásticos en la estructura del control, forzando la señal hacia la superficie deslizante.

Justificación

El sector energético a nivel mundial posee una gran demanda y se espera un crecimiento de la generación actual, esto conlleva al incremento de gases contaminantes arrojados a la atmósfera, en las últimas décadas se vienen estudiando sistemas más amigables con el medio ambiente, ejemplo de esto los sistemas de conversión de energía eólica (WECS). Un aerogenerador o turbina eólica es esencialmente un dispositivo que genera energía eléctrica a partir de energía del viento. A grandes rasgos, está formado por un generador eléctrico vinculado mecánicamente a una hélice que es impulsada por el viento. Esta hélice convierte parte de la energía cinética del viento en energía mecánica de rotación, que es luego convertida en energía eléctrica a través del generador. La energía eléctrica puede luego ser entregada a la red o ser utilizada para alimentar algún sistema aislado, generalmente en combinación con otras fuentes, conformando sistemas híbridos de generación. Actualmente, la mayoría de los aerogeneradores que se construyen son de eje horizontal con dos o tres palas, por cuestiones de eficiencia, comportamiento mecánico y costo [1]. La energía del viento puede presentar variaciones lentas o rápidas, por lo cual se utilizará la máquina de reluctancia variable doblemente alimentada sin escobillas, de tal manera que se reduzcan las perturbaciones en la red y se estabilice el sistema [2]. Las técnicas de control clásicas no proporcionan un método adecuado para sistemas multivariantes en presencia de variaciones. Se necesitan técnicas más sencillas que aseguren como mínimo la estabilidad del sistema aun cuando el modelo utilizado para el diseño no se corresponda exactamente con los sistemas reales y válidos para sistemas multivariantes [1]. Se ha desarrollado un método de control de estructura variable (VSC) diseño capaz de hacer frente a estos desafíos de control. El diseño se aborda a través de un marco teórico basado en la combinación de técnicas de VSC y la teoría de la Lyapunov. Las variaciones de velocidad suelen estar acompañadas por variaciones del par del generador, que pueden inducir cargas mecánicas adicionales sobre el sistema de transmisión. Por tanto, este control se ocupa de la optimización de la eficiencia de conversión, y debe tener en cuenta las cargas mecánicas inducidas. El convertidor electrónico de potencia permite asegurar las condiciones de la transferencia de potencia en cuanto a factor de potencia, frecuencia, armónicos, ruido, conexión y desconexión en caso de fallas. Es decir, este control se ocupa de la calidad de potencia [1].

Objetivos

Objetivo general.

Implementar un controlador robusto para una máquina de reluctancia doblemente alimentada sin escobillas que permita obtener la máxima energía del aire.

Objetivos específicos

- Modelar matemáticamente la máquina de reluctancia doblemente alimentada sin escobillas para mejorar el rendimiento de los parques eólicos.
- Diseñar un controlador robusto usando la técnica de planos deslizantes que sea menos vulnerable a perturbaciones internas y externas.
- Realizar un análisis comparativo entre la máquina de reluctancia doblemente alimentada sin escobillas y el generador de inducción doblemente alimentado.

1. NATURALEZA DEL VIENTO Y MODELO DE LA TURBINA

1.1. Historia del viento como fuente de energía.

La energía eólica es una de las formas de energía más antiguas usadas por la humanidad. Desde los años 60 AC en las culturas griega y romana, los hombres utilizaban los molinos de viento para moler cereales o bombear agua. Con la llegada de la electricidad, a finales del siglo *XIX* los primeros aerogeneradores se basaron en la forma y el funcionamiento de los molinos de viento.

Con la primera crisis del petróleo en los años 70, sobre todo a partir de los movimientos contra la energía nuclear en los años 80 en Europa, se despertó el interés en energías renovables. Se buscaron nuevos caminos para explotar los recursos de la Tierra tanto ecológicamente como rentables económicamente.

Los altos costes de generación de electricidad a partir del viento se redujeron considerablemente en 1981 al 50 por ciento con el desarrollo de un aerogenerador de $55kW$. Las organizaciones ecológicas consideran la energía eólica una de las fuentes de energía más económicas si incluimos los costes externos de generación de energía (por ejemplo, los daños del medio ambiente).

1.2. Naturaleza del viento.

La tierra capta cerca de $1.74 \times 10^{17} \text{ w}$. Aproximadamente el 2 por ciento de la energía radiada [3] es captada por la tierra y convertida en energía cinética mediante la interacción con la atmósfera [4]. El calentamiento de la atmósfera debido a la radiación solar es diferente según la latitud y el momento del día, siendo más intenso el calentamiento sobre las masas de aire más cercanas al ecuador. Las masas de aire caliente se elevan y circulan por la atmósfera influenciadas por el efecto coriolis. [1][3] alcanzando su mayor velocidad en la troposfera. Y desciende a la superficie en regiones más frías estos patrones de circulación son conocidos como vientos globales [1].

El fenómeno del viento se ve también influenciado a menor escala por la topología local de cada región (relieves, valles, costas entre otros).

Partiendo de la caracterización de los vientos globales se puede afirmar; que a mayor altitud con respecto a la superficie terrestre el nivel de energía almacenada es mayor. Si se tiene en cuenta que:

$$Ec = mv^2 \tag{1.1}$$

Dónde Ec es la energía Cinética, m es la masa y v la velocidad.

De lo anterior se puede decir que la energía aumenta con el cuadrado de la velocidad. Por lo cual se han venido desarrollando sistemas de generación eólica más altos [1][4] y robustos para aprovechar una mayor magnitud de energía y ser menos afectados por las variaciones evidenciadas en el viento. Tales variaciones son conocidas con el nombre de turbulencias y se presentan en escalas de tiempos menores de 10 minutos. Estas hacen una parte importante para el diseño de aerogeneradores debido a que afecta el desempeño de la turbina y la calidad de la potencia entregada al sistema de transmisión [1].

Una caracterización de la distribución de energía disponible en el viento según diferentes escalas de tiempo pueden obtenerse a partir del espectro de Van der Hoven.

1.2.1. Espectro de potencia de Van der Hoven.

El espectro de Van der Hoven se encuentra realizado en base de mediciones efectuadas en un lugar determinado, pero, su forma y ubicación de los picos varia muy poco con la posición geográfica [3][1]. El espectro de Van der Hoven muestra el producto entre la frecuencia (ω) y la densidad espectral de potencia de la velocidad del viento horizontal a la altura del suelo. ($S_v(\omega)$), en función de la frecuencia. El eje de la abscisa indica en escala logarítmica la frecuencia en ciclos por hora y el periodo correspondiente en horas [1].

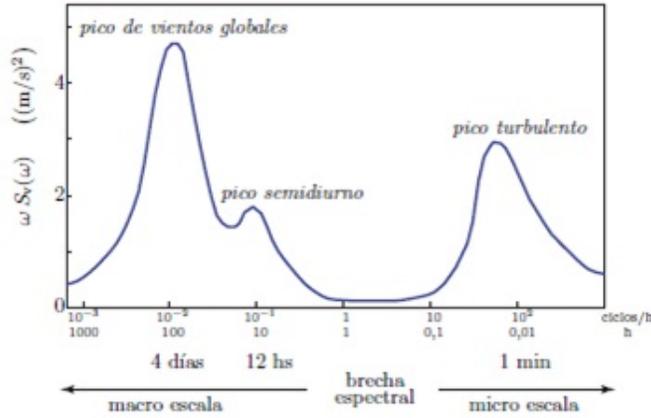


Figura 1.1: Espectro de Van der Hoven.

De la observación del espectro se extraen tres elementos de análisis: el mayor pico se localiza a una frecuencia de $0.01 \frac{\text{ciclo}}{\text{hora}}$ y corresponde a un sistema desarrollado de cuatro días, designado pico macro meteorológico. El segundo pico se ubica a frecuencias más altas y asociadas con las turbulencias de la capa límite sobre un rango que comprende entre 10 min y 3 segundos, este pico se denomina pico micro meteorológico. Entre ambos se desarrolla un valle donde se observa una porción de bajo contenido de energía produciendo poca fluctuación del viento. Esta región es conocida como valle del espectro.[5]

1.2.2. Estadística del viento.

La velocidad básica del viento está relacionada con la velocidad media anual del viento (MAWS, por sus siglas en inglés); ya que esta determina una velocidad promedio para un sitio en específico y muestra las horas en el año que se produce la velocidad promediada, la MAWS se calcula a partir de datos estadísticos medidos a lo largo del año. A partir del MAWS se puede calcular la distribución del viento utilizando la distribución de Rayleigh la cual es un caso especial de la distribución de Weibull, en la que el factor de escala es exactamente 2, donde el factor de escala de la distribución de Weibull se vincula a la MAWS. La distribución de Rayleigh se observa en la ecuación 1.2.[6][7].

$$F(v) = \exp \left[-\frac{\pi}{4} \left(\frac{v}{v_{mean}} \right)^2 \right] \quad (1.2)$$

Donde v es la velocidad medida y v_{mean} es la misma MAWS.

1.3. Modelo de la turbina.

1.3.1. Extracción de la energía cinética del viento.

Al acercarse una masa de aire a la turbina, se produce una disminución de su velocidad y, consecuentemente, un aumento de la presión en el frente de la turbina. Al atravesar el área de barrido de las palas, se produce una caída de la presión estática de la masa de aire inmediatamente después de la turbina. Esta presión corriente abajo recupera su valor normal (la presión atmosférica) a costa de disminuir la velocidad de desplazamiento de la masa de aire. Finalmente, entre secciones lo suficientemente alejadas adelante y detrás de la turbina, no existe cambio en la presión de la masa de aire pero sí un cambio en su velocidad [1] (figura 1.2, con v_1 y v_2 las velocidades del viento).

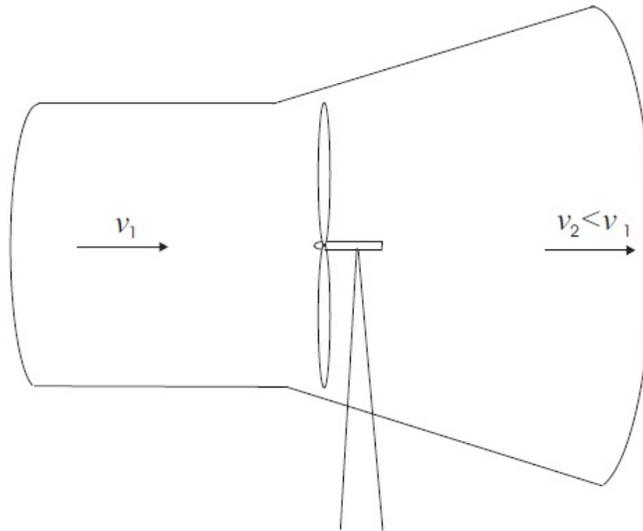


Figura 1.2: Disminución de la velocidad del viento al atravesar la turbina.

La teoría de Betz considera a la turbina como un disco que absorbe parte de la potencia disponible en el viento. Establece además, que no puede transformarse más del 59 por ciento de la potencia del viento (límite de Betz) en potencia mecánica en el eje de la turbina [8] como se evidencia en las siguientes expresiones.

$$Cant.mov. = (v_{\infty} - v_w) \rho A_D (1 - \alpha) v_{\infty} \quad (1.3)$$

Donde v_{∞} es la velocidad corriente arriba, v_w es la velocidad corriente abajo, ρ es la densidad del aire, A_D es el área del disco y $(1 - \alpha) v_{\infty}$ es la Velocidad del disco.

La variación de la cantidad de movimiento es producida por la caída de presión en las inmediaciones del disco. Para obtener una expresión en función de la velocidad exclusivamente, se reemplaza la caída de presión empleando el teorema de Bernoulli.

$$\frac{1}{2}\rho v^2 + p + \rho g z = cte \quad (1.4)$$

Si se emplea dos veces el teorema, la primera entre una sección corriente abajo suficientemente alejada y otra sección también corriente abajo pero inmediatamente antes del disco, se obtiene [1]:

$$p_D^+ - p_D^- = \frac{1}{2}\rho (v_\infty^2 - v_w^2) \quad (1.5)$$

La diferencia entre las presiones p_D^+ y p_D^- multiplicada por el área del disco y la velocidad del disco permite obtener la potencia absorbida por el disco.

$$P = 2\rho A_D v_\infty^3 a(1-a)^2 \quad (1.6)$$

Se define el coeficiente de potencia como:

$$C_p = \frac{P}{0.5\rho A_D v_\infty^3} \quad (1.7)$$

La velocidad relativa del viento con respecto a las palas de la turbina, v_∞ , puede expresarse en función de la relación de velocidades en punta de la pala λ .

$$\lambda = \frac{\Omega r}{v_\infty} \quad (1.8)$$

A partir de la expresión de la relación de velocidad de punta y el coeficiente de potencia se puede obtener la ecuación para el coeficiente de par.

$$C_T(\lambda) = \frac{C_p(\lambda)}{\lambda} \quad (1.9)$$

En las figuras 1.8 y 1.9 se muestran los coeficientes C_p y C_T para una turbina típica. La curva C_p tiene un valor máximo C_{popt} para un único valor de λ , llamado λ_{opt} . Este valor máximo de eficiencia está acotado por el límite de Betz. El coeficiente de par tiene también un valor máximo C_{Tmax} para un único valor de $\lambda = \lambda_T$. Este valor λ_T es siempre menor a λ_{opt} [3].

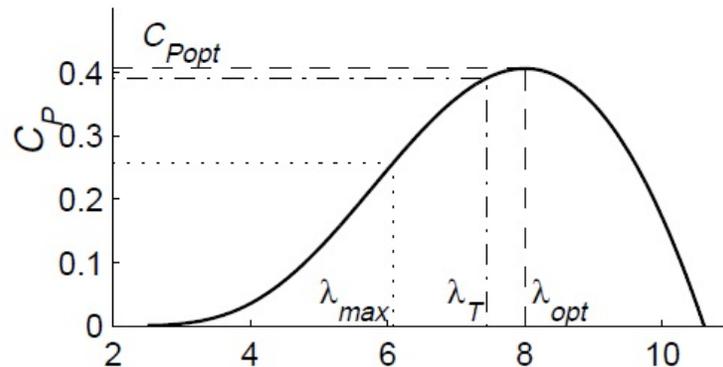


Figura 1.3: Coeficiente de potencia C_p .

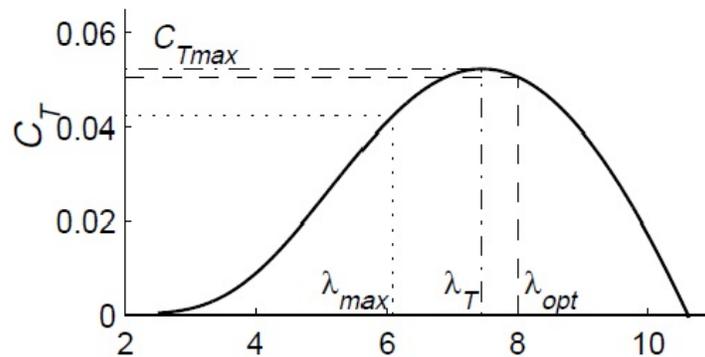


Figura 1.4: Coeficiente de par C_T .

1.3.2. Curvas de potencia.

La existencia de un único valor de λ_{opt} significa que para cada velocidad de viento v_∞ existe una única velocidad de rotación:

$$\Omega_{opt} = \frac{\lambda_{opt} v_\infty}{R} \quad (1.10)$$

Para la cual la potencia mecánica es máxima y está dada por:

$$P_{opt}(v_\infty) = \frac{1}{2} \rho A C_{popt} v_\infty^3 = C_{popt} P_{v_\infty}(v_\infty) \quad (1.11)$$

La figura 1.5 muestra las curvas de potencia versus velocidad de rotación de la turbina con el viento como parámetro.

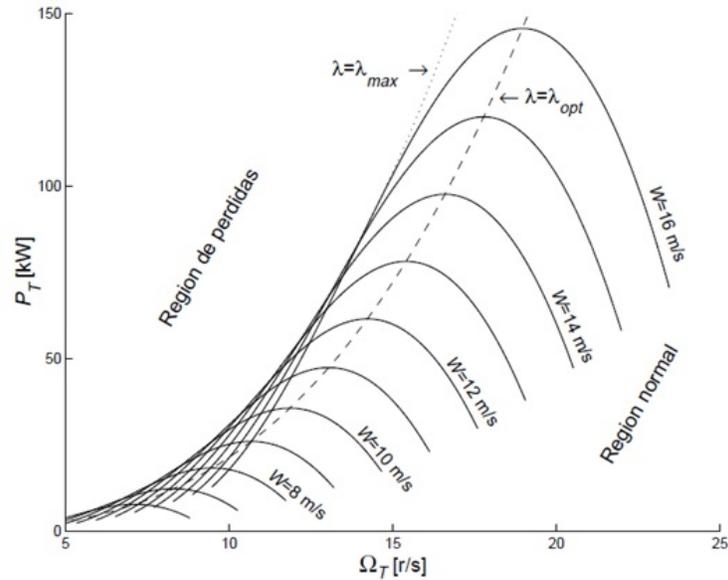


Figura 1.5: Curvas de Potencia vs Velocidad de rotación de la turbina con la velocidad del viento como parámetro.

1.4. Control bidireccional back to back.

La electrónica de potencia brinda múltiples beneficios en la implementación de sistemas de conversión de energía eólica, por ejemplo; mejora la calidad de la energía, mejora la estabilidad de la tensión y permite el control de potencia activa y reactiva.

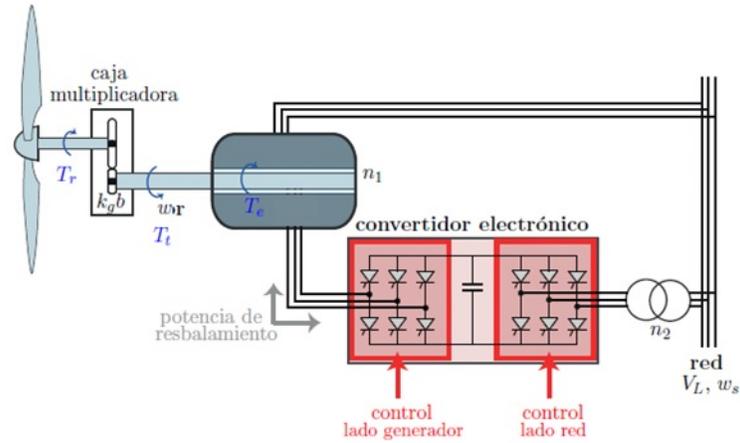


Figura 1.6: Convertidor bidireccional back to back.

En la figura 1.6 se muestra la topología mas común para sistemas de generación de energía eólica doblemente alimentados.

El convertidor back to back esta formado por dos transistores bipolares de compuerta aislada, uno al lado del devanado secundario del estator y el otro al lado de la red, conectados entre si a través de un capacitor. El convertidor del lado del devanado secundario del estator permite controlar la potencia activa y reactiva y el inversor conectado a la red puede controlar la tensión DC del capacitor y el factor de potencia.

2. MODELO MATEMÁTICO DE LA MÁQUINA DE RELUCTANCIA VARIABLE DOBLEMENTE ALIMENTADA SIN ESCOBILLAS

2.1. Aspectos teóricos de la máquina de reluctancia variable doblemente alimentada sin escobillas.

En la siguiente sección se muestra el origen y el desarrollo de varios aspectos de construcción y dinámica para la máquina de reluctancia variable doblemente alimentada (BDFRM). Con las cuales se pueda obtener un conjunto de ecuaciones que permita mostrar el funcionamiento eléctrico de la maquina.

La máquina de reluctancia variable doblemente alimentada (BDFRM) al igual que la máquina de inducción doblemente alimentada (DFIG) tienen como antecesor la máquina de doble alimentación sin escobillas (DFIM) cuyo origen se basa en el acople en cascada de dos maquinas de inducción con jaula, esta vieja tecnología se desarrollo para aplicaciones de baja velocidad y alto torque [2].

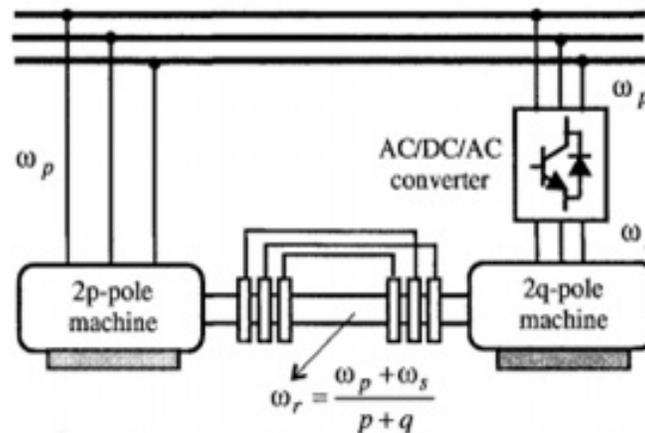


Figura 2.1: Máquina de inducción en cascada con doble alimentación.

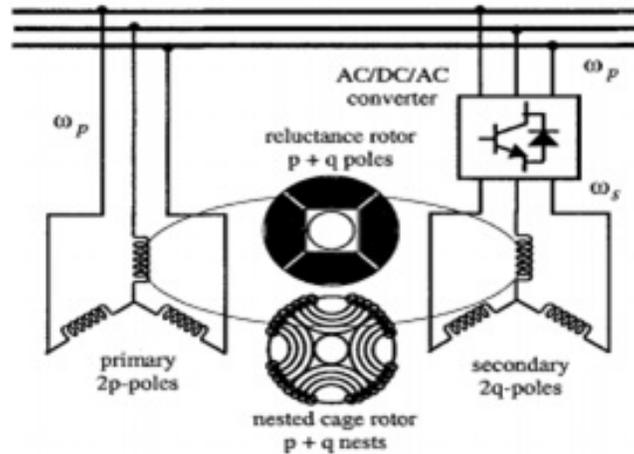


Figura 2.2: Máquina doblemente alimentada sin escobillas (DFIM).

2.2. Consideraciones de diseño para la construcción de la máquina de reluctancia variable doblemente alimentada.

La máquina de reluctancia variable (BDFRM) puede considerarse que tiene un estator convencional con dos bobinados en él, cada uno con un número de polos diferente, Consideraciones para el análisis [1]:

- El hierro de la maquina pose una permeabilidad infinita.
- Las bobinas del estator de la máquina se supone como devanados distribuidos sinusoidal.
- Ambos devanados en el estator son devanados trifásicos.
- El entre hierro de la máquina se modela utilizando una función sinusoidal.
- El devanado primario se designa como el devanado de potencia el cual es conectado directamente a la red bajo la operación normal de la BDFRM.
- El devanado secundario es designado como el devanado de control el cual es conectado al inversor durante el funcionamiento normal de la BDFRM.

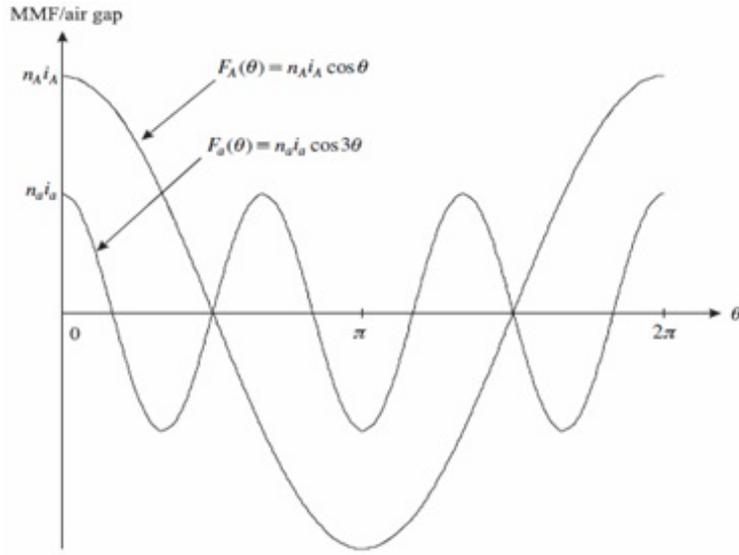


Figura 2.3: Fuerza magneto motriz por fase para devanados en el estator.

2.2.1. Acoplo magnético entre devanados de potencia y control con el rotor.

Para el desarrollo de un análisis del acoplo electro magnético que se presenta al interior de la maquina es necesario conocer la función que represente las fuerzas magneto motrices 2.1 y la función del entre hierro 2.2:

$$F_p(\theta) = F_{pm} \cos(w_1 t - p\theta)$$

$$F_s(\theta) = F_{sm} \cos(w_2 t - \alpha - q\theta) \quad (2.1)$$

$$g^{-1}(\theta, \theta_r) = m + n \cos p_r(\theta - \theta_{rm}) \quad (2.2)$$

Partiendo de 2.1 y 2.2 se puede calcular la distribución de densidad de flujo con respecto a cada uno de los bobinados individuales.

$$B(\theta, \theta_{rm}) = \mu_0 g^{-1}(\theta, \theta_{rm}) F(\theta) \quad (2.3)$$

Donde:

$F(\theta)$ es la fuerza magneto motriz producida por cada uno de devanados por individual
 $g^{-1}(\theta, \theta_{rm})$ es la función que representa el entre hierro.

Remplazando en la ecuación anterior 1.1 y 2.2 se obtiene las siguientes expresiones:

$$B_p(\theta, \theta_{rm}) = \frac{\mu_0 G F_{pm}}{2} * \left[\cos(w_1 t - p\theta) + \frac{1}{2} [\cos((w_1 - p_r w_{rm}) t - (p - p_r)\theta) + \cos((w_1 + p_r w_{rm}) t - (p + p_r)\theta)] \right] \quad (2.4)$$

$$B_s(\theta, \theta_{rm}) = \frac{\mu_0 G F_{sm}}{2} * \left[\cos(w_2 t - \alpha - q\theta) + \frac{1}{2} [\cos((w_2 - p_r w_{rm}) t - (p_r - q)\theta - \alpha) + \cos((w_2 + p_r w_{rm}) t - (p_r + q)\theta - \alpha)] \right] \quad (2.5)$$

Existe una cierta similitud entre las ecuaciones 2.4 y 2.5. La forma de onda de la densidad de flujo resultante en el secundario puede ser resuelta en una componente fundamental más dos armónicos.

Bajo ciertas condiciones velocidades del rotor y combinación de polos, una de los armónicos desaparece para cada devanado acoplado con la fuerza magneto motriz (MMF) al bobinado complementario. Considerando, por ejemplo, la componente fundamental de la densidad de flujo del devanado principal. Se muestra que satisface la siguiente relación [2]:

$$\cos((w_1 - p_r w_{rm}) t - (p - p_r)\theta) = \cos(w_2 t - q\theta) \quad (2.6)$$

Como la velocidad angular y la relación del número de polos que se encuentren en la práctica no eran negativas pues físicamente no tienen ciencia se tiene la siguiente relación:

$$\begin{aligned} -w_1 + p_r w_{rm} = w_2 &\Rightarrow w_{rm} = \frac{w_1 + w_2}{p_r} \\ -p + p_r = q &\Rightarrow p_r = p + q \end{aligned} \quad (2.7)$$

2.3. Modelado matemático para la máquina de reluctancia variable doblemente alimentada.

El punto inicial para el modelado de la maquina son las ecuaciones de Faraday. Para el modelo de espacio de estado se referencia a un marco estacionario. Mostrando los voltajes de la siguiente manera [1]:

$$\begin{aligned} v_{p_s} &= R_p i_{p_s} + \frac{\delta \lambda_{p_s}}{\delta t} \\ v_{s_s} &= R_s i_{s_s} + \frac{\delta \lambda_{s_s}}{\delta t} \end{aligned} \quad (2.8)$$

Donde el subíndice s hace referencia al marco de referencia estacionario.

Con el propósito de profundizar con respecto a los enlaces de flujo de la maquina se obtienen la representación de cada una de las inductancias propias y mutuas que interactúan entre el devanado primario y secundario de la maquina:

$$\begin{aligned} L_{Aa} &= L_{Bc} = L_{Cb} = \frac{1}{2} L_{ps_{max}} (e^{j\theta_r} + e^{-j\theta_r}) \\ L_{Ab} &= L_{Cc} = L_{Ba} = \frac{1}{2} L_{ps_{max}} (a^2 e^{j\theta_r} + a e^{-j\theta_r}) \\ L_{Ac} &= L_{Ca} = L_{Bb} = \frac{1}{2} L_{ps_{max}} (a e^{j\theta_r} + a^2 e^{-j\theta_r}) \end{aligned} \quad (2.9)$$

Al igual que las relaciones de inductancias en el devanado primario:

Si se expanden las componentes de flujo de forma escalar tal que se relaciones los flujos de los devanados primario y secundario tenemos:

$$\begin{bmatrix} \lambda_A \\ \lambda_B \\ \lambda_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{Aa} & L_{Ab} & L_{Ac} \\ L_{Ba} & L_{Bb} & L_{Bc} \\ L_{Ca} & L_{Cb} & L_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aA} & L_{aB} & L_{aC} \\ L_{bA} & L_{bB} & L_{bC} \\ L_{cA} & L_{cB} & L_{cC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Donde:

$$L_{AA} = \mu_0 n_A^2 m \pi r l + L_{lp} \quad (2.12)$$

$$L_{AA} = L_{BB} = L_{CC}$$

$$L_{AB} = -\frac{1}{2} \mu_0 n_A n_B m \pi r l = -\frac{1}{2} \mu_0 n_p^2 m \pi r l \quad (2.13)$$

$$L_{AB} = L_{AC} = L_{BC}$$

Remplazando las ecuaciones 2.12 y 2.13 en 2.10 y 2.11 tenemos el flujo que se presenta en cada una de las fases del devanado de potencia del estator.

$$[\lambda_{ABC}] = \begin{bmatrix} L_{mp} + L_{lp} & -\frac{1}{2}L_{mp} & -\frac{1}{2}L_{mp} \\ -\frac{1}{2}L_{mp} & L_{mp} + L_{lp} & -\frac{1}{2}L_{mp} \\ -\frac{1}{2}L_{mp} & -\frac{1}{2}L_{mp} & L_{mp} + L_{lp} \end{bmatrix} [i_{ABC}] + [L_{ABC} - abc] [i_{abc}] \quad (2.14)$$

$$[\lambda_{abc}] = \begin{bmatrix} L_{ms} + L_{ls} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ms} + L_{ls} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ms} + L_{ls} \end{bmatrix} [i_{abc}] + [L_{abc} - ABC] [i_{ABC}] \quad (2.15)$$

Donde organizando matricialmente 2.9 se tiene:

$$[L_{ABC} - abc] = [L_{abc} - ABC] = \frac{1}{2} L_{ps_{max}} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a^2 & a & 1 \\ a & 1 & a^2 \end{bmatrix} e^{j\theta_r} + \frac{1}{2} L_{ps_{max}} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a^2 & a & 1 \\ a & 1 & a^2 \end{bmatrix} e^{-j\theta_r} \quad (2.16)$$

Analizando el flujo λ_A :

$$\lambda_A = (L_{mp} + L_{lp}) i_A - \frac{1}{2} L_{mp} i_B - \frac{1}{2} L_{mp} i_C + \frac{1}{2} L_{ps_{max}} [(i_a + a^2 i_b + a i_c) e^{j\theta_r} + (i_a + a i_b + a^2 i_c) e^{-j\theta_r}] \quad (2.17)$$

Si se supone que el sistema esta balanceado, es decir:

$$i_A = -i_B - i_C \quad (2.18)$$

Por lo tanto el primer término de 2.17 puede ser escrito como:

$$(L_{mp} + L_{lp}) i_A - \frac{1}{2} L_{mp} i_B - \frac{1}{2} L_{mp} i_C = \left(\frac{3}{2} L_{mp} + L_{lp} \right) i_A \quad (2.19)$$

Analizando parte del segundo termino:

$$\underbrace{(i_a + a^2 i_b + a i_c)}_{\frac{3}{2} i_{s_s}^*} e^{j\theta_r} + \underbrace{(i_a + a i_b + a^2 i_c)}_{\frac{3}{2} i_{s_s}} e^{-j\theta_r} \quad (2.20)$$

Reescribiendo 2.17:

$$\lambda_A = L_p i_A + \frac{1}{2} L_{ps} [i_{s_s}^* e^{j\theta_r} + i_{s_s} e^{-j\theta_r}] \quad (2.21)$$

Teniendo en cuenta que:

$$L_p = \frac{3}{2} L_{mp} + L_{lp} \quad (2.22)$$

$$L_{ps} = \frac{3}{2} L_{ps_{max}} \quad (2.23)$$

De manera similar son analizados λ_B y λ_C obteniendo las siguientes expresiones:

$$\lambda_B = L_p i_B + \frac{1}{2} L_{ps} [a^2 i_{s_s}^* e^{j\theta_r} + a i_{s_s} e^{-j\theta_r}] \quad (2.24)$$

$$\lambda_C = L_p i_C + \frac{1}{2} L_{ps} [a i_{s_s}^* e^{j\theta_r} + a^2 i_{s_s} e^{-j\theta_r}] \quad (2.25)$$

A partir de las ecuaciones de enlace de flujo se puede construir la siguiente expresión para los fasores espaciales de enlace de flujo:

$$\lambda_{p_s} = \frac{2}{3} (\lambda_A + a\lambda_B + a^2\lambda_C) \quad (2.26)$$

La anterior ecuación arroja como resultado la siguiente expresión para los fasores espaciales en el primario:

$$\lambda_{p_s} = L_p i_{p_s} + L_{ps} i_{s_s}^* e^{j\theta_r} \quad (2.27)$$

Se pueden llevar a cabo manipulaciones similares para los fasores espaciales en el secundario:

$$\lambda_{s_s} = L_s i_{s_s} + L_{ps} i_{p_s}^* e^{j\theta_r} \quad (2.28)$$

Tomando el segundo termino de 2.27 se puede aclarar que:

$$i_{s_s}^* e^{j\theta_r} = i_{s_s} e^{-j\theta_s} e^{j(\theta_p + \theta_s)} = i_{s_s} e^{j\theta_p} \quad (2.29)$$

Cabe señalar que en el desarrollo anterior se asume que el vector espacial i_{s_s} del marco secundario esta a un ángulo θ_s relativo al marco estacionario del devanado secundario. Se asume que θ_s es el ángulo de la corriente de fase del marco estacionario secundario.

Basados en la aclaración anterior y en la ecuación 2.27 se obtiene:

$$\lambda_{p_s} = L_p i_{p_s} + L_{ps} i_{s_s} e^{j\theta_p} \quad (2.30)$$

Ahora se define:

$$i_{ps_s} = i_{s_s} e^{j\theta_p} \quad (2.31)$$

Similarmente se puede escribir la expresión del flujo secundario como:

$$\lambda_{s_s} = L_s i_{s_s} + L_{ps} i_{sp_s} \quad (2.32)$$

$$i_{sp_s} = i_{p_s} e^{j\theta_s} \quad (2.33)$$

Las ecuaciones 2.31 y 2.33 enfatizan en el hecho que el rotor hace una función de conversión de frecuencia.

Derivando 2.30 se escribe:

$$\frac{d\lambda_{p_s}}{dt} = \frac{d}{dt} (L_p i_{p_s} + L_{ps} i_{s_s}) \quad (2.34)$$

$$\frac{d\lambda_{p_s}}{dt} = \frac{d\lambda_{p_s}}{dt} \Big|_{\theta_p \text{ const}} + j\omega_p \lambda_{p_s} \quad (2.35)$$

Sustituyendo 2.35 en 2.8 se obtiene la siguiente expresión:

$$v_{p_s} = R_p i_{p_s} + \frac{d\lambda_{p_s}}{dt} \Big|_{\theta_p \text{ const}} + j\omega_p \lambda_{p_s} \quad (2.36)$$

$$v_{s_s} = R_s i_{s_s} + \frac{d\lambda_{s_s}}{dt} \Big|_{\theta_s \text{ const}} + j\omega_s \lambda_{s_s} \quad (2.37)$$

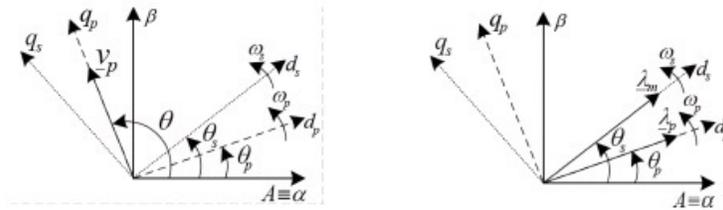


Figura 2.4: Posición angular y velocidad de la tensión del primario y los vectores espaciales de flujo en un marco estacionario.

El desarrollo matemático anterior se hizo mediante un marco de referencia estacionario, se pueden ver las expresiones realmente simplificadas si se expresan en dos diferentes marcos de referencia rotativos.

Los ángulos del marco se miden en relación a una referencia común (usualmente un marco de referencia estacionario) se toma entonces, un marco rotativo arbitrario a un ángulo θ . Por lo tanto $\theta_1 = \theta_s = 0$ (así que se considera que el marco de referencia estacionario está alineado con el eje de la fase a , la cual es la posición de referencia en la maquina), $\theta_2 = \theta$, y ya que $\theta_c = \theta_2 - \theta_1 = \theta$.

Las expresiones de enlace de flujo para el devanado primario y secundario después de hacer referencia al marco θ para el primario y el $\theta_r - \theta$ para el marco secundario son:

$$\lambda_{p_r} = L_p i_{p_r} + L_{ps} i_{s_r}^* \quad (2.38)$$

$$\lambda_{s_r} = L_s i_{s_r} + L_{ps} i_{p_r}^* \quad (2.39)$$

Note que la ecuación 2.38 esta con respecto a un marco de referencia de θ , mientras que 2.39 esta con un marco de referencia en $\theta_r - \theta$. El hecho de que se tienen dos marcos de referencia diferentes para los devanados primario y secundario es una consecuencia de las dos frecuencias diferentes que están siendo aplicadas a los devanados primario y secundario.

Note también que el vector $i_{s_r}^*$ es un vector que está rotando en $w_p - w$, donde w es la velocidad angular del marco de referencia.

Similarmente el vector $i_{p_r}^*$ esta rotando en $w_s - (w_r - w) = w - w_p$ relativos al marco de referencia $\theta_r - \theta$.

Las ecuaciones de voltaje para la maquina pueden ser simplemente encontradas aplicando las transformaciones del marco anterior a el marco estacionario de las ecuaciones de voltaje de 2.8.

$$v_{p_r} = R_p i_{p_r} + \frac{d\lambda_{p_r}}{dt} + j\omega \lambda_{p_r} \quad (2.40)$$

$$v_{s_r} = R_s i_{s_r} + \frac{d\lambda_{s_r}}{dt} + j(w_r - w) \lambda_{s_r} \quad (2.41)$$

Las ecuaciones dq para la BDFRM pueden ser fácilmente deducidas de 2.40 y 2.41 separado las ecuaciones en partes reales e imaginarias y luego escribir estos componentes como ecuaciones separadas. Se termina con cuatro ecuaciones, dos para el eje d y dos para el eje q [9][10][2].

$$\begin{aligned} v_{pd} &= R_p i_{pd} + \frac{d}{dt} (L_p i_{pd} + L_{ps} i_{sd}) + w (L_{ps} i_{sq} - L_p i_{pq}) \\ v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} (L_s i_{sd} + L_{ps} i_{pd}) + (w_r - w) (L_{ps} i_{pq} - L_s i_{sq}) \\ v_{pq} &= R_p i_{pq} + \frac{d}{dt} (L_p i_{pq} - L_{ps} i_{sq}) + w (L_p i_{pd} + L_{ps} i_{pd}) \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} (L_s i_{sq} - L_{ps} i_{pq}) + (w_r - w) (L_s i_{sd} + L_{ps} i_{pd}) \end{aligned} \quad (2.42)$$

Según las ecuaciones obtenidas en 2.42 puede ser modelado el circuito eléctrico para la BDFRM, como se muestra a continuación en la figura 2.4 [9][10].

Donde:

$$\begin{aligned} \lambda_{pq} &= L_p i_{pq} - L_{ps} i_{sq} \\ \lambda_{sq} &= L_s i_{sq} - L_{ps} i_{pq} \\ \lambda_{pd} &= L_p i_{pd} + L_{ps} i_{sd} \\ \lambda_{sd} &= L_s i_{sd} + L_{ps} i_{pd} \end{aligned}$$

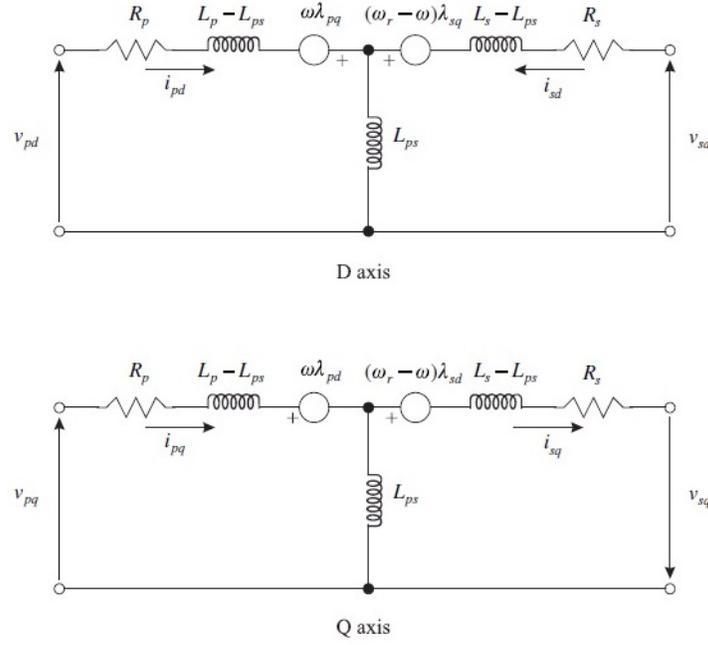


Figura 2.5: El modelo dq de la máquina BDFRM.

2.3.1. Expresión de torque.

La expresión teórica generalizada de la máquina para el torque mecánico de salida de una máquina lineal con devanados no pseudo-estacionarios puede ser escrita como:

$$T_e = \frac{dE_{fe}}{d\theta_{rm}} = p_p \frac{dE_{fe}}{d\theta_r}$$

$$T_e = \frac{p_p}{2} [i]^T [G] [i] \quad (2.43)$$

Donde:

p_p = pares de polos de la máquina.

E_{fe} = campo de energía.

θ_{rm} = ángulo mecánico del rotor.

θ_r = ángulo eléctrico del rotor.

$[i]$ = vector de corrientes.

$[G] = \frac{d}{d\theta_r} [L_{ij}]$ donde L_{ij} por definición es la matriz de inductancias para la máquina.

Ahora se considera la matriz $[G]$ en la cual hay secciones cuyo valor es cero, puesto que sus términos no dependen de θ_r [9][1]:

$$\begin{bmatrix}
\frac{d}{d\theta_r}=0 & & & =\frac{d}{d\theta_r}[L_{ABC}-abc] \\
L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} & L_{Aa} & L_{Ab} & L_{Ac} \\
L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} & L_{Ba} & L_{Bb} & L_{Bc} \\
L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} & L_{Ca} & L_{Cb} & L_{Cc} \\
L_{aA} & L_{aB} & L_{aC} & L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\
L_{bA} & L_{bB} & L_{bC} & L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\
L_{cA} & L_{cB} & L_{cC} & L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \\
=\frac{d}{d\theta_r}[L_{abc}-ABC] & & & & & \frac{d}{d\theta_r}=0
\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}
[0] & \frac{d}{d\theta_r}[L_{ABC}-abc] \\
\frac{d}{d\theta_r}[L_{abc}-ABC] & [0]
\end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Permite escribir la expresión de torque como:

$$T_e = \frac{p_r}{2} [[i_{ABC}] [i_{abc}]]^T \begin{bmatrix} [0] & \frac{d}{d\theta_r}[L_{ABC}-abc] \\ \frac{d}{d\theta_r}[L_{abc}-ABC] & [0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{ABC}] \\ [i_{abc}] \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

$$T_e = p_r [i_{ABC}]^T \frac{d}{d\theta_r} [L_{ABC}-abc] [i_{abc}] \quad (2.46)$$

Usando la ecuación 2.16 se puede escribir lo siguiente:

$$\frac{d}{d\theta_r} [L_{ABC}-abc] = j\frac{1}{2}w_r L_{ps_{max}} \left\{ \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a^2 & a & 1 \\ a & 1 & a^2 \end{bmatrix} e^{j\theta_r} - \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a & a^2 & 1 \\ a^2 & 1 & a \end{bmatrix} e^{-j\theta_r} \right\} \quad (2.47)$$

Considerando el último término de 2.46 se tiene que:

$$\frac{d}{d\theta_r} [L_{ABC}-abc] [i_{abc}] = j\frac{1}{2}w_r L_{ps_{max}} \left\{ \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a^2 & a & 1 \\ a & 1 & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} e^{j\theta_r} - \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a & a^2 & 1 \\ a^2 & 1 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} e^{-j\theta_r} \right\} \quad (2.48)$$

Utilizando el hecho de que:

$$\begin{aligned}
\frac{3}{2}i_{s_s} &= i_a + ai_b + a^2i_c \\
\frac{3}{2}i_{s_s}^* &= i_a + a^2i_b + ai_c \\
\frac{3}{2}a^2i_{s_s}^* &= a^2i_a + ai_b + i_c
\end{aligned}$$

Teniendo en cuenta lo previamente definido en 2.23 $L_{ps} = \frac{3}{2}L_{ps_{max}}$, se obtiene una expresión para el torque en un marco de referencia estatórico como se ve a continuación:

$$T_e = j\frac{3}{4}p_r L_{ps} [i_{p_s}^* i_{s_s}^* e^{j\theta_r} - i_{p_s} i_{s_s} e^{-j\theta_r}] \quad (2.49)$$

Ahora se puede convertir la expresión 2.49, así que las variables en esta son las usadas previamente para un marco de referencia primario y secundario. El marco de referencia primario está a un ángulo θ y el marco de referencia secundario está a un $\theta_r - \theta$.

Utilizando las expresiones para los enlaces de flujo 2.38 y 2.39 como sigue:

$$L_{ps} i_{s_r}^* = \lambda_{p_r} - L_p i_{p_r} \quad (2.50)$$

$$L_{ps} i_{s_r} = \lambda_{p_r}^* - L_p i_{p_r}^* \quad (2.51)$$

Finalmente se obtiene la expresión para el torque en el marco de referencia dq en el devanado primario como se muestra a continuación [9][2]:

$$T_e = \frac{3}{2}p_r [\lambda_{pd} i_{pq} - \lambda_{pq} i_{pd}] \quad (2.52)$$

2.4. Modelo del generador de inducción doblemente alimentado.

Los generadores de inducción doblemente alimentados (DFIG) cada vez están siendo más utilizados debido a su capacidad de suministrar potencia a tensión y frecuencia constantes a medida que la velocidad del rotor varía.

El funcionamiento del DFIG se basa en el generador de inducción trifásico con rotor devanado, en el cual el rotor es alimentado mediante un convertidor de frecuencia (AC/DC/AC)[11]. El DFIG comparte similitudes con la BDFRM en cuanto a su electrónica de potencia, a pesar de que el primero tiene el convertidor conectado a los anillos rozantes del rotor y el segundo al devanado secundario del estator, como se puede observar en la figura 2.6.

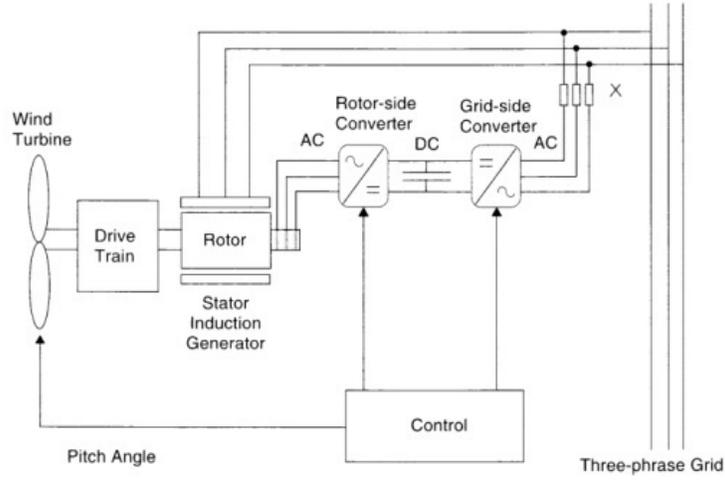


Figura 2.6: Esquema típico del DFIG.

Como se puede ver en la figura 2.6 la salida del generador se conecta directamente a la red eléctrica, y a su vez se establece un lazo de realimentación por medio de algún convertidor de frecuencia con el objeto de controlar el sistema de excitación del rotor [11].

Las ecuaciones del generador de inducción de p_p pares de polos alimentado por un conjunto trifásico balanceado, pueden expresarse entonces, en un marco $d - q$ rotante sincrónico, como sigue [1]:

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -p_p w_s L_s & M \frac{d}{dt} & -p_p w_s M \\ p_p w_s L_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} & p_p w_s M & M \frac{d}{dt} \\ M \frac{d}{dt} & s p_p w_s M & R_r + L_r \frac{d}{dt} & -p_p s w_s L_r \\ -p_p s w_s M & M \frac{d}{dt} & -p_p s w_s L_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

La ecuación del torque del generador con p_p pares de polos, en el marco $d - q$ rotante sincrónico, resulta:

$$T_e = p_p M (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (2.54)$$

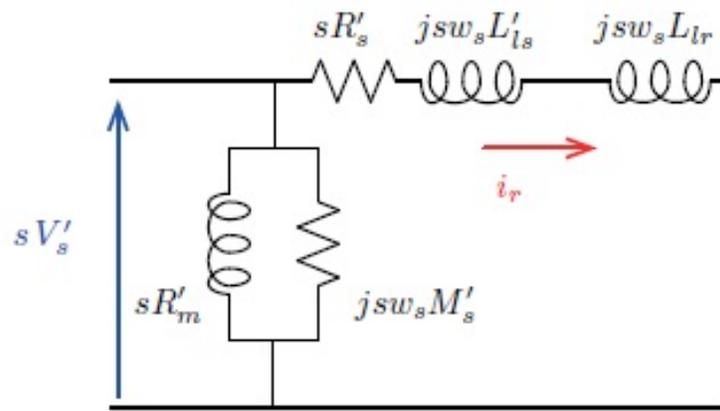


Figura 2.7: Modelo equivalente por fase referido al rotor para la DFIG.

3. TÉCNICAS DE CONTROL PARA LA OPTIMIZACIÓN DE LOS SISTEMAS DE CONVERSIÓN DE ENERGÍA EÓLICA

3.1. Control por redes neuronales.

El control por redes neuronales artificiales se basa en emular el comportamiento de las redes neuronales biológicas. Para este fin se han creado diferentes topologías como por ejemplo: feedforward y recurrentes.

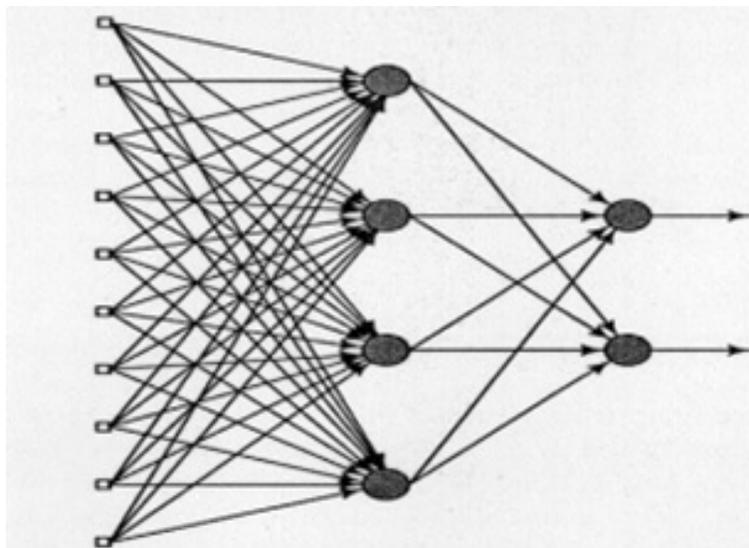


Figura 3.1: Configuración Feedforward.

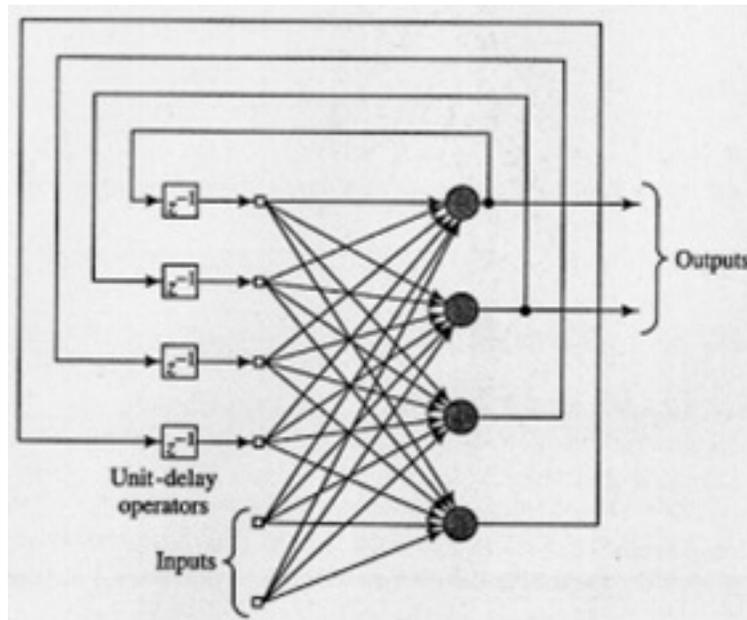


Figura 3.2: Configuración Recurrentes.

Las redes neuronales tienen un mecanismo de aprendizaje por el cual una red neuronal modifica sus pesos en respuesta a la información de entrada. Durante este proceso los pesos de las conexiones de la red se modifican, cuando estos permanecen estables quiere decir que la red aprendió [12]. Estos mecanismos de aprendizaje pueden ser supervisados o no supervisados, el supervisado utiliza patrones de salida deseados para entrenar, y el no supervisado utiliza regla de auto-organización para el entrenamiento.

3.2. Control LQG.

El control LQG es el control obtenido con la combinación de una ganancia de realimentación de estado LQR con realimentación desde los estados estimados a partir de un estimador de estado óptimo LQE.

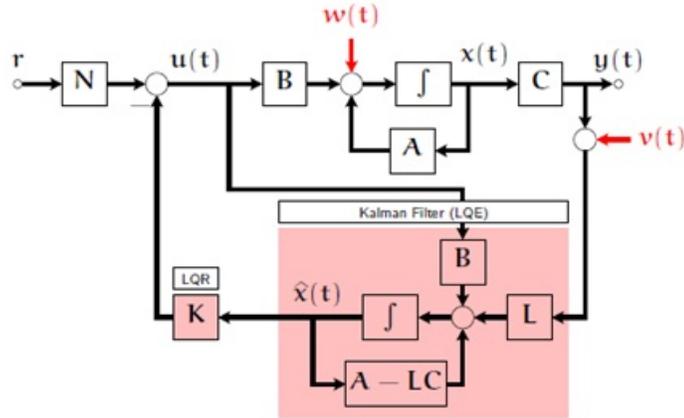


Figura 3.3: Diagrama de control LQG.

El principio de separación dice que si tenemos una planta dada por:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu + w \\ y &= Cx + v\end{aligned}\tag{3.1}$$

Y se desea diseñar un controlador para minimizar

$$J = \lim_{T \rightarrow \infty} E \{ x^T(t) Q x(t) + u^T(t) R u(t) dt \}\tag{3.2}$$

Entonces la solución óptima se obtiene combinando la ganancia de realimentación óptima LQ y el observador LQ observer. Se debe tener presente la asignación de polos. Los polos de lazo cerrado se obtienen de los autovalores de $A - BK$ y $A - LC$ [13].

3.3. Control por planos deslizantes.

El control por planos deslizantes puede ser separado en dos partes: el modo de alcance (reaching mode) y el modo deslizante (sliding mode). La superficie de deslizamiento $S = 0$ es el camino deseado en el espacio de estados, el cual es dado por el diseñador. Estos puntos constituyen una trayectoria especial sobre la superficie $S = 0$ llamada plano deslizante. Entonces, la trayectoria del sistema en el plano de fase consta de dos partes que representan los dos modos del sistema. La primera parte es el modo de alcance, en el cual la trayectoria inicial es de cualquier punto sobre el plano de fase moviéndose hacia la superficie de conmutación S la cual alcanza en un tiempo finito. La segunda parte es el modo deslizante, en el cual la trayectoria tiende asintóticamente hacia el origen del plano deslizante $S = 0$ [14].

3.3.1. Control por planos deslizantes difusos.

Se usa el principio de planos deslizantes para analizar los controladores difusos, se supone a u como una señal de control difusa para que el error converja a cero. Si el controlador difuso u_{fuzzy} satisface las siguientes condiciones:

$$\begin{aligned} u_{fuzzy} &\leq -n - [f(x) + \lambda\dot{e} - \lambda\ddot{x}], & si \quad sign(s) > 0 \\ u_{fuzzy} &\geq -n - [f(x) + \lambda\dot{e} - \lambda\ddot{x}], & si \quad sign(s) < 0 \end{aligned} \quad (3.3)$$

Hasta ahora el modelo presenta discontinuidades lo que ocasiona una señal de control con actividad alta entonces para suavizar el acercamiento se introduce una capa vecina de convergencia. Por lo tanto se garantiza que pasado un tiempo finito el error estará dentro de la precisión de ε .

$$B(t) = \{x : |s(x, t)| \leq \Phi\} \quad (3.4)$$

Por ejemplo para un sistema de orden dos, la señal de control pasa a ser:

$$u = -\hat{f}(x) + \ddot{x}_d - \lambda\dot{e} - Ksat\left(\frac{s}{\Phi}\right) \quad (3.5)$$

Donde sat es la función de saturación [15].

3.3.2. Control por planos deslizantes adaptativos.

La idea básica del control adaptativo es estimar los parámetros inciertos en las plantas en línea basado en las señales del sistema de medidas, y utilizar los parámetros estimados en el cálculo de entrada de control.

En los sistemas de control adaptativo, para evitar dificultades matemáticas, se supone que los parámetros de la planta desconocidos son constantes. Para que los resultados de los análisis sean aplicables a estos casos prácticos, los parámetros variables en el tiempo de la planta deben variar considerablemente más lento que la adaptación de los parámetros. Hay que tener en cuenta que las variaciones rápidas de los parámetros pueden indicar que el modelado es insuficiente y que la dinámica que causan los cambios en los parámetros debe ser modelada de forma adicional.

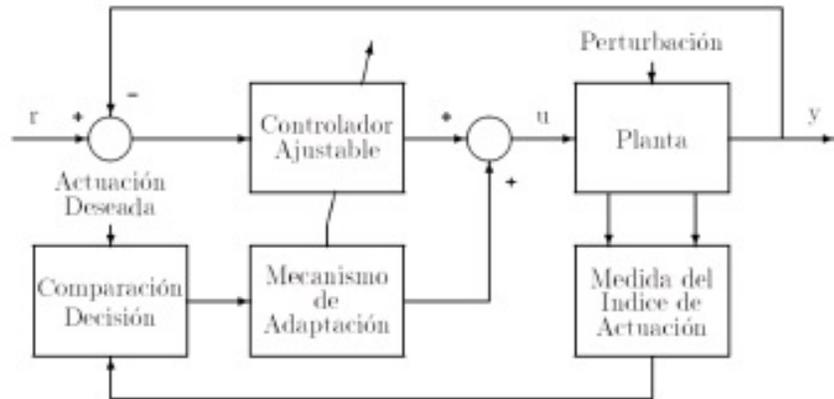


Figura 3.4: Esquema general de control adaptativo.

Un control adaptativo es aquel en el que sus parámetros son variables y hay un mecanismo para el ajuste de estos parámetros basados en las señales del sistema. Una de las ventajas del control adaptativo, es que hace frente a las incertidumbres de los parámetros constantes o que varían lentamente [7][16].

4. DISEÑO DE UN CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL (PI) Y UN CONTROL CUASI DESLIZANTE CON ANCHO DE BANDA (QSMB).

4.1. Identificación de la planta a partir del método de mínimos cuadrados.

La identificación de sistemas dinámicos se define como la obtención de la estructura y parámetros de un modelo matemático (ya sea en ecuaciones diferenciales o en diferencias) generalmente dinámico, mediante datos experimentales, que reproducen con suficiente exactitud para los fines deseados de las características dinámicas del proceso objeto de estudio [17][18].

Para el diseño de controladores continuos o discretos, ya sea mediante técnicas clásicas o avanzadas, todos requieren de un modelo matemático del proceso a controlar que caracterice con exactitud su comportamiento dinámico real. Este modelo matemático permite al diseñador realizar y validar mediante simulación el ajuste de los parámetros del controlador que permiten obtener una respuesta que satisfaga las especificaciones de diseño [17].

A veces las ecuaciones matemáticas del sistema son conocidas y lo que hay que determinar son los coeficientes de dichas ecuaciones. En este caso el método de mínimos cuadrados es el adecuado [18].

El método de mínimos cuadrados es el más popular y más utilizado en la práctica como parte fundamental de los sistemas de control adaptativo. El principio de mínimos cuadrados consiste en buscar los parámetros desconocidos de tal forma que la suma de los cuadrados de la diferencia entre los valores medidos y calculados multiplicado por un número que mide el grado de precisión sea un mínimo. Para poder obtener una solución analítica, los valores calculados deben ser funciones lineales de los parámetros desconocidos.

$$y(k) = \varphi^T(k)\theta + e(k) \tag{4.1}$$

Donde:

$$\varphi(k) = [-y(k-1) \quad -y(k-2) \cdots -y(k-n) \quad u(k-d-1) \quad u(k-d-2) \cdots u(k-d-m)] \quad (4.2)$$

$$\theta^T = [a_1 \quad a_2 \quad \cdots \quad a_n \quad b_1 \quad b_2 \quad \cdots \quad b_m] \quad (4.3)$$

$\varphi(k)$ es el vector regresor.

θ^T es el vector de parámetros.

$$\varphi^T(k) \theta = \hat{y}(k)$$

$e(k)$ es el error de estimación.

El objetivo de mínimos cuadrados es minimizar la suma del error cuadrático cometido en las k medidas. Para ello se define el error $\vec{e}(k)$ como la diferencia entre el valor medido en la salida de la planta real $\vec{y}(k)$, y el estimado $\hat{\vec{y}}(k)$, es decir:

$$\vec{e}(k) = \begin{bmatrix} e(0) \\ e(1) \\ \dots \\ e(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_1(0) \\ \dots \\ e_r(0) \\ e_1(1) \\ \dots \\ e_r(1) \\ \dots \\ e_1(k) \\ \dots \\ e_r(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1(0) - \hat{y}_1(0) \\ \dots \\ y_r(0) - \hat{y}_r(0) \\ y_1(1) - \hat{y}_1(1) \\ \dots \\ y_r(1) - \hat{y}_r(1) \\ \dots \\ y_1(k) - \hat{y}_1(k) \\ \dots \\ y_r(k) - \hat{y}_r(k) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Se trata de minimizar el índice de comportamiento:

$$J = \frac{1}{2} \vec{e}^T(k) \vec{e}(k) = \frac{1}{2} [e(0) \quad \dots \quad e(k)] \begin{bmatrix} e(0) \\ \dots \\ e(k) \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Los métodos recursivos aprovechan parte de los cálculos realizados en un paso para el siguiente, por lo que el cálculo de los parámetros en un instante se realiza como:

$$\hat{\theta}_{N+1} = \hat{\theta}_n + \text{correccion} \quad (4.6)$$

Además si el sistema esta variando o bien se desea una actualización permanente de los parámetros, se suele ponderar las medidas que se van tomando, dándole más peso a las más recientes.

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + L(k+1)[y(k+1) - \hat{y}(k+1)] \quad (4.7)$$

Donde $\hat{\theta}(k+1)$ es el vector de parámetros estimados en el instante $k+1$, $y(k+1)$ la salida real del sistema en dicho instante de tiempo en $k+1$, $\hat{y}(k+1)$ la salida estimada con los parámetros actuales en el instante $k+1$ y $\hat{\theta}(k)$ el vector de parámetros en el instante k , de esta forma $L(k+1)$ determina el modo en que el error de predicción de salida real menos la salida estimada afecte su actualización en línea de los parámetros del modelo, generalmente este factor se debe elegir de tal manera que se minimice el error [17].

4.2. Control proporcional integral (PI).

Un sistema de control automático, compara el valor efectivo $y(t)$ de una planta con valor deseado $r(t)$, determina la desviación $e(t)$ y produce una señal de control $c(t)$ que reduce la desviación a cero o a un valor pequeño.

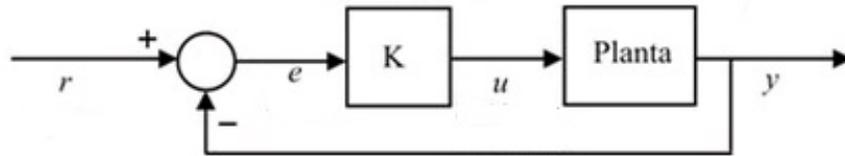


Figura 4.1: Sistema de control en lazo cerrado.

4.2.1. Acción proporcional.

La ley de control proporcional está definida por:

$$u(t) = u_b + Ke(t) \quad (4.8)$$

Donde u_b se relaciona con el offset considerando la ley de control. Se suele fijar como:

$$u_b = \frac{u_{max} + u_{min}}{2} \quad (4.9)$$

Y generalmente toma un valor cero. Así, en el dominio de Laplace, en condiciones iniciales nulas, la función de transferencia del controlador proporcional es:

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K \quad (4.10)$$

Un aumento del valor fijo de la ganancia proporcional K_p con llevará los efectos siguientes sobre el lazo de realimentación:

- Reducción del crecimiento de la respuesta hacia la consigna si el proceso es lineal con ganancia canónica positiva.
- Reducción del error en estado estable u offset, ya que, cuanto mayor es la ganancia proporcional, menor será la señal de error que actúa.

4.2.2. Acción Integral.

La acción de control integral genera una señal de control proporcional a la integral de la señal de error:

$$u(t) = K_t \int_0^t e(t) dt \quad (4.11)$$

Que en términos de la variable compleja implica una función de transferencia:

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s} \quad (4.12)$$

Esta acción elimina el offset, pero se obtiene una mayor desviación de la señal de referencia, la respuesta es más lenta y el periodo de oscilación es mayor que en el caso de la acción proporcional.

4.2.3. Controlador PI.

Es la estructura más usual del controlador. La introducción de la acción integral es la forma más simple de eliminar el error en régimen permanente. Otro caso en el que es común utilizar la estructura PI es cuando el desfase que introduce el proceso es moderado. También se recomienda la acción PI cuando hay retardos en el proceso [19].

El valor de salida del controlador proporcional varía en razón proporcional al tiempo en que ha permanecido el error y la magnitud del mismo, su función de transferencia es:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_N \cdot s} \right) \quad (4.13)$$

Donde K_p es la ganancia proporcional y T_N se denomina tiempo de acción integral. Ambos valores son ajustables. El tiempo integral regula la velocidad de acción de control, mientras que una modificación en K_p afecta tanto a la parte integral como a la parte proporcional de la acción de control [20].

Cuadro 4.1: Características de las constantes del controlador PI.

Respuesta en lazo cerrado	Tiempo de subida	Sobre-pico	Tiempo de establecimiento
K_p	Disminuye	Aumenta	Poco cambio
K_i	Disminuye	Aumenta	Aumenta

Se detallan a continuación algunas de las características del control proporcional integral en continuo, que pueden hacerse extensibles a su versión discreta:

La función de transferencia del control es la siguiente:

$$C(s) = K \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s} \right) = \frac{K \cdot (1 + T_i \cdot s)}{T_i \cdot s} \quad (4.14)$$

Para discretizar el control PI se utiliza un método aproximado llamado el método de la derivada, que consiste en aproximar la derivada por la pendiente de la recta que pasa por dos muestras consecutivas, con lo cual se obtiene:

$$\frac{dy(t)}{dt} \rightarrow \frac{y_k - y_{k-1}}{T} \quad (4.15)$$

Que visto en sus correspondientes transformadas se convierte en:

$$sY(s) \rightarrow \frac{1-z^{-1}}{T}Y(z) \quad (4.16)$$

Por lo tanto para obtener el regulador discreto a partir del continuo basta sustituir en la función de transferencia las s por $\frac{1-z^{-1}}{T}$.

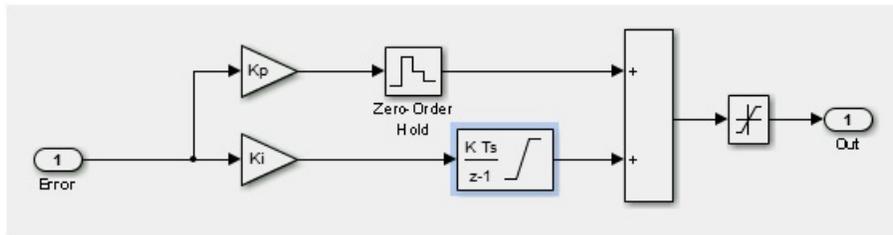


Figura 4.2: Controlador PI discreto.

4.3. Control cuasideslizante con ancho de banda.

Los sistemas de control por estructura variable son sistemas no lineales que presentan una parte discontinua en la ley de control. La estrategia consiste en conmutar entre varios sistemas de control con dinámicas diferentes en lazo cerrado. Incluso aunque estas dinámicas sean inestables, el alternar convenientemente entre ellas puede producir un comportamiento estable en lazo cerrado. El Control por Modo Deslizante, (Sliding Mode Control - SMC) es un tipo particular de Control por Estructura Variable (Variable Structure Control - VSC) [14].

4.3.1. Atributos y definiciones.

Un sistema VSC debe tener los siguientes 3 atributos. Estos forman la base para la definición del modo deslizante para sistemas VSC discretos y la condición de alcance discreta [21][22].

A1 Al partir de un estado inicial, la trayectoria se moverá monótonamente hacia el plano de conmutación y cruzara este en un tiempo finito.

A2 Una vez la trayectoria ha cruzado el plano de conmutación la primera vez, esta deberá atravesar el plano otra vez en todos los sucesivos periodos de muestreo,

resultando en un movimiento de zig-zag sobre el plano.

A3 El tamaño de cada sucesivo zig-zag no se incrementara y la trayectoria permanecerá dentro de una banda especifica.

Definición 1: Al modo cuasi deslizante en la vecindad ϵ del hiperplano deslizante $s(k) = c^T x(k) = 0$ tal que el movimiento del sistema dado por:

$$|s(k)| \leq \epsilon \quad (4.17)$$

Donde la constante positiva ϵ es llamada el ancho de banda del modo cuasi deslizante (QSMB). El QSM se torna en un modo ideal cuando $\epsilon = 0$.

Entre las ventajas se pueden destacar que se reduce el chattering (Después del periodo transiente, los estados del sistema y sus salidas no cambian en cada sucesivo paso de control) y se obtiene una esencial reducción del esfuerzo de control y se mejora la calidad del control con modo cuasi Deslizante.

Definición 2: Si se considera un sistema de la forma:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= A_k x(k) + \Delta A_k x(k) + B_k u(k) + f_k(k) \\ y(k) &= H_k^T x(k) \end{aligned} \quad (4.18)$$

Y este satisface la condición de alcance del modo cuasi deslizante en la vecindad ϵ de la superficie deslizante $s(k) = 0$ si y solo si para cualquier $k \geq 0$ las siguientes condiciones se satisfacen [22]:

$$\begin{aligned} s(k) > \epsilon &\Rightarrow -\epsilon \leq s(k+1) < s(k) \\ s(k) < -\epsilon &\Rightarrow s(k) < s(k+1) \leq \epsilon \\ |s(k)| \leq \epsilon &\Rightarrow |s(k+1)| \leq \epsilon \end{aligned} \quad (4.19)$$

4.3.2. Modo de alcance y ley de control.

La función de control puede ser dividida en dos partes, tal que

$$u(k) = u_e(k) + u_s(k) \quad (4.20)$$

Donde la primera es el control equivalente, y la segunda es el control conmutado. El control equivalente de la función esta dado cuando los parámetros están en el valor nominal. El control conmutado es usado para eliminar los efectos de las variaciones de los parámetros y las perturbaciones externas.

La regla de control estable es desarrollada acorde a la condición de existencia del modo deslizante, tal que $\dot{s}(t) s(t) < 0$, donde $s(t)$ son las variables del movimiento deslizante en sistemas continuos. Sin embargo, la condición de existencia no es suficiente para sistemas discretos [22].

Convirtiendo ésta en su forma discreta, sustituyendo la derivada por la diferencia hacia adelante, entonces la siguiente condición es obtenida para asegurar el movimiento deslizante en el hiperplano, tal que:

$$[s(k+1) - s(k)] s(k) < 0 \quad (4.21)$$

La condición es necesaria pero no suficiente para la existencia del movimiento cuasi deslizante, debido a que esto no asegura una convergencia de la trayectoria y puede generar un incremento en la amplitud del Chatter. Se impone una condición necesaria y suficiente asumiendo el movimiento deslizante y la convergencia en el hiperplano, esta condición puede ser declarada como:

$$|s(k+1)| < |s(k)|, \quad \forall k \geq 0 \quad (4.22)$$

Con lo cual se puede concluir que si $k \rightarrow \infty$ entonces $s(k) \rightarrow 0$. Para garantizar que la superficie permanezca en un rango específico, debe tomarse no solo la desigualdad sino también la igualdad, por lo tanto 4.22 puede ser descompuesta como:

$$[s(k+1) - s(k)] \operatorname{sgn}(s(k)) < 0 \quad (4.23)$$

$$[s(k+1) + s(k)] \operatorname{sgn}(s(k)) \geq 0 \quad (4.24)$$

Se pueden llamar 4.23 y 4.24 como la condición de deslizamiento y la condición de convergencia respectivamente. La función $\operatorname{sgn}(s(k))$ es igual a 1 para $s(k) > 0$, -1 para $s(k) < 0$ y 0 para $s(k) = 0$ [22].

El análisis de la estabilidad de los sistemas no lineales se puede realizar mediante la función de Lyapunov. El método de Lyapunov resulta muy efectivo, aunque tiene el inconveniente de que no existe ningún procedimiento constructivo para encontrar dicha función. Sin embargo, en ocasiones, la elección de la función de Lyapunov resulta natural, por ejemplo en el caso de sistemas mecánicos o eléctricos, donde la energía se considera a menudo como función de Lyapunov del sistema [23][24].

Las tres condiciones de estabilidad son las siguientes:

1. $V(\hat{x}) = 0$.
2. $V(x) > 0$ para todo $x \neq \hat{x}$.
3. $\dot{V}(x) < 0$ a lo largo de las trayectorias $\dot{x} = f(x)$.

Donde:

$V(\hat{x})$ Es la función de Lyapunov evaluada en el punto de equilibrio.

$V(x)$ Es la función de Lyapunov evaluada en cualquier punto diferente al de equilibrio.

$\dot{x} = f(x)$ Definición del sistema.

Furuta a partir de una condición de alcance tipo Lyapunov en tiempo continuo $\dot{v} < 0$ donde $v = \frac{s^2}{2}$ para obtener la versión discreta:

$$\begin{aligned} v(k+1) - v(k) &< 0 \\ v(k) &= \frac{1}{2}[s(k)]^2 > 0 \end{aligned} \tag{4.25}$$

Estas proveen una buena idea para el diseño estable del movimiento deslizante discreto basado en el punto de vista escalar [22].

4.3.3. Control equivalente.

El control equivalente (μ_{eq}) es una ley de control que lleva al sistema a deslizarse sobre la superficie en forma ideal, y puede interpretarse como un valor continuo que representa un cierto valor promedio del control discontinuo.

Se recalca que μ_{eq} es el control requerido para mantener el sistema en la región de deslizamiento ($s(x) = 0$), por lo tanto si tenemos nuestra ley de control igual a μ_{eq} estamos garantizando que el sistema se encuentra con certeza en el modo deslizante [25].

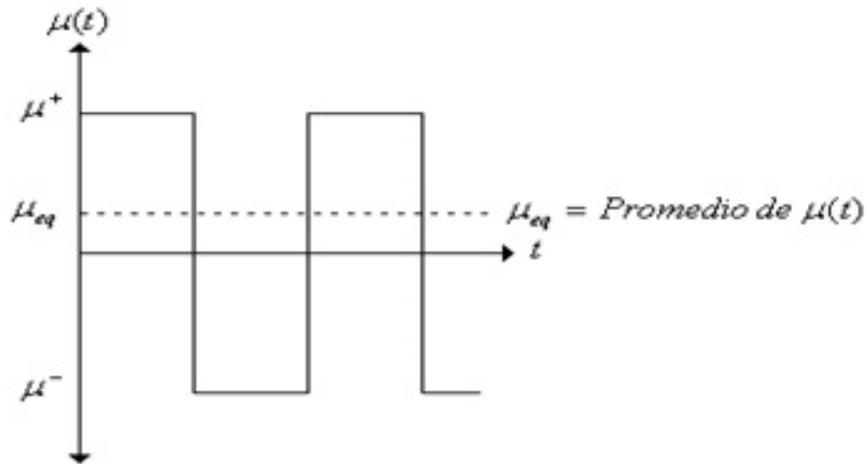


Figura 4.3: Controlador equivalente.

El diseño de un control de estructura variable (VSC) discreto, tiene en si mismo un modo cuasi deslizante ideal, lo cual no se da en sistemas físicos reales, el modo deslizante deseado se diseña mediante una técnica cuya función de conmutación lineal es [22]:

$$s(x) = C^T x(k) = 0 \quad (4.26)$$

El modo cuasi deslizante ideal debe satisfacer:

$$s(k+1) = s(k) = 0 \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (4.27)$$

Considerando un sistema nominal

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (4.28)$$

Reemplazando 4.26 en 4.28 y despejando para u :

$$u_e = -(C^T B)^{-1} C^T A x(k) \quad (4.29)$$

4.3.4. Control deslizante.

La siguiente ley de alcance se basa en la función de Lyapunov:

$$u(k+1) - v(k) < -\eta T \frac{|s(k+1) + s(k)|}{2} \quad (4.30)$$

Con

$$v(k) = [s(k)]^2; \quad \eta > 0 \quad (4.31)$$

El control 4.32, estabiliza el sistema en torno a la superficie deslizante $s(x) = 0$, cumpliendo la ley de alcance descrita en 4.30:

$$u(k) = -[C^T B_k]^{-1} \left\{ C^T A_k x(k) - C^T x(k) + \left(\frac{\eta T}{(2\alpha) + \delta_s + \delta_F} \right) \text{sgn}(s) \right\} \quad (4.32)$$

Este control cumple los criterios de estabilidad y es estable ante cualquier perturbación e incertidumbre acotada.

El ancho de banda del modo cuasi deslizante (QSMB), está dado por la superficie:

$$|s(k)| \leq \frac{\eta T}{2\alpha} \quad (4.33)$$

La siguiente ecuación permite relacionar la superficie de deslizamiento con el ancho de banda ϵ :

$$|s(k)| = |C^T x(k)| \leq \epsilon \quad (4.34)$$

5. ANÁLISIS DE RESULTADOS

5.1. Controlador PI.

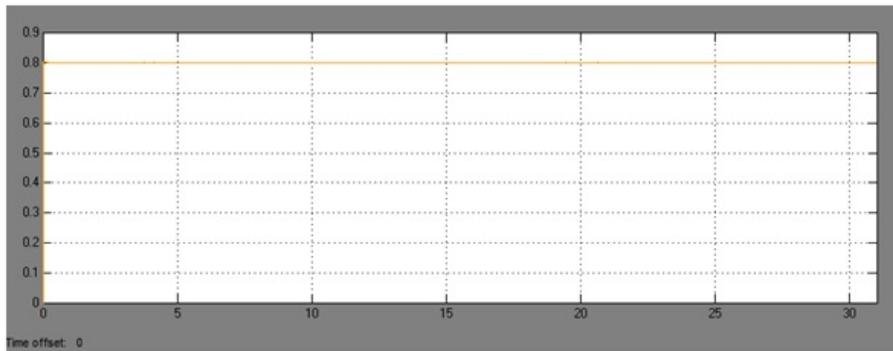


Figura 5.1: Voltaje fase (A) vs Tiempo velocidad constante (DFIG).

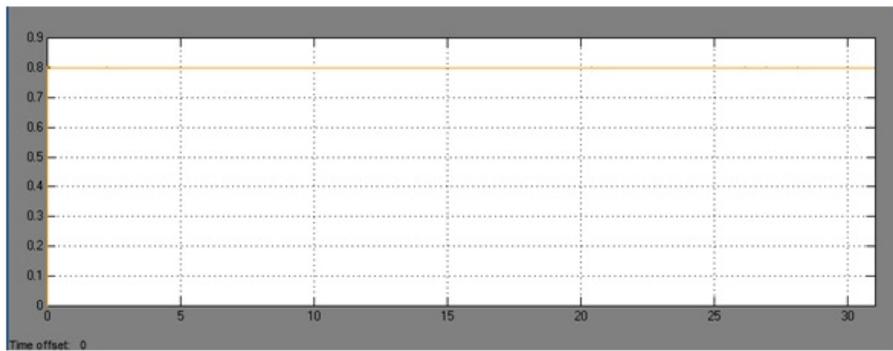


Figura 5.2: Voltaje fase (A) vs Tiempo velocidad variable (DFIG).

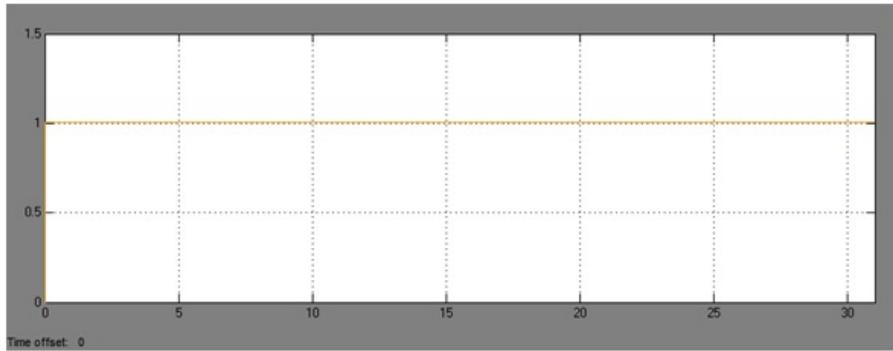


Figura 5.3: Voltaje fase (A) vs Tiempo velocidad constante (BDFRM).

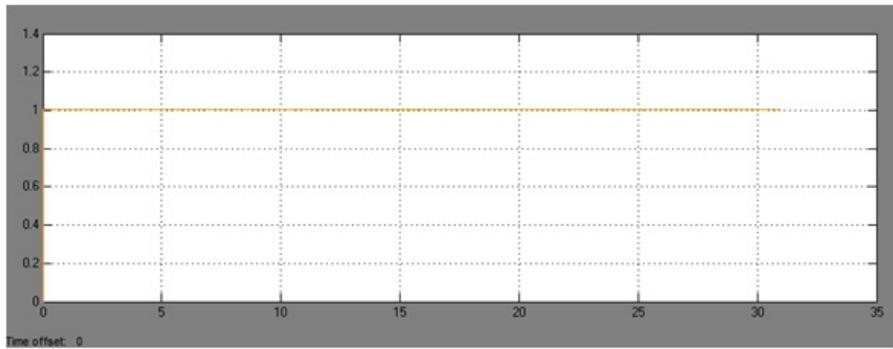


Figura 5.4: Voltaje fase (A) vs Tiempo velocidad variable (BDFRM).

En las gráficas se puede observar que la caída de tensión producida en la máquina DFIG es mayor a la existente en la BDFRM. Ninguna de las dos máquinas presenta cambios en su respuesta provocados por la variación en la velocidad.

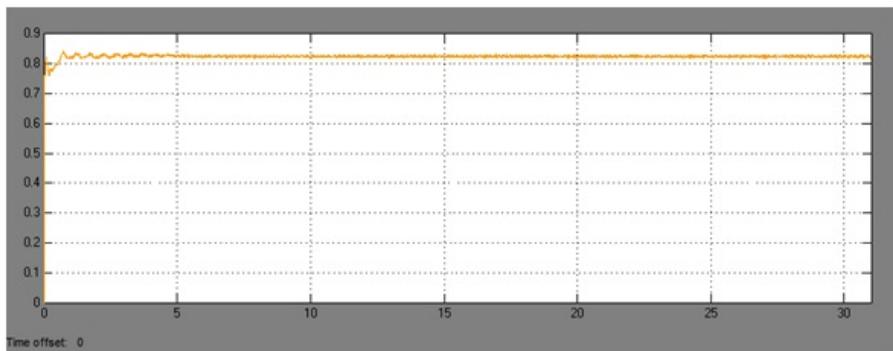


Figura 5.5: Potencia Activa vs Tiempo velocidad constante (DFIG).

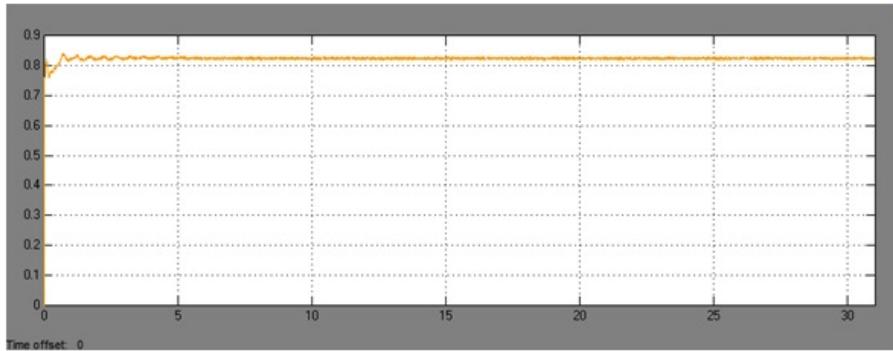


Figura 5.6: Potencia Activa vs Tiempo velocidad variable (DFIG).

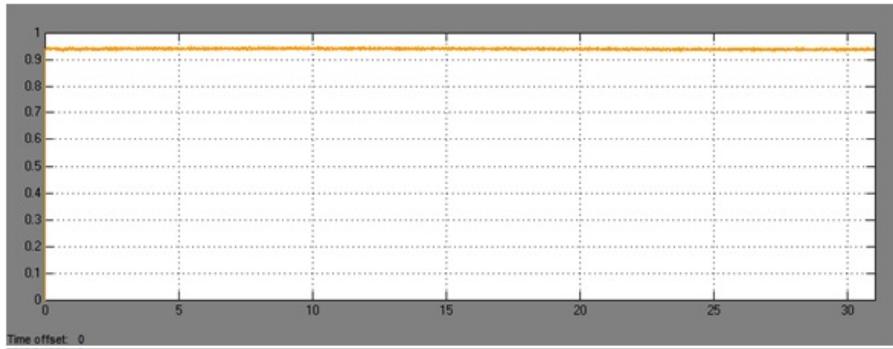


Figura 5.7: Potencia Activa vs Tiempo velocidad constante (BDFRM).

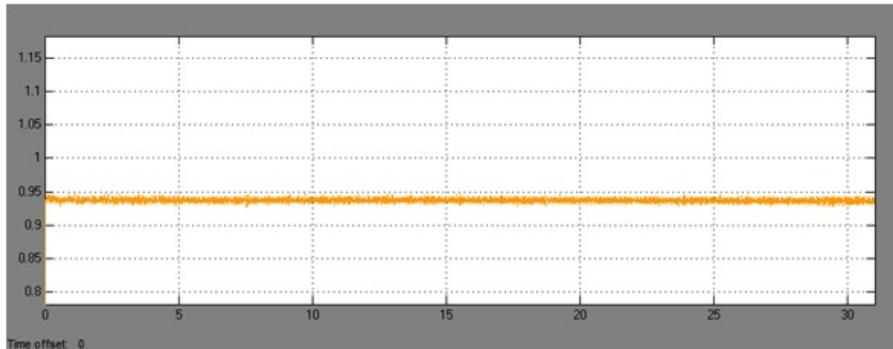


Figura 5.8: Potencia Activa vs Tiempo velocidad variable (BDFRM).

Se observa que la potencia activa de la DFIG llega hasta $0.85pu$, mientras que la BDFRM llega hasta una potencia activa de $0.94pu$. En cuanto a velocidad constante y con el espectro de Van der Hoven, el comportamiento en ambas máquinas es el mismo.

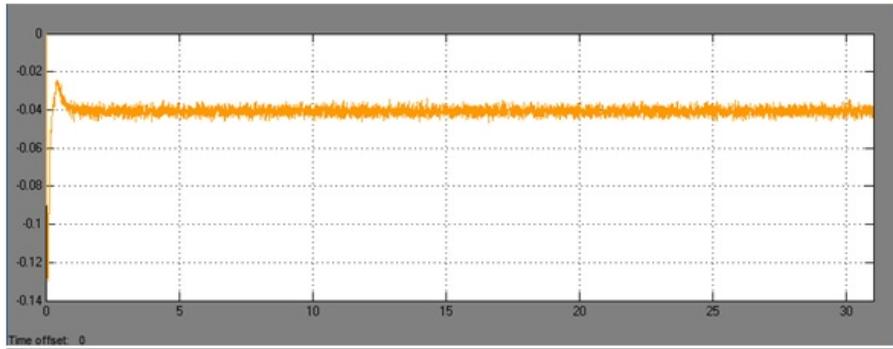


Figura 5.9: Potencia Reactiva vs Tiempo velocidad constante (DFIG).

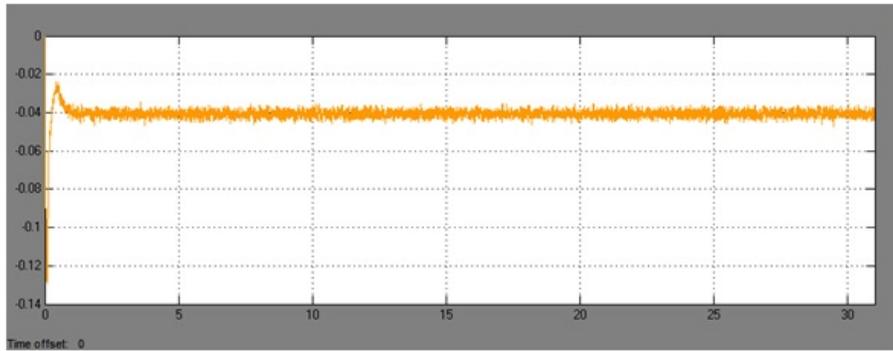


Figura 5.10: Potencia Reactiva vs Tiempo velocidad variable (DFIG).

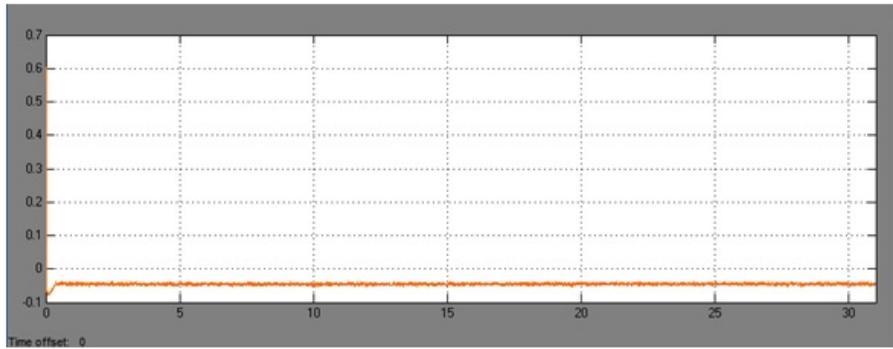


Figura 5.11: Potencia Reactiva vs Tiempo velocidad constante (BDFRM).

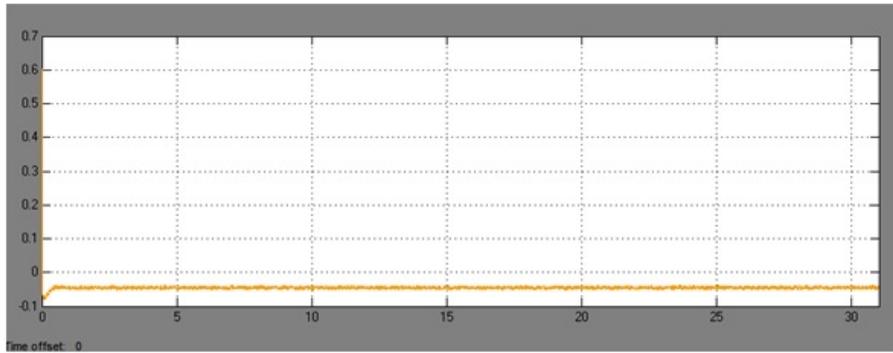


Figura 5.12: Potencia Reactiva vs Tiempo velocidad variable (BDFRM).

De acuerdo a las gráficas de reactivos, se tiene que la cantidad de reactivos en ambas máquinas es aproximadamente $0.04pu$. No hay cambios con respecto a la velocidad.

5.2. Controlador cuasi-deslizante con ancho de banda.

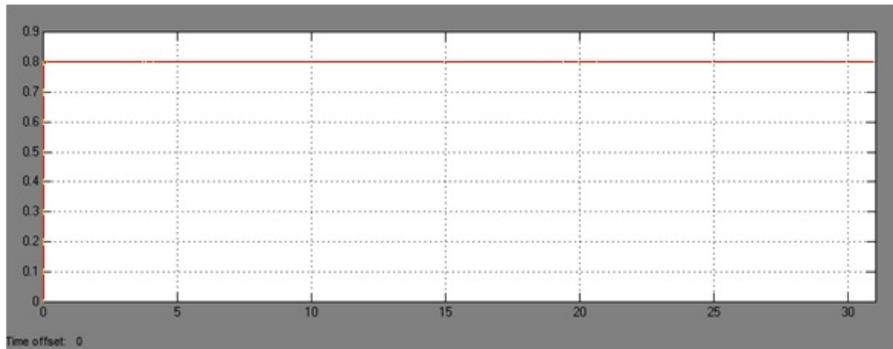


Figura 5.13: Voltaje fase (A) vs Tiempo velocidad constante (DFIG).

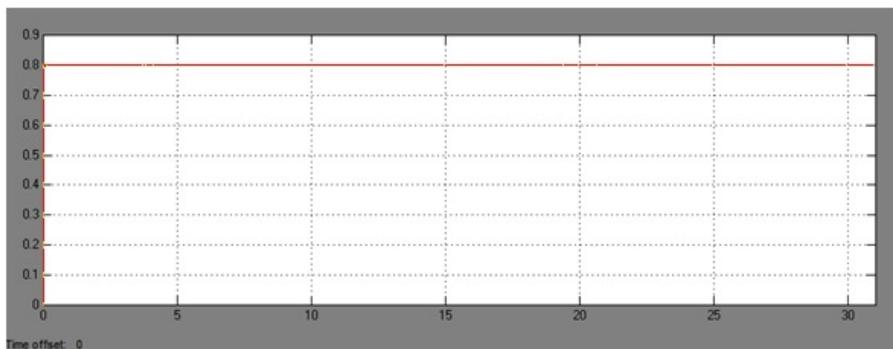


Figura 5.14: Voltaje fase (A) vs Tiempo velocidad variable (DFIG).

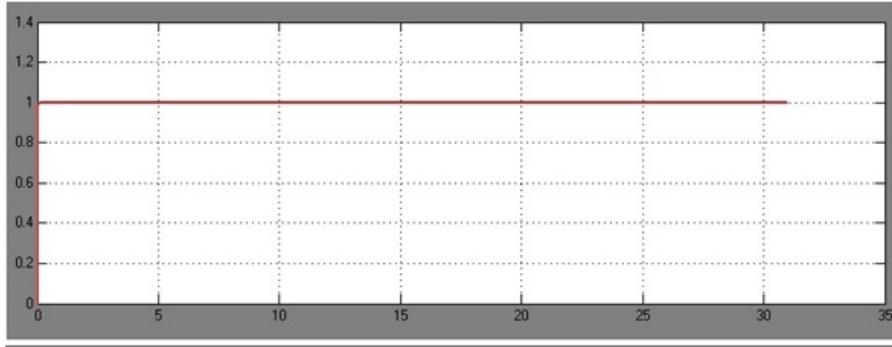


Figura 5.15: Voltaje fase (A) vs Tiempo velocidad constante (BDFRM).

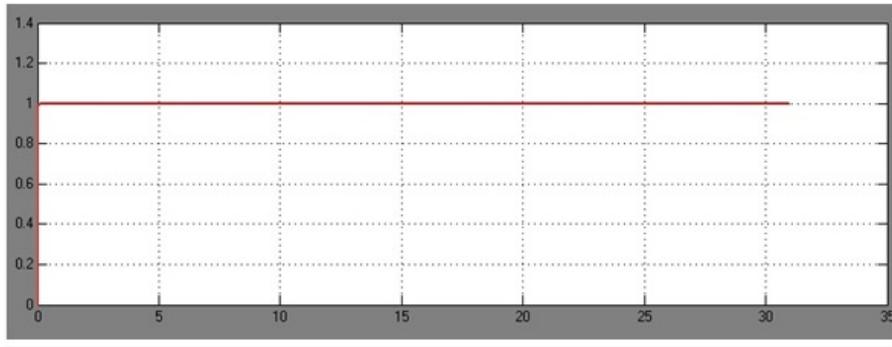


Figura 5.16: Voltaje fase (A) vs Tiempo velocidad variable (BDFRM).

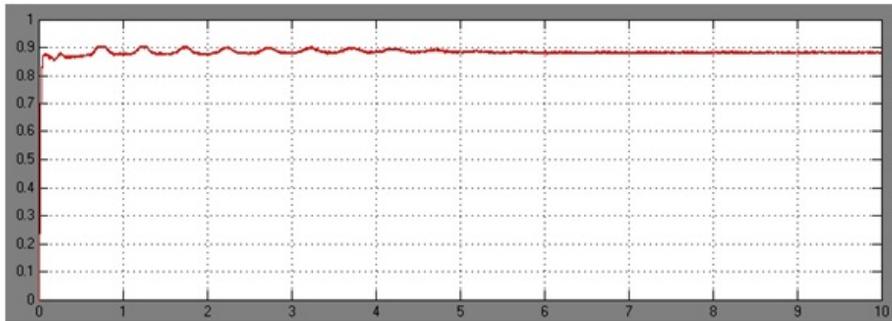


Figura 5.17: Potencia Activa vs Tiempo velocidad constante (DFIG).

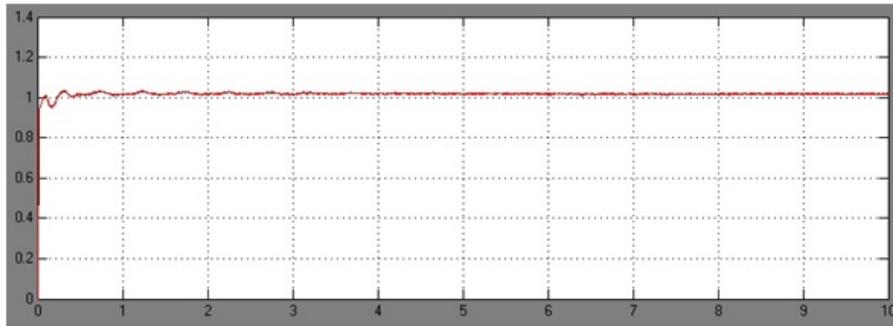


Figura 5.18: Potencia Activa vs Tiempo velocidad variable (DFIG).

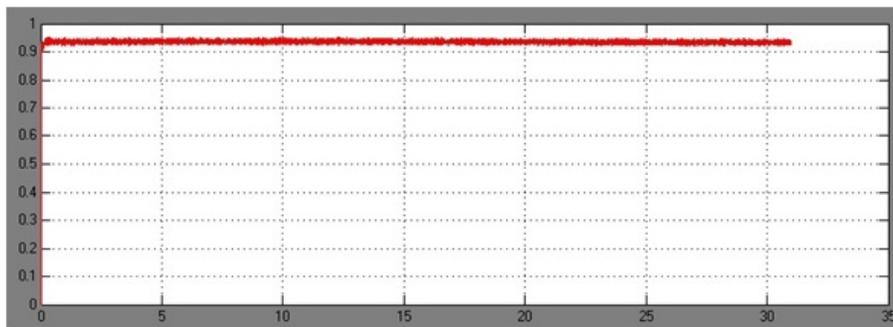


Figura 5.19: Potencia Activa vs Tiempo velocidad constante (BDFRM).

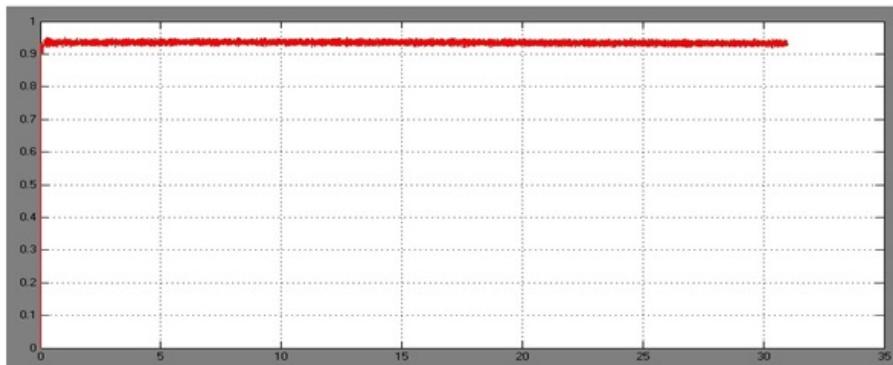


Figura 5.20: Grafica de Potencia Activa vs Tiempo velocidad variable (BDFRM).

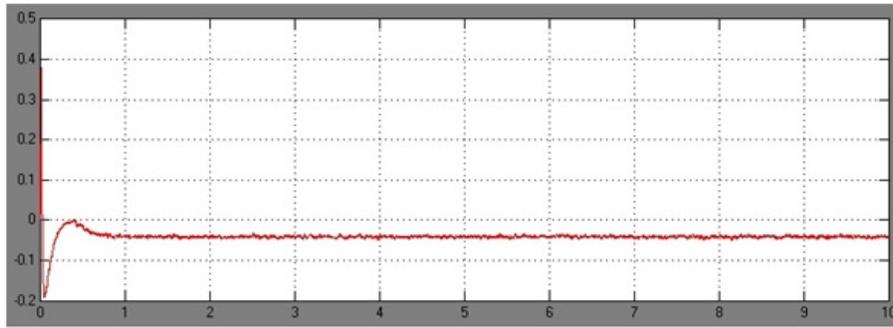


Figura 5.21: Grafica de Potencia Reactiva vs Tiempo velocidad constante (DFIG).

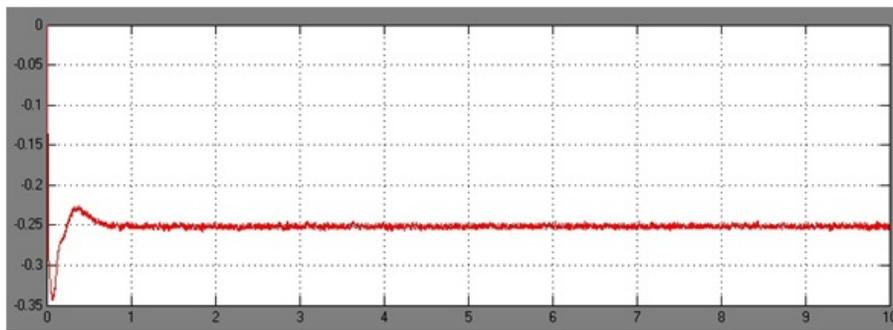


Figura 5.22: Potencia Reactiva vs Tiempo velocidad variable (DFIG).

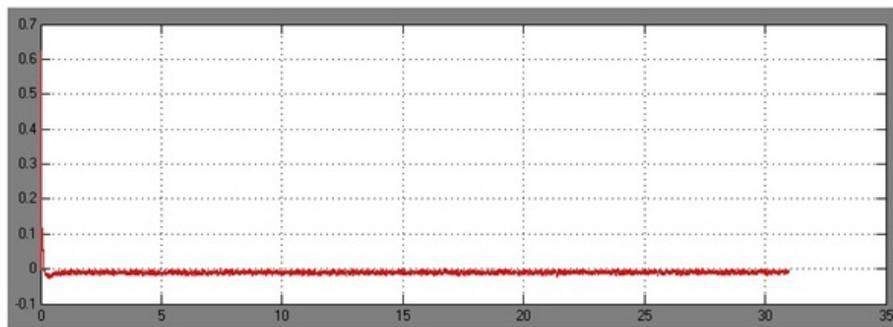


Figura 5.23: Potencia Reactiva vs Tiempo velocidad constante (BDFRM).

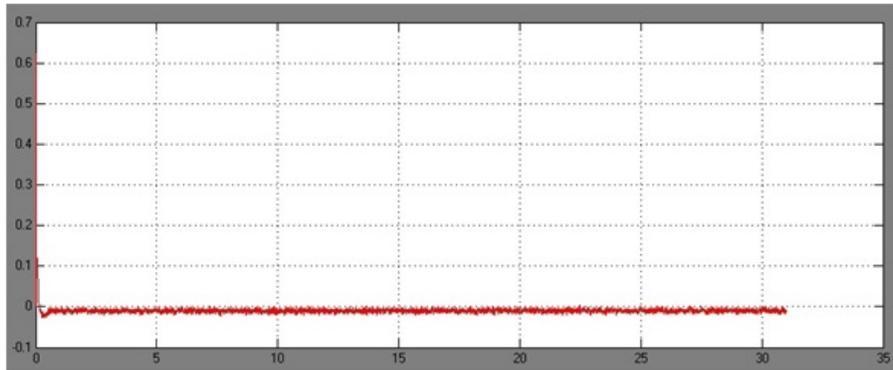


Figura 5.24: Potencia Reactiva vs Tiempo velocidad variable (BDFRM).

En las gráficas de potencia reactiva, se puede ver que con el controlador QSMB el pico de la señal es mucho menor al proporcionado por el control PI. En las gráficas de potencia activa de la BDFRM con control QSMB se presenta chattering debido a la conmutación alta frecuencia. En la DFIG con el control QSMB se aproxima más a la referencia de potencia generada. Los reactivos que absorbe la BDFRM cuando es controlada por un QSMB es menos que cuando es controlada por el controlador PI.

6. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

6.1. Conclusiones.

Durante el desarrollo de la implementación se pudo observar que la BDFRM es más óptima que la DFIG, debido a la robustez que le brinda la conexión del control al devanado secundario de estator, en el caso de la DFIG, se conecta a los anillos rozantes.

El control QSMB le brinda mayor robustez al diseño con la DFIG, y debida a esto se da un mayor aprovechamiento de la potencia extraída del viento por parte de la turbina. En cuanto a la BDFRM el cambio con respecto a los dos controles, no es muy significativo, por lo que la máquina en sí misma es robusta.

El tiempo de estabilización con el control PI, es similar al tiempo de estabilización con el control QSMB, sin embargo, el controlador QSMB presenta unas señales más suaves, es decir, el pico de la señal es más bajo que los picos presentados con el control PI.

El control de potencia activa y reactiva se desarrolló mediante el control de las corrientes de cuadratura en el devanado secundario de estator (i_{ds} , i_{qs}) y la velocidad del rotor (ω_r).

La selección de las constantes C_T , juega un papel muy importante en el correcto desempeño del controlador QSMB, ya que de estas depende que tan rápido se estabiliza la señal y que tan suave puede ser.

Debido a que se para un tiempo de diez segundos, la señal ya se había estabilizado, no se consideró necesario correrla para un tiempo mayor en el caso del control QSMB de la DFIG.

6.2. Trabajos Futuros.

Implementar un control de modo deslizante de orden superior (HOSM) para reducir el chattering y para minimizar incertidumbres provocadas por la linealización del sistema.

Diseñar un modelo que no esté basado en el criterio de dos máquinas de inducción en cascada para representar la BDFRM, pues con este modelo se presentan muchas pérdidas de carácter mecánico. Con el desarrollo de un modelo de máquina más óptimo, se puede pensar en sistemas de generación de mayor capacidad.

7. APÉNDICE

7.1. Código de control cuasi-deslizante con ancho de banda e identificación de la planta.

```
function h = fcn(y,u,e)
%#codegen
%pi
persistent teta1 Xs Us p xest;
u1=u(1,1);

if isempty(Xs)
    teta1=[0;rand(3,1)];
    Xs = zeros(2,1); %Xs=zeros(3,1)
    Us = zeros(2,1);
    p=1e6*eye(4);
end

fi=[Xs;Us];

teta1=teta1+p*fi/(1+fi'*p*fi)*(y-fi'*teta1);
p=p-p*fi*fi'*p/(1+fi'*p*fi);

Us(2)=Us(1);
Us(1) = u1;
Xs(2)=Xs(1);
Xs(1) = y;
teta=teta1(:);

%Planta
A=[teta(1) teta(2); 1 0];
B=[1;0];
C=[teta(3) teta(4)];
D=0;

%definicion
```

```

CT=-[-1 17];
T=5e-6;
a=0.5
ds=0.15
df=0.15
n=160000
ea=e(1,1);
e=zeros(2,1);

%Control

e(2)=e(1);
e(1)=ea;
error=[e(1);(e(2)-e(1))];
S=CT*error;
S1=S;

u2=-((CT*B)^-1)*CT*A*error
u3=-([CT*B]^-1)*(CT*A*error-CT*error+(n*T/(2*a)+ds+df)*sign(S));
h=u2+u3;

end

```

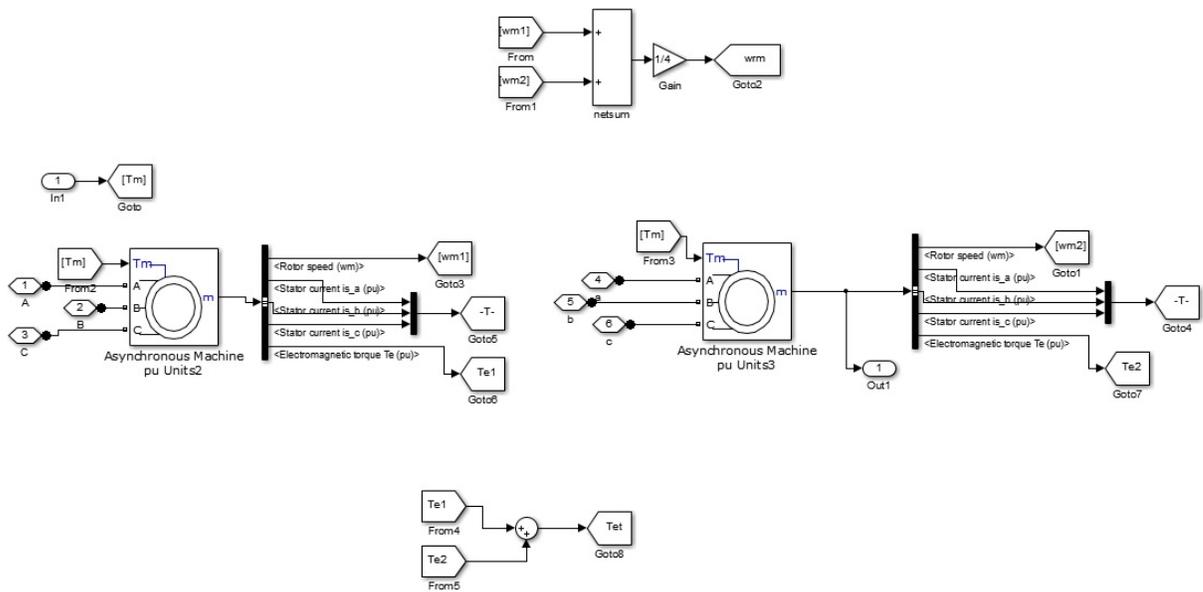


Figura 7.1: Máquina de Inducción en Cascada.

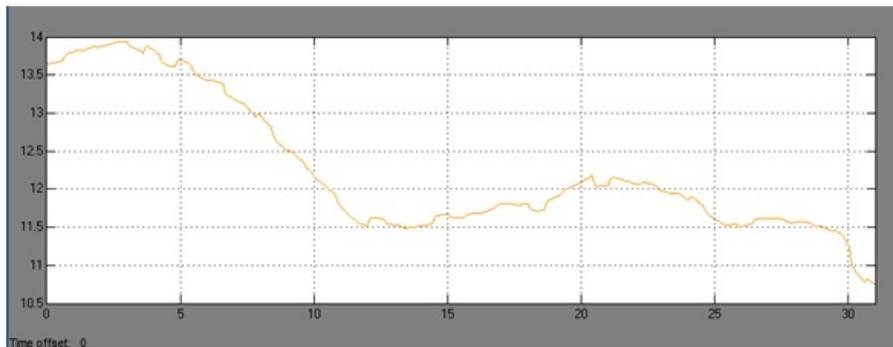


Figura 7.2: Representación de la esquemática del viento en intervalo de $10.5 \frac{m}{s}$, $14 \frac{m}{s}$

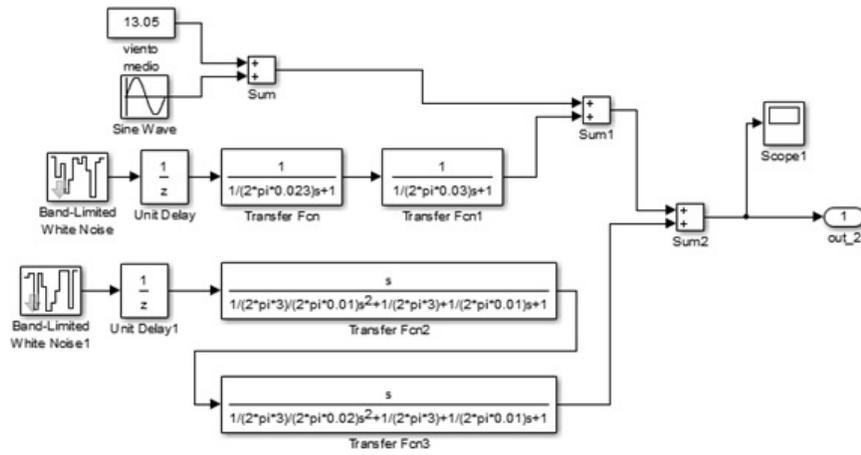


Figura 7.3: Modelo del viento en diagramas de bloques.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] C. A. Evangelista, “Control de sistemas no lineales por modos deslizantes de segundo orden,” Ph.D. dissertation, Facultad de Ingeniería, 2012.
- [2] F. Valenciaga and C. Evangelista, “2-sliding active and reactive power control of a wind energy conversion system,” *Control Theory & Applications, IET*, vol. 4, no. 11, pp. 2479–2490, 2010.
- [3] H. De Battista, “Control de la calidad de potencia en sistemas de conversión de energía eólica,” Ph.D. dissertation, Facultad de Ingeniería, 2000.
- [4] M. Canale, L. Fagiano, and M. Milanese, “Power kites for wind energy generation,” *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 27, no. 6, pp. 25–38, 2007.
- [5] M. De Bortoli, O. Canavesio, F. Benitez, and F. Makuch, “Cuantificación de la dispersión al analizar velocidades de viento atmosférico medias horaria anual mediante el análisis probabilístico de registros cortos.” 2002.
- [6] P. Fernández, “Energía eólica,” *Universidad de Cantabria. Departamento de Ingeniería Eléctrica y Energética*, 136p, 1993.
- [7] J. S. Aguirre Motato, “Control por planos deslizantes adaptativos para una turbina eólica con un generador de inducción doblemente alimentado (dfgi),” 2015.
- [8] M. Franquesa Voneschen, *Introducción a la teoría de las turbinas eólicas*, 2009, vol. 1, no. 6.
- [9] R. Betz and M. Jovanovic, “Introduction to brushless doubly fed reluctance machines—the basic equations,” tech. rep., Dept. Elec. Energy Conversion, Aalborg University, Denmark, Tech. Rep., 1998.
- [10] M. Jovanovic, J. Yu, and E. Levi, “Direct torque control of brushless doubly fed reluctance machines,” *Electric Power Components and Systems*, vol. 32, no. 10, pp. 941–958, 2004.
- [11] M. D. Pérez, “Máquinas eléctricas modernas,” Ph.D. dissertation, Facultad de Ingeniería, 2000.
- [12] A. Tepán and E. Cristina, “Estudio de los principales tipos de redes neuronales y las herramientas para su aplicación,” Ph.D. dissertation, 2013.

- [13] M. Huang, P. E. Caines, and R. P. Malhamé, “Social optima in mean field lqg control: centralized and decentralized strategies,” *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 7, pp. 1736–1751, 2012.
- [14] M. M. P. de la Parte, “Control predictivo con modos deslizantes,” Ph.D. dissertation, Universidad de Sevilla, 2004.
- [15] D. G. Buitrago, E. G. Suárez, and S. Sánchez, “Control por planos deslizantes difusos de un helicóptero con un grado de libertad.” *Scientia et Technica*, vol. 5, no. 37, pp. 85–89, 2007.
- [16] J.-J. E. Slotine, W. Li *et al.*, *Applied nonlinear control*. Prentice-hall Englewood Cliffs, NJ, 1991, vol. 199, no. 1.
- [17] A. Coila and E. Edwin, “Diseño de un controlador adaptivo con identificación en línea aplicado a una planta modelo de presión,” 2011.
- [18] G. Calvo Rodríguez, “Mejora del algoritmo de control de una planta de laboratorio e identificación de la misma,” 2013.
- [19] J. Izquierdo Fernández, S. Alcántara Cano *et al.*, “Controladores pi con acción de reset,” 2011.
- [20] L. Morales Laguado, H. Chamorro, and J. Soriano, “Análisis y comparación entre un controlador pi difuso y un controlador pi óptimo convencional para un convertidor reductor,” *Ingeniería e Investigación*, vol. 29, no. 3, pp. 61–66, 2009.
- [21] O. I. Higuera Martinez and J. M. Salamanca, “Control con modos deslizantes discreto aplicado a un convertidor de potencia buck,” *Ingeniería Electrónica*, volume=29, number=3, pages=01–07, year=2009.
- [22] O. I. Higuera Martinez, J. M. Salamanca, and H. Diaz Morales, “Control de estructura variable discreto basado en estabilidad de lyapunov,” *Ingeniería Electrónica*, volume=29, number=3, pages=01–06, year=2012.
- [23] Y. Hernández Solano, “Métodos de integración geométrica para sistemas con función de lyapunov,” 2014.
- [24] D. J. A. Arteaga and D. G. Buitrago, “Control adaptativo por planos deslizantes,” *Scientia et Technica*, vol. 19, no. 3, pp. 237–244, 2014.
- [25] N. Portilla, C. Gonzalez, and C. Gaviria, “Control de velocidad en modo deslizante del motor de inducción.”