



UNIVERSIDAD DE SEVILLA
Departamento de Ingeniería Eléctrica

MODELADO Y CONTROL DE PEQUEÑOS SISTEMAS
DE CONVERSIÓN DE ENERGÍA EÓLICA BASADOS
EN MÁQUINAS SÍNCRONAS DE IMANES PERMANENTES

TRABAJO FINAL DE MASTER

Autor: **Lázaro Alvarado Barrios**

Tutores: **Dr. Juan Manuel Mauricio Ferramola**

Dr. José María Maza Ortega

Sevilla, Julio de 2010

Agradecimientos

Un trabajo de investigación nunca es el resultado de esfuerzos individuales, y atendiendo al conocido dicho de que ser agradecido es de bien nacido, es necesario en este momento, cuando se ha culminado un trabajo de investigación, y haber permanecido lejos de la familia, agradecer a las instituciones y personas que mas nos aportaron en estos años.

Recordar en primer lugar a las instituciones docentes cubanas, donde me eduqué y formé como profesional, especialmente al Instituto Superior Politécnico “José Antonio Echeverría”, donde me gradué de Ingeniero Electricista en 1988.

A todos mis compañeros del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Sevilla, por su apoyo mostrado en todo momento, tanto en la realización del “Master en Sistemas de Energía Eléctrica”, como en permitir ser parte de su colectivo.

Agradecer especialmente al Dr. Juan Manuel Mauricio Ferramola, por compartir su tiempo en esta investigación, y al Dr. José María Maza por sus aportes y enseñanzas.

Con especial cariño a mi esposa Beatriz, por su paciencia y apoyo en todos los momentos difíciles. A mi hijo Alejandro e hijas, Belina, Daniela y Amalline, por todo el tiempo que no les he dedicado.

Las últimas palabras van dirigidas a mis padres por haberme dado la vida y ese espíritu de lucha y entrega y, a mis hermanos porque siempre están conmigo.

Resumen

En este trabajo se desarrolla el modelo de un sistema de conversión de energía eólica basado en una máquina síncrona de imanes permanentes. El sistema considerado consiste en una turbina eólica unida a través de un eje no rígido con el rotor de la máquina, la que se conecta a través de un rectificador de diodos no controlado al bus de corriente continua. El acoplamiento con la red eléctrica se realiza mediante un convertidor de tensión.

Se diseña una estrategia de control a partir del modelo obtenido con el fin de obtener la máxima eficiencia en la conversión de la energía del viento a energía eléctrica, para ello se propone controlar la velocidad de rotación de la turbina a partir de la tensión del lado de corriente continua. A su vez, el control de la tensión *DC* se realiza a través de la potencia activa que demanda el convertidor de tensión, y se utiliza como referencia a seguir por el controlador que regula las corrientes del lado de red. El controlador propuesto se basa en la técnica de linealización por realimentación.

Se estudio el comportamiento de la estrategia de control planteada para el WECS ante desequilibrios en la red eléctrica. Se implementó un algoritmo basado en un observador de secuencia de corriente alterna que permite estimar las componentes de corrientes de secuencia positiva y negativa, las que son controladas de manera independiente por el controlador. Esta estrategia muestra una mejora en el rendimiento del sistema con respecto a la eliminación de la onda 2ω de la tensión del bus de continua, que surge durante los desequilibrios en el lado de corriente alterna, y obtiene un seguimiento preciso a la potencia activa y reactiva

Por último se valida el modelo con la estrategia de control diseñada, utilizando un sistema WECS de baja potencia, 30 kW, y un sistema constituido por cinco turbinas de 30 kW cada una y un convertidor en el lado de red, en MATLAB-SimPowerSystems. Se presenta además los resultados de las simulaciones realizadas teniendo en cuenta dos escenarios, uno de disminución de viento y otro de incrementos.

Índice

RESUMEN	v
Índice	vi
Índice de Figuras	xi
Índice de Tablas	xv
1 Introducción y objetivos.	1
1.1 Introducción	1
1.2 Objetivos	3
1.3 Estructura del trabajo	3
2 Modelo del WECS basado en PMSM	5
2.1 Introducción	5
2.2 Modelo del sistema mecánico	6
2.2.1 Modelo aerodinámico de la turbina	6
2.2.1.1 Punto de máxima potencia	9
2.2.2 Modelo del acoplamiento mecánico	11
2.3 Modelo del VSC	15
2.3.1 Introducción	15
2.3.2 Modelo del VSC en coordenadas abc	17
2.3.2.1 Modelo de la parte de alterna	17
2.3.2.2 Modelo de la parte continua	18
2.3.3 Modelo del VSC en un sistema de referencia $\alpha\beta$ y dq	19
2.3.3.1 Modelo del VSC en el sistema de referencia $\alpha\beta$	19
2.3.3.2 Modelo del VSC en el sistema de referencia dq	23

2.4	Modelo de la PMSM	25
2.4.1	Introducción	25
2.4.2	Modelo dinámico de la PMSM en coordenadas abc	25
2.4.3	Modelo de la PMSM en un sistema de referencia $\alpha\beta$ y dq	29
2.4.3.1	Modelo de la PMSM en el sistema de referencia $\alpha\beta$	29
2.4.3.2	Modelo de la PMSM en el sistema de referencnia dq	30
2.4.4	Potencia eléctrica y el par electromagnético	31
3	Estrategia de control del WECS	35
3.1	Introducción	35
3.2	Estrategia de control de corrientes del lado de la red	36
3.2.1	Sistema de referencia dq	37
3.2.2	Sistema de referencia $\alpha\beta$	37
3.2.3	Obtención de las corrientes de referencia	38
3.2.3.1	Instrumentación en el sistema de control	39
3.2.4	Controladores	40
3.2.4.1	Control Proporcional Integral (PI)	41
3.2.4.2	Linealización exacta	43
3.2.4.3	Control proporcional (P) mas el agregado de la derivada de la corriente de referencia	45
3.3	Estrategia de control de la tensión del bus de continua	48
3.3.1	Control de v_{dc} en el sistema de referencia dq	48
3.3.1.1	Control proporcional integral (PI)	50
3.3.2	Control de v_{dc} en el sistema de referencia $\alpha\beta$	51
3.3.2.1	Control proporcional integral (PI)	52
3.4	Estrategia de control de la velocidad	53
3.4.1	Estrategia de control de la velocidad a partir de la tensión del bus de continua	54
3.4.2	Control proporcional integral (PI)	57
3.5	Estrategia de control global del WECS	58
3.5.1	Control de las corrientes del lado de red, tensión del bus de continua y velocidad de la turbina	58

4	Análisis del WECS ante desequilibrios en la red eléctrica	61
4.1	Introducción	62
4.2	Perturbaciones en la red eléctrica	63
4.3	Descomposición en redes de secuencia	64
4.3.1	Componentes simétricas	65
4.3.2	Seguimiento de la fase	66
4.3.3	Extracción de secuencia directa e inversa	68
4.4	Estrategia de control de corrientes de secuencia positiva y negativa	69
4.4.1	Modelo de secuencia positiva y negativa	70
4.4.2	Observador de Secuencias AC	72
4.4.3	Control proporcional (P) mas el agregado de la derivada de la corriente de referencia	73
4.4.4	Referencia de corrientes	74
5	Resultados de Simulaciones	79
5.1	Introducción	79
5.2	Simulaciones con una turbina y un convertidor del lado de la red	81
5.2.1	Tensiones equilibradas y viento variable	81
5.2.1.1	Disminución de la velocidad del viento	81
5.2.1.2	Incremento de la velocidad del viento	83
5.2.2	Tensiones desequilibradas y viento variable	85
5.3	Simulaciones con cinco turbinas y un convertidor del lado de la red	87
5.3.1	Tensiones equilibradas y viento variable	87
5.3.2	Tensiones desequilibradas y viento variable	89
6	Conclusiones y aportaciones	93
6.1	Conclusiones	93
6.2	Aportaciones	94
6.3	Publicaciones derivadas de este trabajo	95
	Apéndice	97
A	Modelo matemático del VSC en dq	97
B	Descomposición de potencia. Método $p-q$	101

C Programa código MATLAB	103
Bibliografía	107

Índice de Figuras

2.1	Sistema WECS basado en PMSM-Rectificador-VSC.	5
2.2	Tecnología Direct-Driven.	6
2.3	Coeficiente de potencia frente a λ para diferentes ángulos de paso de pala. . . .	8
2.4	Potencia mecánica (pu) vs Velocidad de la turbina (pu) para diferentes velocidades de viento (m/s).	10
2.5	Modelo de dos masas.	13
2.6	Esquema de un VSC de dos niveles.	16
2.7	Esquema simplificado de un VSC de dos niveles.	16
2.8	Sistema de referencia $\alpha\beta$ y dq	20
2.9	Esquema de la PMSM.	29
3.1	Sistema WECS basado en PMSM-Rectificador-VSC.	35
3.2	Diagrama de bloque del sistema de control en dq	37
3.3	Diagrama de bloques del sistema de control en $\alpha\beta$	38
3.4	Diagrama de bloques para obtener la señal de error.	38
3.5	Diagrama de bloques para obtener las corrientes de referencias.	39
3.6	Modelo del VSC con el bloque de control de corrientes.	40
3.7	Diagrama de bloques del sistema de control de las corrientes del lado de red $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$	40
3.8	Diagrama de bloques controlador proporcional integral.	42
3.9	Diagrama del sistema de control con controlador proporcional-integral.	43
3.10	Diagrama de bloques controlador PI en MATLAB.	43
3.11	Estrategia de linealización exacta entrada-salida	44
3.12	Diagrama de bloques del sistema de control utilizando estrategia de linealización exacta entrada-salida	45

3.13	Diagrama de bloques del sistema de control utilizando estrategia de control con acción proporcional mas la derivada de la corriente de referencia.	47
3.14	Modelo del VSC con el bloque de control de corrientes y tensión DC.	48
3.15	Modelo del VSC en dq	49
3.16	Diagrama de bloques del control de u_{dc} en dq utilizando controlador PI.	50
3.17	Modelo del VSC en $\alpha\beta$	51
3.18	Diagrama de bloques del control de v_{dc} en $\alpha\beta$ utilizando controlador PI.	52
3.19	Modelo del WECS con bloque de control.	54
3.20	Potencia mecánica (pu) frente a Velocidad de la turbina (pu) para diferentes velocidades de viento (m/s).	55
3.21	Potencia eléctrica (pu) frente a Velocidad de la turbina (pu) para diferentes tensiones DC (V).	55
3.22	Potencia mecánica (pu) frente a Velocidad de la Turbina (pu) para diferentes velocidades de viento (m/s) y tensiones DC (V).	56
3.23	Diagrama de bloques del control de ω_t utilizando controlador PI.	58
3.24	Diagrama de bloques del control de ω_t y tensión DC v_{dc} utilizando controlador PI.	59
3.25	Diagrama de bloques de la estrategia de control global del WECS trabajando en régimen equilibrado.	59
4.1	Clasificación de los distintos tipos de huecos.	64
4.2	Descomposición de un sistema trifásico desequilibrado en sus componentes simétricas.	65
4.3	Trayectoria de los fasores de las secuencias directa e inversa.	66
4.4	Diagrama de bloques genérico de un PLL.	67
4.5	Diagrama de bloques del algoritmo de seguimiento de fase.	67
4.6	Proyección de $\bar{v}_s$ sobre si mismo y sobre los ejes de secuencia directa.	68
4.7	Diagrama de bloques de la estrategia de control del WECS ante desequilibrios en la red eléctrica.	77
5.1	Sistema WECS basado en PMSM-Rectificador-VSC.	79
5.2	Disminución velocidad del viento.	81
5.3	Tensión DC y Velocidad de rotación de la turbina.	82

5.4	Potencia activa y reactiva (kVA).	83
5.5	Incremento velocidad del viento.	83
5.6	Tensión DC y Velocidad de rotación de la turbina.	84
5.7	Potencia activa y reactiva (kVA).	85
5.8	Tensión AC desequilibradas y Tensión DC.	86
5.9	Corrientes α - β de secuencia positiva y negativa.	86
5.10	Disminución velocidad del viento una turbina.	87
5.11	Incremento velocidad del viento una turbina.	87
5.12	Disminución velocidad del viento.	88
5.13	Velocidad de rotación.	88
5.14	Tensión DC.	88
5.15	Incremento velocidad del viento.	88
5.16	Velocidad de rotación.	88
5.17	Tensión DC.	88
5.18	Potencia activa y reactiva.	89
5.19	Potencia activa y reactiva.	89
5.20	Tensión AC e Intensidades AC.	89
5.21	Tensión AC e Intensidades AC.	89
5.22	Tensión DC y Tensión AC.	90
5.23	Tensión DC y Tensión AC.	90
5.24	Corrientes $\alpha\beta$ de secuencia positiva y negativa.	90
5.25	Corrientes $\alpha\beta$ de secuencia positiva y negativa.	90
5.26	η_{abc} .	91
5.27	η_{abc} .	91

Índice de Tablas

5.1	Parámetros del WECS	80
-----	-------------------------------	----

Lista de Abreviaturas

Abreviatura	Significado
WECS	Sistema de conversión de energía eólica
PMSM	Máquina síncrona de imanes permanentes
SCIG	Generador de inducción de jaula de ardilla
DFIM	Máquina de inducción doblemente alimentada
VSC	Convertidor en fuente de tensión

Capítulo 1

Introducción y objetivos.

1.1 Introducción

Actualmente, la energía eólica se está convirtiendo, cada vez más, en una fuente muy importante dentro de las energías renovables. Se ha demostrado que los aerogeneradores de baja potencia (10-100 kW) presentan características que hacen que sean una opción muy interesante en la producción de la energía eléctrica.

En los últimos años se están produciendo avances importantes en el campo de la energía eólica de baja potencia. El líder mundial en este mercado es EE.UU. Según la American Wind Energy Association (AWEA), en este país, durante 2006, se instalaron 8.565 kW y se vendieron 8.329 aerogeneradores de baja potencia, de los cuales el 98 se fabricaron en el país. En el resto del mundo, se vendieron 6 803 unidades de las cuales el 94 también fueron fabricadas en EE.UU.

Actualmente, en España los aerogeneradores con potencias inferiores a 100 kW sólo se utilizan para generar electricidad en entornos aislados, alejados de la red y generan en total, aunque es difícil de predecir, una potencia de 7 MW. La falta de un marco regulatorio propio, la falta de incentivos fiscales y los complicados trámites administrativos, impiden que se active este mercado y se impulse la fabricación en masa de este tipo de máquinas.

La conexión de los sistemas de conversión de energía eólica, WECS (del inglés Wind Energy Conversion System) a las redes eléctricas presentan problemas de diferente naturaleza, los cuales, se derivan de las características del elemento de conversión electromecánico de energía y de la característica aleatoria de la fuente de energía primaria (el viento). Estos problemas pueden tener diferentes impactos dependiendo de las características de la red a la que están conectados: red aislada o sistema interconectado. En cualquier caso, la conexión de estos sistemas a una red requiere la realización de estudios detallados tanto de régimen permanente

como de régimen dinámico para valorar con precisión su impacto.

La dinámica de los WECS, es esencialmente no lineal. En este sentido, ha habido un progreso significativo en el modelado dinámico de los aerogeneradores, desde modelos simples no lineales hasta modelos complejos multivariables basados en elementos finitos [1].

En publicaciones recientes se aborda el modelado dinámico para diferentes aerogeneradores, que es la base fundamental para el diseño del sistema de control. En [2] se realizó un estudio completo de un sistema de velocidad variable con un generador de inducción de jaula de ardilla, SCIG (del inglés Squirrel-Cage Induction Generator). En [3] presentaron un modelo que describe la interacción entre estos, y el sistema de potencia y fue desarrollado para simular el comportamiento de la turbina eólica, usando generadores de inducción, durante la operación normal y en eventos de falta transitoria en la red eléctrica. En [4] presentaron una investigación sobre el modelado y comportamiento dinámico de un generador sincrónico de imanes permanentes.

Los WECS, dependiendo de su construcción tienen diferentes lazos de control, con el objetivo de maximizar la extracción de energía eólica. Entre los más importantes se encuentran: el control del cambio del ángulo de paso, utilizado para regular la potencia de salida en la velocidad del viento nominal o por encima de ella y para seguir una curva de potencia predefinida en el arranque o paro de la máquina, el control del par del generador, que sirve para la regulación de la velocidad rotacional de los WECS de velocidad variable, y el control de orientación, el cual permite encontrar la dirección en donde la velocidad del viento es máxima [5].

El objetivo en el estado estacionario es maximizar la conversión de energía, ajustando adecuadamente la velocidad de la turbina de viento. En [6] desarrollaron una combinación entre el control adaptativo y el control no lineal para regular la velocidad del rotor. En [7, 8] utilizaron la técnica de control adaptativo para controlar el par del generador. En [9] desarrollaron un control no lineal que variaba continuamente, de tal forma que el controlador siempre era el apropiado para la velocidad del viento. En [10] propusieron una estrategia de control no lineal en cascada para un WECS de velocidad variable y ángulo de paso constante. En [11] desarrollaron una estrategia de control que pretende mitigar el efecto de los desequilibrios de tensión de la red eléctrica sobre un WECS con una máquina doblemente alimentada, DFIM (del inglés Doubly Fed Induction Machine) utilizando el conversor del lado de la red, permitiendo que la tensión del estator del DFIM permanezca balanceado y manteniendo al sistema conectado

a la red. En [12] se presentó el desarrollo de un control H_∞ para un WECS de velocidad variable y ángulo de paso ajustable con un modelo indeterminado para trabajar en la zona de producción de potencia constante, con los resultados de las simulaciones se comprobó que esta técnica mantiene la estabilidad y tiene gran robustez.

Otras publicaciones recientes, abordan aspectos relacionados con este tema utilizando diferentes algoritmos de control, [13] propone un procedimiento sin sensor de velocidad del viento, [14] describe un modelo híbrido con un enfoque de control de deslizamiento, [15] propone una técnica basada en una búsqueda dinámica, [16] utiliza una técnica basada en modelos que requieren una medición de la velocidad del viento, [17] propone método que calcula la velocidad del viento y [18] describe cómo la imposición de una carga óptima es posible maximizar la extracción de la energía.

1.2 Objetivos

Los objetivos propuestos en este trabajo son:

1. Obtener un modelo del sistema de conversión de energía eólica, WECS, considerado en este trabajo, basado en una máquina síncrona de imanes permanentes PMSM (del inglés Permanent Magnet Synchronous Machine) [19] [20]. Este sistema consiste en una turbina eólica unida a través de un eje no rígido con el rotor de la PMSM, la cual a su vez, se conecta al bus *DC* a través de un Rectificador de diodos no controlado. El acoplamiento con la red eléctrica se realiza mediante un convertidor en fuente de tensión VSC, operado mediante un modo de ancho de pulso modulado PWM.
2. Proponer una nueva estrategia de control para mejorar la eficiencia de conversión de energía eólica, controlando la velocidad de rotación de la turbina, a partir de la tensión del bus de corriente continua.
3. Evaluar el comportamiento del sistema ante desequilibrios en la red eléctrica, para ello se diseña un esquema de control que permite controlar de forma independiente las corrientes de secuencia positiva y negativa.

1.3 Estructura del trabajo

El trabajo está estructurado en seis capítulos y un apéndice. El primer capítulo, este mismo, introduce el problema del modelado del WECS, y de la estrategia de control que permita obtener

la máxima transferencia de potencia.

En el segundo capítulo, se describe el modelo del WECS basado en una PMSM, para ello cada elemento que compone el sistema planteado se modela por separado. En primer lugar se plantea el modelo del sistema mecánico, donde se incluye el modelo aerodinámico de la turbina eólica y el modelo del conjunto mecánico. En segundo lugar, se desarrolla el modelo dinámico del convertidor en fuente de tensión del lado de red VSC, en coordenadas abc y en los sistemas de referencia dq y $\alpha\beta$, y por último se plantea el modelo de la máquina síncrona de imanes permanentes PMSM, igualmente, en coordenadas abc y en los sistemas de referencia $\alpha\beta$ y dq .

En el capítulo tres, se propone una estrategia de control para el WECS, haciendo hincapié en como controlar la velocidad de la turbina a través de la tensión del bus de continua. Se diseñan los controladores: proporcional integral (PI), linealización exacta y proporcional (P) mas el agregado de la derivada de la corriente de referencia. Este último es el que se selecciona para el control de las corrientes del lado de red.

El cuarto capítulo, desarrolla el planteamiento del sistema ante desequilibrios de las tensiones de la red eléctrica, y propone una modificación de la estrategia de control del WECS que, permite cumplir los requisitos del operador del sistema en estas condiciones de trabajo. Instrumenta un algoritmo basado en un observador de secuencia de corriente alterna que permite estimar las componentes de corrientes de secuencia positiva y negativa y el controlador derivadas de las corrientes de referencias puede controlar estas corrientes de manera independiente.

En el capítulo cinco se implementa la validación del modelo con la estrategia de control diseñada, utilizando un sistema WECS de baja potencia, 30 kW, y un sistema constituido por cinco turbinas de 30 kW cada una y un convertidor en el lado de red, en MATLAB-SimPowerSystems. Se presenta además los resultados de las simulaciones realizadas teniendo en cuenta dos escenarios, uno de disminución de viento y otro de incrementos.

En el capítulo sexto se destacan las conclusiones más relevantes, las aportaciones originales y las posibles publicaciones derivadas del trabajo.

Capítulo 2

Modelo del WECS basado en PMSM

2.1 Introducción

El sistema que se utilizará en este trabajo para desarrollar su modelo, y posterior planteamiento de la estrategia de control que permita maximizar la eficiencia de la transferencia de potencia a la red se muestra en la Figura 2.1.

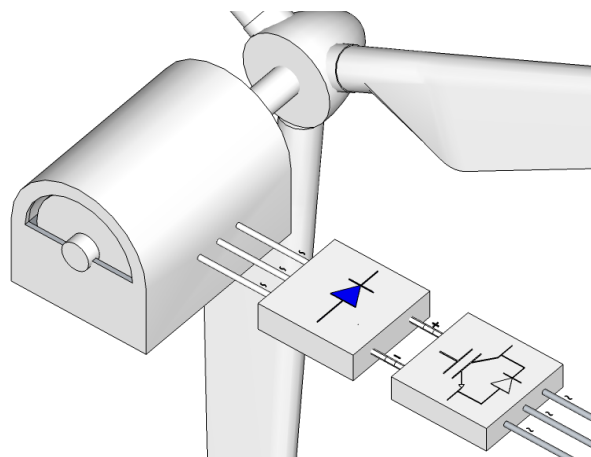


Figura 2.1: Sistema WECS basado en PMSM-Rectificador-VSC.

En este capítulo se describe el modelado del WECS basado en una PMSM, para ello cada elemento que compone el sistema planteado se modelará por separado en las siguientes secciones. En primer lugar, sección 2.2, se plantea el modelado del sistema mecánico, donde se incluye el modelo aerodinámico de la turbina eólica y el modelo del conjunto mecánico. En segundo lugar, sección 2.3, se desarrolla el modelo dinámico del convertidor en fuente de tensión del lado de red VSC, en coordenadas abc y en los sistemas de referencia dq y $\alpha\beta$, y en tercer lugar, sección 2.4, se plantea el modelo de la máquina síncrona de imanes permanentes PMSM, igualmente, en coordenadas abc y en los sistemas de referencia $\alpha\beta$ y dq .

2.2 Modelo del sistema mecánico

El sistema considerado en este trabajo, mostrado en la Figura 2.1, está basado en una PMSM de un alto número de polos magnéticos. Este aspecto, hace que la velocidad de rotación de la PMSM sea muy baja. Con estas características es posible eliminar la necesidad de utilizar una caja de engranaje entre la turbina eólica que, gira a velocidades en el orden de las 10-20 rpm, y la PMSM. Esto significa un importante ahorro en fabricación, transporte, montaje y fundamentalmente en mantenimiento. Esta tecnología se conoce en la bibliografía como Direct-Driven.

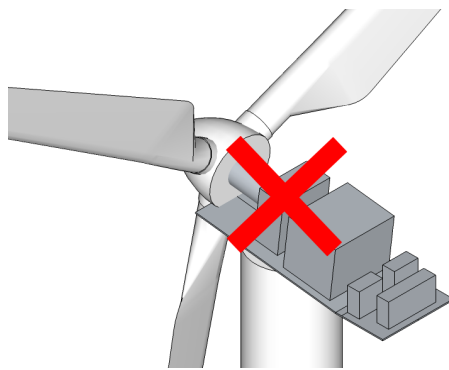


Figura 2.2: Tecnología Direct-Driven.

Teniendo en cuenta las consideraciones anteriores se puede plantear que, los componentes principales de un WECS para propósitos del modelado mecánico son: una turbina eólica unida a través de un eje no rígido con el rotor de la PMSM.

2.2.1 Modelo aerodinámico de la turbina

La aerodinámica implica el estudio de las leyes físicas de la conducta de los objetos en una corriente de aire y las fuerzas producidas por dichas corrientes [21]. Tomando en cuenta esto debemos considerar que los sistemas aerodinámicos de la turbina eólica son el rotor específicamente en el área de las palas, debido a que por dicha área es por donde atraviesa el viento, lo cual trae consigo que la energía cinética contenida en el viento se convierte en energía mecánica entregada en el eje, que genera un par que, lo transmite al rotor de la PMSM. Se puede describir esta transformación, por la relación entre la potencia transportada por el viento y la potencia extraída del viento

La potencia transportada por el viento dentro del área del rotor de una turbina eólica [22] y [23] puede ser modelada como la energía cinética de un cilindro de radio r rotando con una

velocidad de viento ν_w , y puede ser expresada por:

$$P_{\nu_w} = \frac{1}{2} \rho_{aire} \pi r^2 \nu_w^3, \quad (2.1)$$

donde:

ρ_{aire} : densidad del aire en (kg/m^3) .

r : radio del rotor en (m) .

ν_w : velocidad del viento en (m/s) .

Esta expresión muestra la gran dependencia de la potencia con la velocidad del viento. Asimismo indica la conveniencia de operar a nivel del mar, donde la densidad es máxima, con un valor medio de $1,225 kg/m^3$.

No es posible extraer toda la energía cinética del viento. Por ello se define el coeficiente de potencia C_p , a modo de eficiencia de conversión, como el cociente entre la potencia extraída, es decir, aprovechada P_a , y la disponible en el viento P_{ν_w} . Para una velocidad del viento determinada valdría:

$$C_p = \frac{P_a}{P_{\nu_w}} = \frac{P_a}{\frac{1}{2} \rho_{aire} \pi r^2 \nu_w^3}, \quad (2.2)$$

donde:

C_p : Coeficiente de Potencia.

P_a : Potencia extraída del viento en (W) .

P_{ν_w} : Potencia disponible en el viento en (W) .

La teoría de cantidad de movimiento [23] demuestra que, C_p tiene un máximo dado por $C_{pmax} = \frac{16}{27} \approx 0.593$. Esto quiere decir que tan solo aproximadamente el 60 por ciento de la energía contenida en el viento es convertible en energía disponible en la turbina. Esto es teóricamente conocido como el *límite de Betz* [23].

Esta definición permite expresar la potencia mecánica de la turbina usando la siguiente ecuación:

$$P_m = C_p P_{\nu_w} = \frac{1}{2} \rho_{aire} \pi r^2 C_p \nu_w^3, \quad (2.3)$$

donde:

P_m : Potencia mecánica de la turbina en (W) .

Las turbinas modernas de tres palas tienen un valor óptimo de C_p en el rango de 0.52-0.55 cuando es medida a la altura del eje. En algunos casos C_p es especificada con respecto a la potencia eléctrica en los terminales del generador más que en la potencia mecánica de la turbina. Cuando es detallado de esta manera la turbina moderna de tres palas tiene un óptimo

valor de C_p de 0.46-0.48 [23]. De esta manera es necesario comprender donde los valores de C_p son expresados en referencia a la energía mecánica o a la eléctrica.

Se acostumbra representar las curvas de actuaciones de la aeroturbina de forma adimensional expresando los coeficientes de potencia y par como función del coeficiente velocidad específica, λ , y el ángulo de pala β [24].

$$C_p = f_{C_p}(\lambda, \beta). \quad (2.4)$$

Con un ángulo de pala β constante la relación entre el coeficiente de potencia C_p y la velocidad específica dará una curva similar como la que es mostrada en la Figura 2.3 [23].

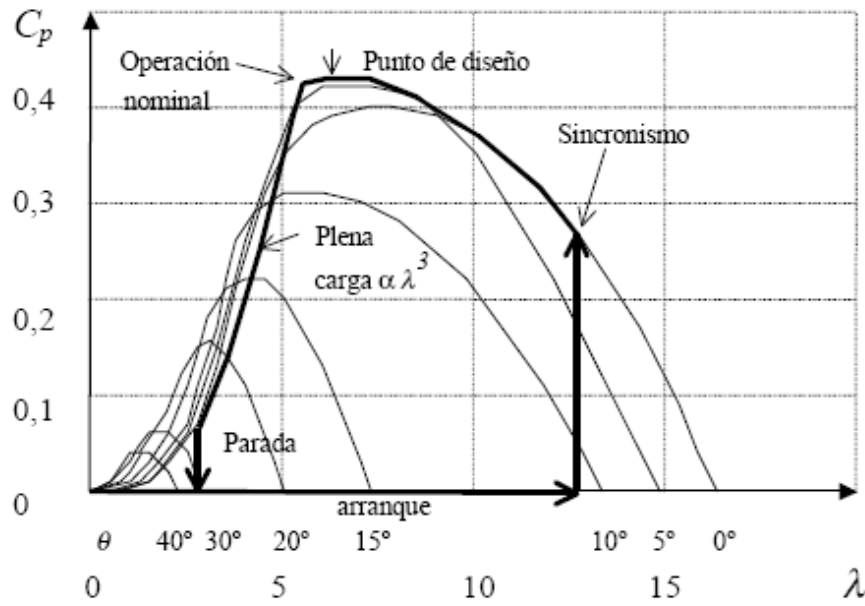


Figura 2.3: Coeficiente de potencia frente a λ para diferentes ángulos de paso de pala.

El ángulo de pala β se define como el ángulo que existe entre el plano de rotación y la línea de cuerda de la pala. El coeficiente de velocidad específica λ , se define como el cociente entre la velocidad tangencial de la punta de la pala y la velocidad de viento ν_w .

$$\lambda = \frac{\text{velocidad de punta de la pala}}{\nu_w} = \frac{\omega_t r}{\nu_w}, \quad (2.5)$$

donde:

λ : velocidad específica (pu).

r : radio del aerogenerador (m).

ω_t : velocidad angular de la turbina en (rad/s).

ν_w : velocidad del viento en (m/s).

Según la expresión (2.5) un valor alto del coeficiente velocidad específica λ , implica que aumente la velocidad en el eje ω_t haciendo más eficiente la generación de electricidad (esto claro de acuerdo a los factores de velocidad del viento en el lugar de trabajo). Los más altos valores de C_p son típicamente obtenidos por los valores λ en el rango 8-9 (cuando la punta de la pala se mueve 8-9 veces más rápido que el viento entrante).

El análisis realizado anteriormente permite plantear que, la capacidad de una turbina eólica para extraer la energía del viento depende de tres factores:

- la potencia eólica disponible.
- la curva de potencia mecánica de la máquina.
- buena respuesta en tensión y corriente de la máquina para responder a fluctuaciones en la velocidad del viento.

A partir de (2.3) y (2.4) la potencia mecánica obtenida por una turbina eólica puede ser obtenida por la siguiente expresión:

$$P_m = \frac{1}{2} \rho_{aire} \pi r^2 C_p (\lambda, \beta) \nu_w^3 \quad (2.6)$$

2.2.1.1 Punto de máxima potencia

Asumiendo una velocidad del viento ν_w constante, la velocidad específica λ variará proporcionalmente a la velocidad rotacional de la turbina. Ahora si la curva C_p - λ es conocida para la turbina, con un radio r del rotor, se puede construir la curva C_p - ω_t para cualquier velocidad del viento ν_w . Las curvas de C_p frente a la velocidad rotacional serán de idéntica forma para diferentes velocidades de viento, pero variarán en términos de su forma aguda a lo largo del eje de la velocidad rotacional, como es ilustrado en la Figura 2.3.

De esa manera, el punto óptimo de operación de la turbina a una dada o supuesta velocidad del viento ν_w , está determinado por la intercepción del punto de la velocidad del rotor λ_{opt} [23].

La velocidad óptima del rotor de la turbina, $\omega_{t,opt}$, se puede encontrar reescribiendo (2.5) como es mostrado en:

$$\omega_{t,opt} = \frac{\lambda_{opt} \nu_w}{r}, \quad (2.7)$$

donde:

$\omega_{t,opt}$; velocidad óptima del rotor en (rad/s),

λ_{opt} : radio de velocidad de punta óptimo.

Para una velocidad del viento dada ν_w , existe una velocidad de rotación óptima $\omega_{t,opt}$, la cual genera máxima potencia, $P_m = P_{m,opt}$.

Es importante destacar que ante cambios en la velocidad del viento, la velocidad de rotación variará consecuentemente. Debido a que no se puede obtener una medida fiable de la variación del viento, la ecuación para obtener la potencia máxima (P_{opt}) conviene expresarla eliminando la dependencia con el viento. Trabajando la ecuación (2.7), obtenemos ν_w :

$$\nu_w = \frac{\omega_{t,opt} r}{\lambda_{opt}}, \quad (2.8)$$

sustituyendo (2.8) en (2.6) se obtiene:

$$P_{m,opt} = \frac{1}{2} \rho_{aire} \pi r^2 C_p \left(\frac{r}{\lambda_{opt}} \right)^3 \omega_{t,opt}^3. \quad (2.9)$$

De esta manera, se puede observar que la potencia generada es una función cubica de la velocidad de rotación mecánica: $P_{m,opt} = K_{opt} \omega_{t,opt}^3$. En la Figura 2.4 se ilustra esta importante conclusión.

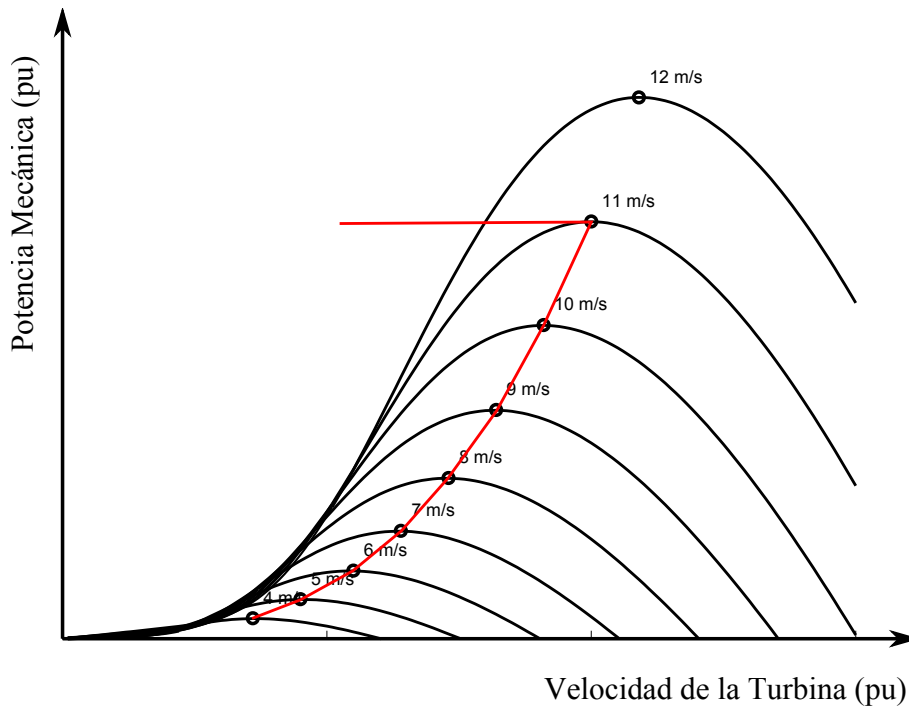


Figura 2.4: Potencia mecánica (pu) vs Velocidad de la turbina (pu) para diferentes velocidades de viento (m/s).

Debido a las restricciones mecánicas de la turbina, la potencia máxima estará limitada por la potencia nominal de la máquina eléctrica (P_{nom}), por encima de la cual se activará el control del ángulo de paso (θ) disminuyendo el valor de la potencia hasta la nominal de la máquina, $P_{opt} \leq P_{nom}$.

El par producido por la turbina será:

$$\tau_t = \frac{P_m}{\omega_t}, \quad (2.10)$$

donde:

τ_t : par producido por la turbina en (Nm/rad) ,

P_m : potencia de la turbina en (W) ,

ω_t : velocidad de la turbina en (rad/s) .

Para eliminar la velocidad angular en la ecuación anterior, se puede despejar de (2.5) la velocidad angular de la turbina y expresarla en función de λ y la velocidad del viento ν_w .

$$\omega_t = \frac{\lambda \nu_w}{r}, \quad (2.11)$$

sustituyendo (2.6) y (2.11) en (2.10), se obtiene el par en régimen permanente del rotor de una turbina de viento:

$$\tau_t = \frac{1}{2} \rho_{aire} \pi r^3 C_\tau(\lambda) \nu_w^2, \quad (2.12)$$

donde C_τ es el coeficiente de par y se representa por la ecuación:

$$C_\tau(\lambda) = \frac{C_p(\lambda)}{\lambda}. \quad (2.13)$$

Igual que se obtiene la potencia mecánica óptima, se puede encontrar el par mecánico de la turbina correspondiente al punto de conversión óptima. Para ello se sustituye en (2.12) la velocidad del viento ν_w por (2.8), obteniendo la siguiente expresión:

$$\tau_{t,opt} = \frac{1}{2} \rho_{aire} \pi r^3 C_\tau(\lambda_{opt})^2 \omega_{t,opt}^2. \quad (2.14)$$

Se puede plantear que el par mecánico de la turbina es una función cuadrática de la velocidad de rotación mecánica parametrizada en función de la velocidad del viento: $\tau_{opt} = K_{opt} \omega_{t,opt}^2$.

2.2.2 Modelo del acoplamiento mecánico

La dinámica del conjunto mecánico está definida por tres parámetros [25]: momento de inercia (J), el coeficiente de rigidez o elasticidad del eje (K) y el coeficiente de amortiguamiento (D). A continuación se describen estas constantes.

- Momento de inercia (J): El momento de inercia asignado a la turbina J_t y generador J_r incluye su porción del eje. En el modelo empleado, las palas del rotor de la turbina se asumen unidas rígidamente al eje. Está relacionado con la constante de inercia H tanto

de la turbina H_t como de la PMSM H_r . El momento de inercia del buje más las palas (J_t) es aproximadamente el 90 % del total, el momento de inercia del generador (J_r) es aproximadamente el 6-8 % y el resto de las partes del tren mecánico forman el restante 2-4 % del momento de inercia total [26].

- Coeficiente de rigidez torsional o de elasticidad del eje (K): El coeficiente torsional define la relación entre el par transmitido y el giro entre los dos extremos del eje:

$$\tau_{eje} = K_{tm} \gamma_{tm}, \quad (2.15)$$

donde:

τ_{eje} : par transmitido en el eje en (Nm).

K_{tm} : constante de elasticidad del eje en (Nm/rad).

γ_{tm} : ángulo entre la turbina y el rotor de la máquina (rad).

Al mismo tiempo el generador presenta la mayor rigidez. La rigidez del eje del rotor de la turbina es 100 veces más pequeña y la rigidez del buje con las palas es alrededor de 50 veces menor que la rigidez del generador. Esta es la razón por la que las vibraciones de los elementos del conjunto mecánico son, por un lado inevitables, y por otro lado su característica (frecuencia y amplitud) pueden influir en gran medida en el comportamiento del aerogenerador. Debido a ello, el conjunto mecánico no debe ser despreciado en el modelado de un WECS [27].

- Coeficiente de amortiguamiento (D): Este coeficiente depende de varios factores entre los que destacan la naturaleza de las fuerzas que actúan sobre las palas y la histéresis del material del que está formado el eje. La contribución de estos factores son complejos y difícil de predecir, por lo que la mejor manera de determinar el valor real del coeficiente D es experimentalmente:

$$\tau_{eje} = D_{tm} (\omega_t - \omega_m). \quad (2.16)$$

donde:

τ_{eje} : par transmitido en el eje en (Nm).

D_{tm} : amortiguamiento mutuo del eje en (Nms/rad).

ω_t, ω_m : velocidad angular de la turbina y la maquina en (rad/s).

El modelo del sistema mecánico utilizado en el análisis de sistemas de potencia se basa en solo dos masas, el generador, y el buje con las palas [28], [29], [30]. En este trabajo se utiliza un modelo de dos masas concentradas, la correspondiente a las partes rotantes de la turbina y la PMSM, como se propone en [31]. La estructura del modelo es el representado en la Figura 2.5.

En estas condiciones planteando la segunda Ley de Newton, la sumatoria de los pares es igual al momento de inercia por la aceleración angular. La dinámica del sistema mecánico estará dada por la siguiente ecuación:

$$J \frac{d\omega_{mec}}{dt} = \tau_t - \tau_m. \quad (2.17)$$

donde:

J : momento de inercia resultante de la PMSM y la turbina en (Nm^2) .

ω_{mec} : velocidad angular del rotor, mecánica (ω_t) en (rad/s) .

t : tiempo en (s)

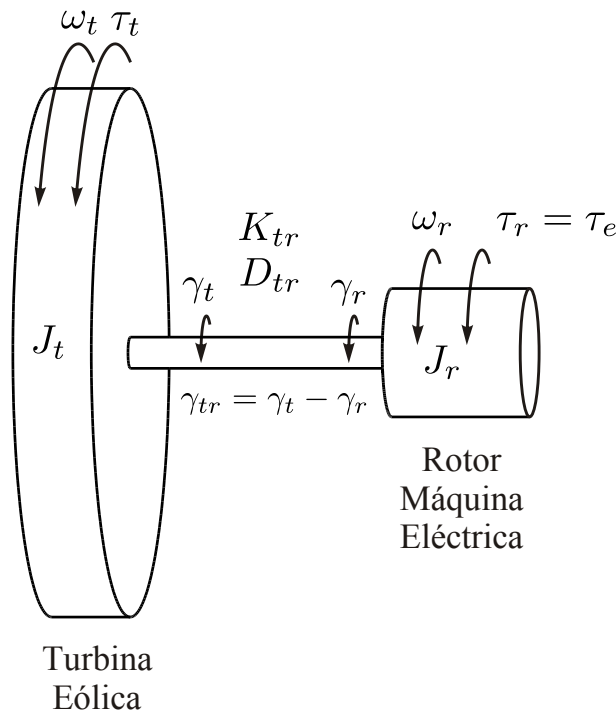


Figura 2.5: Modelo de dos masas.

El modelo de dos masas que describe la dinámica del sistema mecánico puede ser descrito por las siguientes ecuaciones:

$$\frac{d\gamma_{tr}}{dt} = (\omega_r - \omega_t) \quad (2.18)$$

$$\frac{d\omega_t}{dt} = \frac{1}{J_t} (\tau_t - K_{tr}\gamma_{tr} - D_{tr}(\omega_t - \omega_r)) \quad (2.19)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J_r} (K_{tr}\gamma_{tr} - \tau_e - D_{tr}(\omega_r - \omega_t)), \quad (2.20)$$

donde:

γ_{tr} : ángulo entre la turbina y el rotor de la máquina (*rad*).

τ_t : par mecánico de la turbina (*Nm/rad*).

τ_e : par eléctrico (*Nm*).

J_t, J_r : inercia de la turbina y del rotor de la máquina (*Nm²*).

K_{tr} : coeficiente de elasticidad del eje (*Nm/rad*).

D_{tr} : amortiguamiento mutuo del eje (*Nms/rad*).

ω_t : velocidad angular de la turbina (*rad/s*).

ω_r : velocidad angular del rotor de la máquina (*rad/s*).

En este sistema los parámetros de amortiguamiento D_t y D_m son despreciados debido a que su influencia en la torsión del eje es relativamente pequeña [26]. Además al no existir caja multiplicadora, la relación conocida como $a = \frac{\omega_{mn}}{\omega_{tn}} = 1$, por lo que no es necesario referir los valores de las variables que intervienen en las ecuaciones diferenciales a uno de los lados del eje.

Todas las ecuaciones desarrolladas hasta ahora están en unidades del sistema internacional, es decir, la velocidad angular ω (*rad/s*), el par τ (*Nm*), el momento de inercia J (*Nm²*), el coeficiente de rigidez, K_{tm} (*Nm/rad*), el coeficiente de amortiguamiento D_{tm} (*Nms/rad*) y el tiempo t (*s*).

Sin embargo, en el análisis de sistemas eléctricos de potencia es preferible utilizar el sistema por unidad. Trabajando con la ecuación (2.17) sustituimos J por la expresión [25]:

$$J = \frac{2 H}{\omega_{mec,base}^2} P_{base}, \quad (2.21)$$

quedando:

$$\frac{2 H}{\omega_{mec,base}^2} P_{base} \frac{d\omega_{mec}}{dt} = \tau_t - \tau_m, \quad (2.22)$$

el termino $\frac{P_{base}}{\omega_{mec,base}}$ representa el τ_{base} del sistema, pudiendo expresar 2.22 de la siguiente forma:

$$2 H \tau_{base} \frac{d\omega_{mec(pu)}}{dt} = \tau_t - \tau_m, \quad (2.23)$$

dividiendo por τ_{base} , la ecuación del modelo en pu queda:

$$2 H \frac{d\omega_{mec(pu)}}{dt} = \tau_{t(pu)} - \tau_{m(pu)} \quad (2.24)$$

De esta forma, las ecuaciones anteriores 2.18- 2.20 con todas las magnitudes expresadas en por unidad a excepción del tiempo (*en s*) y el ángulo γ (*en radianes*) tienen la siguiente forma:

$$\frac{d\gamma_{tr}}{dt} = (\omega_r - \omega_t) \quad (pu) \quad (2.25)$$

$$\frac{d\omega_t}{dt} = \frac{1}{2H_t} (\tau_t - K_{tr}\gamma_{tr} - D_{tr}(\omega_t - \omega_r)) \quad (pu) \quad (2.26)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{2H_r} (K_{tr}\gamma_{tr} - \tau_e - D_{tr}(\omega_r - \omega_t)) \quad (pu). \quad (2.27)$$

Como se observa en las ecuaciones anteriores existen tres variables que se calculan a partir de los datos suministrados por el fabricante, Apéndice C : (i) constante de inercia de la turbina y la máquina H_t H_r , (ii) coeficiente de elasticidad de eje K_{tr} y (iii) el coeficiente de amortiguamiento del eje D_{tr} .

2.3 Modelo del VSC

2.3.1 Introducción

En esta sección se presenta las ecuaciones que modelan el sistema formado por el inversor, el filtro inductivo y la red. El sistema es un convertidor electrónico de potencia conectado a la red mediante un filtro inductivo. Las variables de estado son las corrientes y la tensión del enlace de continua.

Con el objetivo de diseñar una estrategia de control, inicialmente se presenta un modelo dinámico del sistema en abc , planteado de manera vectorial y posteriormente sobre este modelo se aplican herramientas de transformación, que permite obtener un modelo bifásico, en sistemas de referencia conocidos como dq o $\alpha\beta$.

La red eléctrica se modela como una fuente de tensión , y el filtro inductivo queda descrito por la ecuación de definición de una bobina. El modelo del convertidor al tratarse de un sistema no lineal, puede llegar a ser muy complejo. En este trabajo se considera como una fuente de tensión dependiente del control, lo que nos permite desarrollar estrategias de control que mejoren su funcionamiento como elemento del control del flujo de potencia entre el aerogenerador y la red.

La metodología del modelado utilizada tiene en cuenta:

- Las relaciones entre tensiones y corrientes de los lados de continua y alterna.
- Las Leyes de Kirchhoff tanto en el lado de continua como al lado de alterna. Se escogen como variables de estado la tensión del condensador y las corrientes de las bobinas.
- La transformación del sistema trifásico del lado de alterna, utilizando la Transformada de Park o Clarke, con la finalidad de convertir las tres variables trifásicas en dos variables expresadas en coordenadas dq o $\alpha\beta$, no lineal.

En la Figura 2.6 se muestra un esquema de un VSC de dos niveles conectado a la red a través de un filtro inductivo, similar al que se utiliza en el presente trabajo.

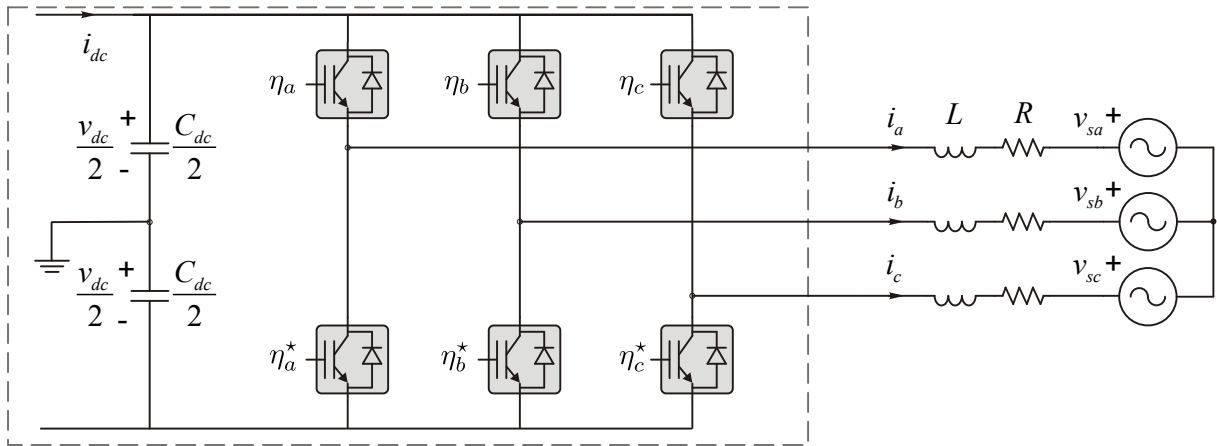


Figura 2.6: Esquema de un VSC de dos niveles.

Para plantear el modelo del sistema se utiliza el siguiente esquema simplificado, a partir del modelo adoptado de cada elemento implicado, el cual se muestra en la Figura 2.7.

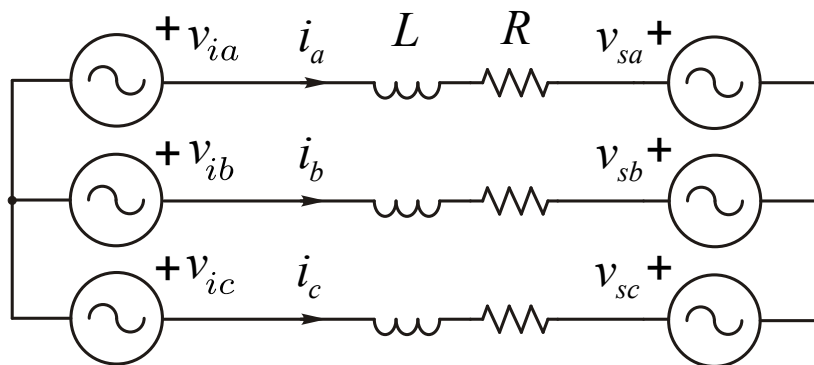


Figura 2.7: Esquema simplificado de un VSC de dos niveles.

2.3.2 Modelo del VSC en coordenadas *abc*

2.3.2.1 Modelo de la parte de alterna

Para deducir el modelo del VSC se plantean las Leyes de Kirchhoff de las mallas para cada fase, considerando que los IGBTs conmutan idealmente, por tanto no se consideran pérdidas, [32] y [33].

Las ecuaciones de caída de tensión en las tres fases se representan como un conjunto de ecuaciones diferenciales:

$$\begin{aligned} -v_{ia} + Ri_a + L\frac{di_a}{dt} + v_{sa} &= 0 \\ -v_{ib} + Ri_b + L\frac{di_b}{dt} + v_{sb} &= 0 \\ -v_{ic} + Ri_c + L\frac{di_c}{dt} + v_{sc} &= 0. \end{aligned} \quad (2.28)$$

El modelo así planteado es no lineal y de estructura variable. La estrategia de control que se desarrolla en este trabajo utiliza controladores basados en modelos dinámicos de ecuaciones diferenciales ordinarios, ODE (del inglés Ordinary Differential Equations), por lo que, se debe obtener un modelo ODE a partir del modelo de estructura variable, en este caso, promediando el modelo obtenido, [34] y [35], para esto, se considera que las conmutaciones de las variables v_{iabc} ocurren de manera muy rápida, teóricamente a frecuencia infinita, de manera tal que, las corrientes de salida i_{abc} , presentan un bajo rizado al ser promediado por el circuito RL comprendido por la resistencia y la inductancia en la Figura 2.7.

Teniendo en cuenta la suposición anterior se pueden plantear las tensiones de salida del convertidor v_{iabc} con respecto al bus de continua, expresadas en función de la tensión en el condensador y del índice de modulación en amplitud η_{abc} , que expresa la relación entre la amplitud de la señal de control y de la portadora.

Por tanto la relación entre el bus de continua y la parte de alterna del inversor puede ser planteada:

$$v_{iabc} = \frac{\eta_{abc}v_{dc}}{2}, \quad (2.29)$$

sustituyendo la ecuación (2.29) en (2.28) el modelo electromagnético promediado del VSC para la parte de alterna puede ser escrito de la forma siguiente:

$$-\eta_a \frac{v_{dc}}{2} + Ri_a + L\frac{di_a}{dt} + v_{sa} = 0 \quad (2.30)$$

$$-\eta_b \frac{v_{dc}}{2} + Ri_b + L\frac{di_b}{dt} + v_{sb} = 0 \quad (2.31)$$

$$-\eta_c \frac{v_{dc}}{2} + Ri_c + L\frac{di_c}{dt} + v_{sc} = 0. \quad (2.32)$$

2.3.2.2 Modelo de la parte continua

Para obtener un modelo de la parte de continua se plantea un balance de energía. En el lado de alterna, se puede plantear la potencia como la suma de las potencias de cada fase.

$$p^{ac} = p_a^{ac} + p_b^{ac} + p_c^{ac}, \quad (2.33)$$

donde para la fase a se tiene:

$$p_a^{ac} = i_a v_{ia}, \quad (2.34)$$

siendo v_{ia} la tensión entre la columna del IGBTs y el circuito RL, que viene dada por:

$$v_{ia} = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + v_{sa} = \eta_a \frac{v_{dc}}{2}. \quad (2.35)$$

La potencia en el lado de alterna para la fase a se puede escribir como:

$$p_a^{ac} = i_a \eta_a \frac{v_{dc}}{2}, \quad (2.36)$$

y lo que se plantea para la fase a se aplica de igual manera para las demás fases, quedando expresada la potencia en el lado de alterna p^{ac} de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} p^{ac} &= p_a^{ac} + p_b^{ac} + p_c^{ac} \\ p^{ac} &= \frac{v_{dc}}{2} (i_a \eta_a + i_b \eta_b + i_c \eta_c). \end{aligned} \quad (2.37)$$

En el lado de corriente continua (DC) la potencia se puede escribir en función de las variables en continua como sigue:

$$p^{dc} = \frac{v_{dc}}{2} i_d, \quad (2.38)$$

La ecuación que representa la dinámica de la tensión en el enlace de continua es:

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = i_{dc1} - i_{dc}, \quad (2.39)$$

despejando de 2.39

$$i_{dc1} = C \frac{dv_{dc}}{dt} + i_{dc}, \quad (2.40)$$

por tanto, la potencia se puede escribir como:

$$p^{dc} = \frac{v_{dc}}{2} \left(C \frac{dv_{dc}}{dt} + i_{dc} \right). \quad (2.41)$$

Considerando que las pérdidas de los IGBTs están concentradas en la resistencia R, se puede considerar que no existen pérdidas entre el bus de continua y la parte de alterna.

De esta manera se puede plantear que la potencia en el lado de alterna es igual a la potencia en el lado de corriente continua.

$$p^{ac} = p^{dc}, \quad (2.42)$$

reemplazando la potencia en el lado de alterna por la ecuación (2.37) y la potencia del bus de continua por la ecuación (2.41):

$$\frac{v_{dc}}{2} (i_a \eta_a + i_b \eta_b + i_c \eta_c) = \frac{v_{dc}}{2} \left(C \frac{dv_{dc}}{dt} - i_{dc} \right), \quad (2.43)$$

lo que determina que la ecuación diferencial que rige la dinámica del bus de continua se puede expresar:

$$-C \frac{dv_{dc}}{dt} + i_a \eta_a + i_b \eta_b + i_c \eta_c + i_{dc} = 0. \quad (2.44)$$

Se obtiene un sistema de cuatro ecuaciones diferenciales ordinarias de primer orden no lineales, que se pueden escribir como $\dot{x} = f(x, u)$:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L} \left(\eta_a \frac{v_{dc}}{2} - Ri_a - v_{sa} \right) \quad (2.45)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{L} \left(\eta_b \frac{v_{dc}}{2} - Ri_b - v_{sb} \right) \quad (2.46)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L} \left(\eta_c \frac{v_{dc}}{2} - Ri_c - v_{sc} \right) \quad (2.47)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (i_a \eta_a + i_b \eta_b + i_c \eta_c + i_{dc}). \quad (2.48)$$

2.3.3 Modelo del VSC en un sistema de referencia $\alpha\beta$ y dq

El modelo obtenido está planteado en valores de fase instantáneos. En el caso de un sistema trifásico, estas variables varían sinusoidales en el tiempo. Esto dificulta el desarrollo de estrategias de control basadas en modelos, donde se prefieren valores constantes en el estado estacionario, sin quitar la variación durante los transitorios a controlar.

En este trabajo se plantea una representación del sistema trifásico en los sistemas de referencia estacionario $\alpha\beta$, donde las variables mantienen un comportamiento sinusoidal, y dq en el que las variables son constantes. La Figura 2.8 muestra una de las posibles relaciones gráficas entre un sistema de referencia $\alpha\beta$ y dq

2.3.3.1 Modelo del VSC en el sistema de referencia $\alpha\beta$

Una variable vectorial $\vec{i}$ que representa unas variables trifásicas equilibradas de secuencia directa, puede ser descompuesta en un sistema de referencia ortogonal y estacionario (inmóvil)

llamado $\alpha\beta$ o estacionario. Dicho vector realiza una trayectoria circular respecto el origen de coordenadas del sistema de referencia $\alpha\beta$, como muestra la Figura 2.8. Dado que $\vec{i}$ es un vector bidimensional giratorio, éste puede expresarse mediante un número complejo y por lo tanto utilizarse el algebra asociada a estos números.

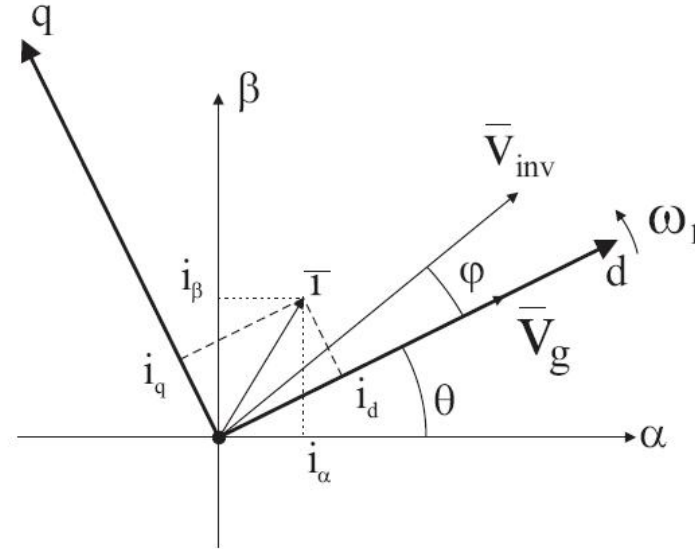


Figura 2.8: Sistema de referencia $\alpha\beta$ y dq .

La Transformada de Clark [36], que se conoce como transformada $\alpha\beta$ se define como sigue:

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (2.49)$$

Esta transformada tiene la propiedad de que al ser aplicada sobre un sistema trifásico abc devuelve un vector de tres elementos $0\alpha\beta$. Es decir que de manera genérica se tiene:

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{abc \rightarrow 0\alpha\beta} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (2.50)$$

La Transformada inversa de Clark se formula de la manera siguiente:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.51)$$

Esta transformada se utiliza para pasar del sistema de referencia $\alpha\beta$ al sistema trifásico.

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = (\mathbf{T}_{abc \rightarrow 0\alpha\beta})^{-1} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.52)$$

No existe corrientes de secuencia 0 en sistemas trifásicos de tres conductores, entonces i_0 puede ser eliminada de las ecuaciones anteriores, resultando una simplificación.

Si las tensiones trifásicas son equilibradas en un sistema de cuatro conductores no habrán tensiones de secuencia 0, entonces v_0 puede ser eliminada, sin embargo cuando las componentes de tensiones y corrientes 0 están presentes, tiene que ser considerada la transformación completa.

Si v_0 e i_0 pueden ser eliminadas de las matrices de transferencia, la Transformada de Clarke y su inversa pueden ser escrita de la manera siguiente:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad (2.53)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.54)$$

Teniendo en cuenta las expresiones obtenidas en (2.45)- (2.48), se escriben las primeras tres ecuaciones de manera matricial, considerando los siguientes vectores de variables:

$$\mathbf{i}_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \mathbf{v}_{sabc} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad \eta_{sabc} = \begin{bmatrix} \eta_a \\ \eta_b \\ \eta_c \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

y las siguientes matrices de constantes:

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{pmatrix} \quad \mathbf{L} = \begin{pmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{pmatrix}. \quad (2.56)$$

Las ecuaciones obtenidas en el modelo de la parte de alterna reflejadas en (2.30)-(2.32), pueden ser escritas como sigue:

$$-\eta_{abc} \frac{v_{dc}}{2} + \mathbf{R} \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{L} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{v}_{sabc} = 0. \quad (2.57)$$

Aplicando la transformación 2.53 a todos los componentes:

$$\begin{aligned} v_{s\alpha\beta} &= \mathbf{T}_{abc.\alpha\beta} v_{sabc} \Rightarrow v_{sabc} = \mathbf{T}_{abc.\alpha\beta}^{-1} v_{s\alpha\beta} \\ i_{s\alpha\beta} &= \mathbf{T}_{abc.\alpha\beta} i_{sabc} \Rightarrow i_{sabc} = \mathbf{T}_{abc.\alpha\beta}^{-1} i_{s\alpha\beta} \\ \eta_{s\alpha\beta} &= \mathbf{T}_{abc.\alpha\beta} \eta_{sabc} \Rightarrow \eta_{sabc} = \mathbf{T}_{abc.\alpha\beta}^{-1} \eta_{s\alpha\beta}. \end{aligned} \quad (2.58)$$

Esta transformación será aplicada a las ecuaciones diferenciales obtenidas en el modelo de alterna y que se expresan de manera compacta en la ecuación (2.57), para pasarlo a un modelo

en coordenadas $\alpha\beta$. Para lograr este objetivo, las primeras tres ecuaciones se escriben de manera matricial, considerando los vectores de variables mostrados en (2.55) y las matrices constantes planteada en (2.56)

Los resultados se muestran a continuación:

$$-\mathbf{T}^{-1}\eta_{s\alpha\beta}\frac{v_{dc}}{2} + R\mathbf{T}^{-1}i_{s\alpha\beta} + L\frac{d}{dt}(\mathbf{T}^{-1}i_{s\alpha\beta}) + \mathbf{T}^{-1}v_{s\alpha\beta} = 0. \quad (2.59)$$

Trabajando con el termino de la derivada de la ecuación anterior, obtenemos:

$$\frac{d(\mathbf{T}^{-1}i_{s\alpha\beta})}{dt} = \frac{d(\mathbf{T}^{-1})}{dt}i_{s\alpha\beta} + \mathbf{T}^{-1}\frac{d(i_{s\alpha\beta})}{dt}, \quad (2.60)$$

y la derivada de la transformada inversa es igual a:

$$\frac{d(\mathbf{T}^{-1})}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.61)$$

sustituyendo 2.61 en 2.60:

$$\frac{d(\mathbf{T}^{-1}i_{s\alpha\beta})}{dt} = \mathbf{T}^{-1}\frac{di_{s\alpha\beta}}{dt}, \quad (2.62)$$

sustituyendo 2.62 en 2.59

$$-\mathbf{T}^{-1}\eta_{s\alpha\beta}v_{dc} + R\mathbf{T}^{-1}i_{s\alpha\beta} + L\mathbf{T}^{-1}\frac{di_{s\alpha\beta}}{dt} + \mathbf{T}^{-1}v_{s\alpha\beta} = 0, \quad (2.63)$$

multiplicando por T

$$-\eta_{s\alpha\beta}v_{dc} + Ri_{s\alpha\beta} + L\frac{di_{s\alpha\beta}}{dt} + v_{s\alpha\beta} = 0. \quad (2.64)$$

Escrita de forma matricial queda:

$$-\begin{bmatrix} \eta_{s\alpha} \\ \eta_{s\beta} \end{bmatrix} v_{dc} + R \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = 0. \quad (2.65)$$

Finalmente los vectores del sistema trifásicos abc , pueden ser referidos al sistema de referencia $\alpha\beta$, de la siguiente forma:

$$-\eta_{s\alpha}v_{dc} + Ri_{s\alpha} + L\frac{di_{s\alpha}}{dt} + v_{s\alpha} = 0 \quad (2.66)$$

$$-\eta_{s\beta}v_{dc} + Ri_{s\beta} + L\frac{di_{s\beta}}{dt} + v_{s\beta} = 0. \quad (2.67)$$

En cuanto a la ecuación de la parte de DC , se puede plantear de manera vectorial.

$$(\eta_{abc})^T i_{abc} + i_{dc} = C\frac{dv_{dc}}{dt}, \quad (2.68)$$

reemplazando las variables en abc por las variables en $\alpha\beta$ se tiene:

$$(\mathbf{T}_{\alpha\beta_abc}\eta_{abc})^T \mathbf{T}_{\alpha\beta_abc} i_{abc} + i_{dc} = C \frac{dv_{dc}}{dt}, \quad (2.69)$$

la ecuación que representa la dinámica del bus de continua puede ser escrita:

$$\eta_{s\alpha} i_{s\alpha} + \eta_{s\beta} i_{s\beta} + i_{dc} = C \frac{dv_{dc}}{dt}. \quad (2.70)$$

De las ecuaciones (2.66)-(2.67) y (2.70) se obtiene el modelo promediado en coordenadas $\alpha\beta$ que representa la dinámica de un VSC.

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{L} (\eta_{s\alpha} v_{dc} - Ri_{s\alpha} - v_{s\alpha}) \quad (2.71)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{L} (\eta_{s\beta} v_{dc} - Ri_{s\beta} - v_{s\beta}) \quad (2.72)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (\eta_{s\alpha} i_{s\alpha} + \eta_{s\beta} i_{s\beta} + i_{dc}). \quad (2.73)$$

Estas ecuaciones, en este sistema de referencia están desacopladas porque la transformación $\alpha\beta$ no depende del tiempo, es constante y por tanto su derivada es cero.

2.3.3.2 Modelo del VSC en el sistema de referencia dq

La Figura 2.8 muestra como el vector $\vec{i}$ gira a la misma velocidad angular que el sistema de referencia dq . De esta forma se verá invariante en el tiempo, ya que gira solidariamente con el sistema nuevo de referencia.

La Transformación de Park permite expresar las magnitudes trifásicas en un sistema de referencia ortogonal y giratorio (móvil). También es conocida como transformación dq o síncrona [37, 38] y se define como sigue:

$$\mathbf{T} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \sin \theta & \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{pmatrix}. \quad (2.74)$$

Esta transformada tiene la propiedad de que al ser aplicada sobre un sistema abc devuelve un vector de tres elementos $z dq$.

$$\begin{bmatrix} x_z \\ x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{abc_z dq} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (2.75)$$

La Transformada inversa de Park se define:

$$\mathbf{T}^{-1} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta & \sin \theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{pmatrix}. \quad (2.76)$$

Esta transformada inversa aplicada al sistema obtenido en $z dq$ permite pasarlo a un modelo en coordenadas abc .

La transformación se consigue aplicando la transformada de Park ($\mathbf{T}$) a las expresiones (2.45)- (2.48). Antes se reagrupará matricialmente las magnitudes del problema con objeto de simplificar los posteriores cálculos como se muestra en (2.55) y (2.56). Por lo tanto las ecuaciones dinámicas del sistema se pueden compactar como se expresa en (2.57).

La transformada de Park $\mathbf{T}$ permite relacionar las magnitudes expresadas en ejes $z dq$ y las trifásicas:

$$i_{sabc} = \mathbf{T}^{-1} i_{szdq} \quad (2.77)$$

$$\eta_{sabc} = \mathbf{T}^{-1} \eta_{szdq} \quad (2.78)$$

$$v_{sabc} = \mathbf{T}^{-1} v_{szdq}, \quad (2.79)$$

introduciendo éstas últimas en las expresiones matriciales (A.3) y (2.48), permite reemplazar los vectores en coordenadas abc por $z dq$, obteniéndose las siguientes expresiones:

$$-\mathbf{T}^{-1} \eta_{szdq} \frac{v_{dc}}{2} + R \mathbf{T}^{-1} i_{szdq} + L \frac{d}{dt} (\mathbf{T}^{-1} i_{szdq}) + \mathbf{T}^{-1} v_{szdq} = 0 \quad (2.80)$$

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = (\mathbf{T} \eta_{szdq})^T \mathbf{T} i_{szdq} + i_{dc}, \quad (2.81)$$

que luego de operar y simplificar como se muestra en el Apéndice A, se obtiene el modelo promediado en coordenadas $z dq$ que representa la dinámica de un VSC.

$$\frac{di_{sz}}{dt} = \frac{1}{L} (\eta_{sz} v_{dc} - R i_z - v_{sz}) \quad (2.82)$$

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{L} (\eta_{sd} v_{dc} - R i_{sd} - L \omega i_{sq} - v_{sd}) \quad (2.83)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{L} (\eta_{sq} v_{dc} - R i_{sq} + L \omega i_{sd} - v_{sq}) \quad (2.84)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (\eta_{sz} i_{sz} + \eta_{sd} i_{sd} + \eta_{sq} i_{sq} + i_{dc}). \quad (2.85)$$

Como conclusión de esta sección se puede plantear que si bien la Transformación de Clark permite reducir el número de variables, Park permite además, ver magnitudes trifásicas que varían sinusoidalmente en el tiempo, como constantes, siempre y cuando la frecuencia de la señal coincida con la frecuencia de giro de los ejes de referencia dq . Naturalmente, es más fácil trabajar con valores de magnitudes constantes que con variaciones sinusoidales. No obstante, si las magnitudes contienen armónicos, las magnitudes transformadas se verán variables en el tiempo, ya que contiene frecuencias distintas y en general superiores a la fundamental.

En este trabajo se asume el modelo en el sistema de referencia $\alpha\beta$, pues además de la reducción del número de variables del problema, estas quedan desacopladas, simplificándose tanto los modelos como sus cálculos asociados

2.4 Modelo de la PMSM

2.4.1 Introducción

La aplicación de las PMSM, gracias a los avances logrados en la electrónica de potencia y en particular en los convertidores, como es el caso del VSC, está demostrando ser una tecnología prometedora para la generación eólica [39].

El sistema considerado en este trabajo, y representado en la Figura 2.1, es un sistema eólico de conversión de energía basado en una PMSM. La estrategia de control que se planteará posteriormente se asume a través del VSC del lado de red. En esta sección se desarrollará el modelo dinámico de la PMSM a partir de la formulación matricial de las ecuaciones, también denominado teoría generalizada de la máquina, en el sistema de coordenadas abc , y se obtiene el modelo en un sistema de referencia $\alpha\beta$ y dq que, se empleará para la simulación de la estrategia de control desarrollado en este trabajo.

2.4.2 Modelo dinámico de la PMSM en coordenadas abc

El análisis de la PMSM es similar al de una máquina síncrona clásica, siendo la excitación la única diferencia [40]. El estator de una PMSM y el de una máquina síncrona de rotor devanado son similares. Además, no existe mucha diferencia entre la fuerza electromotriz producida por un imán permanente a la producida por una bobina excitada. De esta manera, el modelo matemático de la PMSM, es similar al de la máquina síncrona clásica.

Las ecuaciones de tensión de la máquina síncrona clásica se encuentran reproducida en su forma matricial en 2.86 que, junto con la ecuación del par electromagnético, conforman el modelo dinámico de la máquina. La relación entre la tensión de cada devanado y la intensidad del mismo y la del resto de devanados de la máquina se expresa a través de las inductancias propias y mutuas.

$$\begin{bmatrix} v_{ma} \\ v_{mb} \\ v_{mc} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} i_{ma} \\ i_{mb} \\ i_{mc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{ma} \\ \lambda_{mb} \\ \lambda_{mc} \end{bmatrix}, \quad (2.86)$$

donde:

$[u_{mabc}]$: vector de tensión de cada devanado.

$[i_{mabc}]$: vector de intensidad de cada devanado.

$[\lambda_{mabc}]$: representa los flujos totales de cada fase del estator.

Este modelo es bastante explícito, pero a su vez es altamente no lineal y contiene una gran cantidad de coeficientes variables. Para la modelización de la PMSM se consideran varias hipótesis simplificadoras de partida:

- Se desprecian la saturación de los circuitos magnéticos; la histéresis, las corrientes de pérdidas de Foucault y la dispersión del campo magnético en los extremos de la máquina. Se asume por tanto que el sistema es lineal.
- Se considera que todas las secciones de la máquina son idénticas, por tanto las inductancias mutuas entre los bobinados son iguales gracias a la simetría.
- La permeabilidad magnética del aire es despreciable frente a la del hierro, y se puede considerar que esta última tiende al infinito, $\mu_{Fe} \rightarrow \infty$
- La suma de las tres corrientes estatóricas es igual cero.
- La posición angular del rotor se considera cero cuando el flujo que concatena a la fase a es cero, permite reducir el problema a un plano bidimensional.

A continuación se escribirán las ecuaciones planteadas anteriormente, aplicadas a una máquina síncrona de imanes permanentes (PMSM), para ello se presentarán las ecuaciones diferenciales de las tensiones estatóricas y del imán permanente, válidas tanto para régimen permanente como para transitorio. Para la obtención de las ecuaciones de la máquina partiremos de las ecuaciones de las tensiones de cada devanado de la máquina.

Las tensiones estatóricas están expresadas respecto a un sistema de referencia estacionario fijo con el estator, y las tensiones en el imán permanente se expresan en función de un sistema de referencia giratorio ligado al eje rotorico (imán permanente). Las ecuaciones de fase de las tensiones se pueden escribir como:

$$\begin{aligned}
 v_{ma}(t) &= R_m i_{ma}(t) + \frac{d\lambda_{ma}(t)}{dt} \\
 v_{mb}(t) &= R_m i_{mb}(t) + \frac{d\lambda_{mb}(t)}{dt} \\
 v_{mc}(t) &= R_m i_{mc}(t) + \frac{d\lambda_{mc}(t)}{dt},
 \end{aligned}
 \tag{2.87}$$

donde:

R_m : es la resistencia estat6rica.

$v_{ma}(t), v_{mb}(t), v_{mc}(t)$: son las tensiones instant6neas en cada fase del estator.

$\lambda_{ma}(t), \lambda_{mb}(t), \lambda_{mc}(t)$: son los flujos totales a trav6s de cada fase del estator.

Es decir, en una m6quina s6ncrona de imanes permanentes existen cuatro fuentes que contribuyen la flujo magn6tico total. Estas son las tres bobinas del estator y el rotor con su im6n permanente.

Por lo tanto, se tiene que el flujo que concatena a la bobina de la fase a viene dada por:

$$\lambda_{ma} = L_{lm}i_{ma} + Mi_{mb} + Mi_{mc} + \lambda_{pma}, \quad (2.88)$$

donde:

L_{lm} : inductancia propia de la fase a .

M : inductancia mutua entre las fases.

λ_{pma} : representa el flujo que concatena a la fase a generado por el im6n permanente rot6rico.

Al haberse considerado que la suma de las corrientes es cero, sistema equilibrado, se tiene que $i_{sa} = -i_{sb} - i_{sc}$, luego (2.88) se puede escribir como:

$$\lambda_{ma} = L_{lm}i_{ma} + \lambda_{pma}, \quad (2.89)$$

con $L_m = L_d = L_q$ para el caso de que el rotor se considere cil6ndrico (sin saliencia).

An6logamente se plantean las ecuaciones para las otras dos fases.

El t6rmino λ_{pmabc} representa el flujo que concatena a cada fase del estator generado por el im6n permanente. La inductancia mutua entre los devanados alojados en el estator y en el im6n permanente depende de la posici6n de este, y por tanto del tiempo. Por tal motivo, el flujo de los imanes permanentes puede ser modelado como si fuera de distribuci6n cosinusoidal. De esta manera el flujo magn6tico que incide en cada fase puede ser escrito como sigue:

$$\lambda_{pma} = \Lambda \cos(\theta) \quad (2.90)$$

$$\lambda_{pmb} = \Lambda \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.91)$$

$$\lambda_{pmc} = \Lambda \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right). \quad (2.92)$$

Seg6n Faraday [41], si los enlaces de flujo de la superficie delimitada por una espira de conductor var6an con el tiempo, entre los bornes de dicha espira se genera una tensi6n que resulta ser en todo momento proporcional a la velocidad de variaci6n del flujo neto concatenado.

Matemáticamente, la ley de faraday se enuncia como:

$$v(t) = \frac{d\phi(t)}{dt}, \quad (2.93)$$

por tal motivo podemos decir que la variación del flujo que concatena cada fase induce una fuerza electromotriz en cada una de estas. Aplicando la ley de Faraday, ecuación (2.93), se obtienen las fuerzas electromotrices como sigue:

$$\frac{d\lambda_{ma}}{dt} = L_m \frac{di_{ma}}{dt} - \underbrace{\Lambda\omega \sin(\theta)}_{e_{ma}} \quad (2.94)$$

$$\frac{d\lambda_{mb}}{dt} = L_m \frac{di_{mb}}{dt} - \underbrace{\Lambda\omega \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)}_{e_{mb}} \quad (2.95)$$

$$\frac{d\lambda_{mc}}{dt} = L_m \frac{di_{mc}}{dt} - \underbrace{\Lambda\omega \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)}_{e_{mc}}, \quad (2.96)$$

donde:

e_{ma} , e_{mb} y e_{mc} : son las fuerzas electromotrices inducidas en las respectivas fases por el imán permanente.

Sustituyendo (2.94) - (2.96) en (2.86), quedan escritas la ecuaciones de voltaje de la máquina síncrona de imanes permanentes en forma matricial.

$$\begin{bmatrix} v_{ma} \\ v_{mb} \\ v_{mc} \end{bmatrix} = R_m \begin{bmatrix} i_{ma} \\ i_{mb} \\ i_{mc} \end{bmatrix} + L_m \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ma} \\ i_{mb} \\ i_{mc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{ma} \\ e_{mb} \\ e_{mc} \end{bmatrix}. \quad (2.97)$$

Para cada uno de los circuitos eléctricos se plantea una ecuación diferencial, quedando el modelo de la PMSM en coordenadas abc como sigue:

$$\frac{di_{ma}}{dt} = \frac{1}{L_m} (v_{ma} - R_m i_{ma} - e_{ma}) \quad (2.98)$$

$$\frac{di_{mb}}{dt} = \frac{1}{L_m} (v_{mb} - R_m i_{mb} - e_{mb}) \quad (2.99)$$

$$\frac{di_{mc}}{dt} = \frac{1}{L_m} (v_{mc} - R_m i_{mc} - e_{mc}). \quad (2.100)$$

El modelo de la PMSM en coordenadas abc , descrito por las ecuaciones (2.98)-(2.100) puede ser representada como se muestra en la Figura 2.9

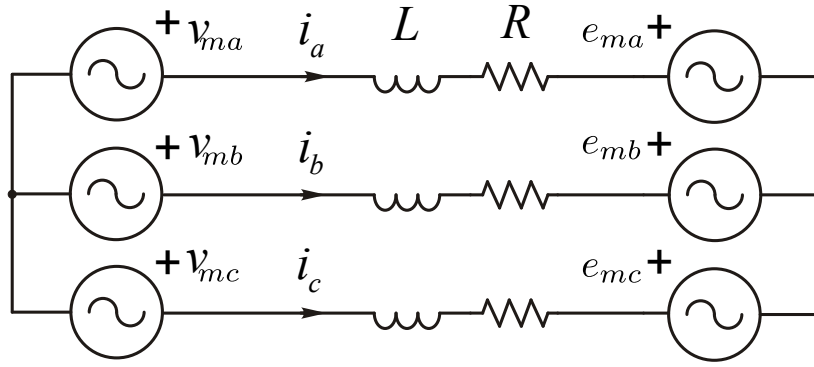


Figura 2.9: Esquema de la PMSM.

2.4.3 Modelo de la PMSM en un sistema de referencia $\alpha\beta$ y dq

El modelo obtenido en coordenadas abc en el apartado anterior es no lineal, y contiene una gran cantidad de coeficientes variables. La inductancia mutua entre los devanados alojados en el estator y el rotor con su imán permanente depende de la posición del rotor, y por tanto del tiempo. Por esta razón se tratará de simplificar estas ecuaciones mediante transformaciones matemáticas que proporcionan ecuaciones lineales.

2.4.3.1 Modelo de la PMSM en el sistema de referencia $\alpha\beta$

Seguidamente se desarrolla un modelo bifásico, en el cual se escriben las ecuaciones de las tensiones en función de un sistema de referencia estacionario ligado al estator. Si aplicamos la Transformada de Clarke (2.49) a las ecuaciones del modelo trifásico (2.98)-(2.100), y se opera de forma análoga al VSC, vista en la sección anterior, después de algunas manipulaciones algebraicas, se obtiene el modelo de la máquina en coordenadas $\alpha\beta$.

$$\frac{di_{m\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_{m\alpha}} (v_{m\alpha} - R_m i_{m\alpha} - e_{m\alpha}) \quad (2.101)$$

$$\frac{di_{m\beta}}{dt} = \frac{1}{L_{m\beta}} (v_{m\beta} - R_m i_{m\beta} - e_{m\beta}). \quad (2.102)$$

En este sistema de referencia, el devanado rotórico (imán permanente) se encuentra alineado con el eje rotórico, por lo que para expresar la tensión en este devanado, fuerza electromotriz producida por el imán permanente, en el sistema de referencia $\alpha\beta$ será necesario considerar dos devanados ficticios equivalentes, dispuestos en dichos ejes.

La fuerza electromotriz producida por el imán permanente en el eje de referencia α puede

expresarse como sigue:

$$e_{m\alpha} = \frac{d\phi_{m\alpha}}{dt} = \frac{d}{dt} (\Lambda \cos \theta) \quad (2.103)$$

$$e_{m\alpha} = -\Lambda\omega \sin \theta.$$

La fuerza electromotriz producida por el imán permanente en el eje de referencia β puede expresarse como sigue:

$$e_{m\beta} = \frac{d\phi_{m\beta}}{dt} = \frac{d}{dt} (\Lambda \sin \theta) \quad (2.104)$$

$$e_{m\beta} = \Lambda\omega \cos \theta.$$

sustituyendo (2.103) en (2.101) y (2.104) en (2.102), se obtiene finalmente el modelo promediado en coordenadas $\alpha\beta$ que representa la dinámica de la PMSM.

$$\frac{di_{m\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_{m\alpha}} (v_{m\alpha} - R_m i_{m\alpha} + \Lambda\omega \sin \theta) \quad (2.105)$$

$$\frac{di_{m\beta}}{dt} = \frac{1}{L_{m\beta}} (v_{m\beta} - R_m i_{m\beta} - \Lambda\omega \cos \theta), \quad (2.106)$$

donde:

- $v_{m\alpha}$ y $v_{m\beta}$: tensiones del estator en $\alpha\beta$ (V).
- $i_{m\alpha}$, $i_{m\beta}$: corrientes del estator en $\alpha\beta$ (A).
- $L_{m\alpha}$, $L_{m\beta}$: inductancia propia del estator en el eje α y β , respectivamente (H).
- R_m : resistencia del estator (Ω).
- Λ : flujo de los imanes permanentes (Wb).

Este resultado muestra la dependencia de las inductancias mutuas entre los devanados bifásicos estatóricos y el imán permanente, a través del término Λ , ($M_{spm}(\theta)$), es decir, el valor de la inductancia depende del ángulo rotórico (imán permanente), siendo su valor máximo M_{spm} .

En este modelo de la máquina, incluso considerando sus parámetros como constantes, encontramos un sistema de ecuaciones diferenciales variables en el tiempo, ya que incluyen el ángulo de posición rotórico, (imán permanente), θ , el cual varía temporalmente.

2.4.3.2 Modelo de la PMSM en el sistema de referencia dq .

A continuación se desarrolla un modelo bifásico, en el cual se escriben las ecuaciones de las tensiones estatóricas en relación a un sistema de referencia giratorio, ligado al eje rotórico de la máquina (imán permanente).

Esta transformación se obtiene aplicando la llamada Transformada de Park (2.74), al sistema (2.98)-(2.100), permitiendo obtener las ecuaciones de la máquina para unos devanados

equivalentes situados en ejes ortogonales, dq que se encuentran girados un ángulo $\theta_r(t)$, alrededor del eje homopolar, con respecto al sistema $\alpha\beta$ y, eventualmente en rotación (pulsación w_r), [42, 43].

Operando de forma análoga al VSC, vista en la sección anterior, se obtiene el modelo en coordenadas dq .

$$\frac{di_{md}}{dt} = \frac{1}{L_{md}} (v_{md} - R_m i_{md} - L_{md} \omega i_{mq}) \quad (2.107)$$

$$\frac{di_{mq}}{dt} = \frac{1}{L_{mq}} (v_{mq} - R_m i_{mq} + L_{mq} \omega i_{md} - \Delta\omega), \quad (2.108)$$

donde:

- v_{md} y v_{mq} : tensiones del estator en dq (V).
- i_{md} , i_{mq} : corrientes del estator en dq (A).
- L_{md} , L_{mq} : inductancia propia del estator en el eje d y q , respectivamente (H).
- R_m : resistencia del estator (Ω),
- Λ : flujo de los imanes permanentes (Wb).

En la expresión (2.107), $e_{md} = 0$, y en la expresión (2.108), $e_{mq} = \Lambda\omega$, porque en el sistema de referencia utilizado las fuerzas electromotrices de generación aparecen adelantadas $\frac{\pi}{2}$ con respecto al flujo que las producen.

Cuando los imanes permanentes van montados en la superficie, como es el caso que nos ocupa, la permeabilidad relativa de los diferentes tipos de imanes permanentes se sitúa en el rango de 1.02 y 1.2, es decir muy próximo a la del aire ($\cong 1$), y además son materiales de alta resistividad, se puede considerar la máquina como de polos lisos y con un entrehierro alto. Esto da lugar a que la inductancia magnetizante sea la misma en los ejes directo y en cuadratura ($L_{md} = L_{mq} = L_m = \frac{3}{2} M_{spm}$).

2.4.4 Potencia eléctrica y el par electromagnético

La potencia instantánea en el estator p_m , viene dada por:

$$p_m = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (2.109)$$

$$p_m = \left[[\mathbf{T}_{abc.dq}]^{-1} \begin{bmatrix} v_{md} \\ v_{mq} \end{bmatrix} \right]^t \left[[\mathbf{T}_{abc.dq}]^{-1} \begin{bmatrix} i_{md} \\ i_{mq} \end{bmatrix} \right]. \quad (2.110)$$

Por las propiedades de las matrices transpuestas ¹

$$p_m = [v_{md} \ v_{mq}] \left[[\mathbf{T}_{abc.dq}]^{-1} \right]^t [\mathbf{T}_{abc.dq}]^{-1} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (2.111)$$

y realizando la multiplicación de las matrices de transformación:

$$\left[[\mathbf{T}_{abc.dq}]^{-1} \right]^t [\mathbf{T}_{abc.dq}]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2} \end{bmatrix}, \quad (2.112)$$

sustituyendo se obtiene:

$$p_m = \frac{3}{2} (v_{md} i_{md} + v_{mq} i_{mq}). \quad (2.113)$$

El par electromagnético desarrollado se deduce a partir de la potencia asociada a las tensiones de velocidad (2.107)-(2.108) divididas por la velocidad de giro del eje del rotor en radianes mecánicos por segundo. Para una máquina de p pares de polos queda expresado por la siguiente ecuación:

$$\tau_e = p \frac{3}{2} [(L_{md} - L_{mq}) i_{md} + \Lambda] i_{mq}. \quad (2.114)$$

En esta expresión existen dos sumandos. El término $p (L_{md} - L_{mq}) i_{md} i_{mq}$ representa el par de reluctancia que tiende a alinear el imán permanente con el flujo total creado por el estator. El segundo termino $p \frac{3}{2} \Lambda i_{mq}$ representa el par síncrono desarrollado por la máquina debido a la interacción de los devanados estatóricos y el imán permanente.

Al cumplirse en la PMSM que $L_{md} = L_{mq} = L_m$ se adopta la expresión siguiente para el par electromagnético:

$$\tau_e = p \frac{3}{2} \Lambda i_{mq} \quad (2.115)$$

En esta última expresión se puede comprobar que, en este tipo de máquinas, el control del par electromagnético desarrollado por la máquina se puede hacer directamente a través de la corriente estatorica de eje transversal (i_{mq}).

Un análisis similar, nos lleva a plantear que la expresión de la potencia en el sistema de referencia $\alpha\beta$ puede ser escrita de la siguiente forma:

$$p_s = \frac{3}{2} (v_{m\alpha} i_{m\alpha} + v_{m\beta} i_{m\beta}). \quad (2.116)$$

Igualmente deduciendo de la potencia asociada a las tensiones de velocidad (2.105)-(2.106) divididas por la velocidad de giro del eje del rotor en radianes mecánicos por segundo se obtiene

¹La traspuesta del producto es igual al producto de las traspuestas en orden inverso

el par electromagnético.

$$\tau_e = p \frac{3}{2} (\Lambda \cos \theta i_{m\beta} - \Lambda \sin \theta i_{m\alpha}). \quad (2.117)$$

Capítulo 3

Estrategia de control del WECS

3.1 Introducción

El WECS basado en una máquina síncrona de imanes permanentes (PMSM), considerado en este trabajo, fue modelado en el capítulo anterior, y se muestra nuevamente en la Figura 3.1. El acoplamiento con la red eléctrica se realiza mediante un convertidor en fuente de tensión VSC, operado mediante un modo de ancho de pulso modulado PWM.

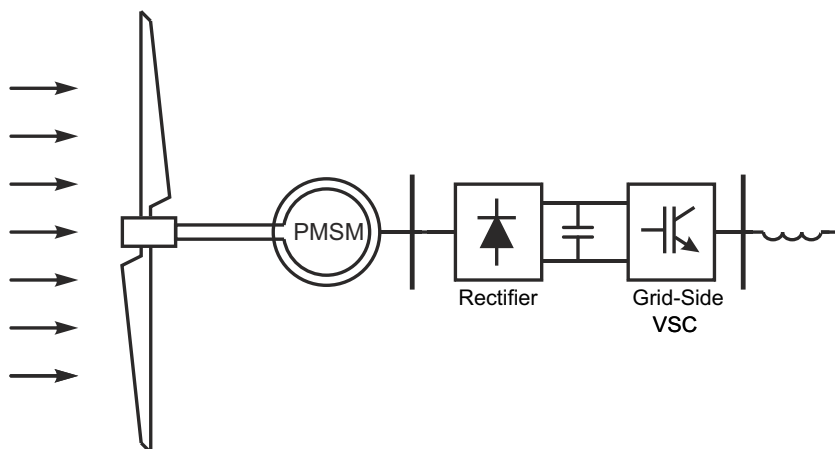


Figura 3.1: Sistema WECS basado en PMSM-Rectificador-VSC.

Actualmente la PMSM con VSCs asociados se están utilizando en generación eólica por su capacidad de controlar la potencia activa y reactiva tal como exigen los reguladores y operadores de la red. Además estas máquinas giran a una velocidad que no depende de la velocidad de la red eléctrica, pudiéndose escoger la óptima para maximizar la eficiencia de la transferencia de potencia del viento y también reducir las tensiones mecánicas [44].

El WECS mostrado en la Figura 3.1 es del tipo Full-Power-Converter (en español convertidor en potencia integral). Es decir, que toda la potencia generada es convertida por el

VSC, por tal motivo el control del VSC del lado de red es clave para su correcto funcionamiento, por las tareas que realiza y su forma de control:

- Permite el control de las corrientes del lado de red y de esta manera las potencias activas y reactivas inyectadas a la red.
- Al no ser controlado el rectificador del lado de la PMSM, el control de la tensión del bus de continua v_{dc} , se lleva a cabo a través de la potencia activa demanda por el VSC.
- Controlar la velocidad de rotación de la turbina ω_t , mediante el control de la tensión DC , v_{dc} , con el fin de obtener la máxima potencia del viento.

En esta sección se propone una estrategia de control que permita maximizar la potencia extraída del viento, haciendo hincapié en como controlar la velocidad de la turbina ω_t a través de la tensión del bus de continua v_{dc} .

Para lograr este objetivo la sección se organiza de la siguiente manera. Primero, en 3.2 se presenta la estrategia de control de las corrientes del lado de red, $i_{s\alpha}$ - $i_{s\beta}$, manteniendo la tensión del bus de continua, v_{dc} , constante. Segundo, en 3.3 se aborda la estrategia de control para la tensión v_{dc} . Tercero, en 3.4 la estrategia de control para la velocidad de la turbina, ω_t , y finalmente en 3.5 se presenta la estrategia de control de potencia del WECS trabajando en régimen equilibrado.

3.2 Estrategia de control de corrientes del lado de la red

En esta sección se describen algunas técnicas de control de corrientes que circulan en la parte de alterna del convertidor como medio para controlar el flujo de potencia intercambiado con la red.

En este caso se asume que la tensión del bus de continua (v_{dc}) es fija, es decir no depende de las corrientes de alternas, y se asume además que, el control de corrientes sigue una referencia de flujo de potencia activa (p^*) y reactiva (q^*) deseada en el sistema.

Para plantear las técnicas de control se tienen en cuenta las entradas y salidas del sistema electromecánico planteado, las entradas permiten el control del sistema para obtener las salidas deseadas, que pueden ser por lo general los estados o las funciones de los mismos.

En la sección anterior se presentó el modelo del convertidor para los sistemas de referencia dq , ecuaciones (2.83)-(2.85) y, $\alpha\beta$, ecuaciones (2.71)-(2.73). Según estas ecuaciones, el modelo

del sistema electromecánico (VSC), tiene por entradas las variables η_d y η_q y η_α y η_β , para los sistemas dq y $\alpha\beta$ respectivamente y se asume que las salidas que se desean son las corrientes i_{sd} - i_{sq} e $i_{s\alpha}$ - $i_{s\beta}$ respectivamente.

3.2.1 Sistema de referencia dq

El modelo del VSC en un sistema de referencia dq , planteado en las ecuaciones (2.83)-(2.85), muestra un fuerte acoplamiento entre las entradas η_d - η_q y las salidas a controlar i_{sd} - i_{sq} , debido a que ambas intensidades intervienen en las dos ecuaciones diferenciales.

A partir de (2.83)-(2.85), que son ecuaciones no lineales, pues no cumplen el principio de superposición, se obtienen las variables de entrada al sistema η_d - η_q :

$$\begin{aligned}\eta_d &= \frac{R i_d + L \omega i_q + L \frac{di_d}{dt} + u_{sd}}{u_{dc}} \\ \eta_q &= \frac{R i_q - L \omega i_d + L \frac{di_q}{dt} + u_{sq}}{u_{dc}}.\end{aligned}\tag{3.1}$$

Por tanto, se puede considerar un sistema de multiples entradas y multiples salidas, *MIMO* (del inglés Multiple-Input Multiple-Output), acoplado, es decir que, tanto la entrada η_d como η_q influyen en ambas salidas i_{sd} e i_{sq} . El sistema se representa en la Figura 3.2.

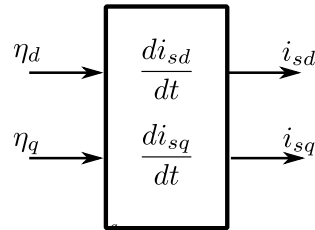


Figura 3.2: Diagrama de bloque del sistema de control en dq .

3.2.2 Sistema de referencia $\alpha\beta$.

El modelo promediado en coordenadas $\alpha\beta$ que representa la dinámica del VSC, se plantea en las ecuaciones (2.71)-(2.73), que son no lineales y realizando algunas manipulaciones matemáticas se pueden obtener las variables de entradas η_α y η_β y las salidas a controlar $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$:

$$\begin{aligned}\eta_\alpha &= \frac{R i_\alpha + L \frac{di_\alpha}{dt} + u_{s\alpha}}{u_{dc}} \\ \eta_\beta &= \frac{R i_\beta + L \frac{di_\beta}{dt} + u_{s\beta}}{u_{dc}}\end{aligned}\tag{3.2}$$

El resultado muestra que las ecuaciones no están acopladas, es decir un sistema con una entrada y una salida. Cuando esto ocurre se podría plantear dos sistemas del tipo una entrada-

una salida, *SISO* (del inglés Simple-Input Simple Output), el cual puede ser representado según la Figura 3.3.

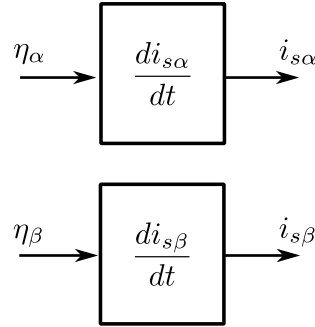


Figura 3.3: Diagrama de bloques del sistema de control en $\alpha\beta$.

En este trabajo se asume la estrategia de control para corrientes del lado de red, utilizando el modelo promediado en coordenadas $\alpha\beta$.

3.2.3 Obtención de las corrientes de referencia

En el sistema presentado en este trabajo, se ha planteado que las salidas a controlar son las corrientes $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$ y que las entradas son η_α y η_β . Para aplicar una estrategia de control es necesario comparar la salida con una referencia a lograr, usando la diferencia, como medio de control. A esta estrategia de control le llamamos sistema de control en lazo cerrado.

Para ello se define una variable como la diferencia entre los valores deseados para las entradas (referencia), señal de entrada, y los propios estados, señal de realimentación (que puede ser la señal de salida misma o una función de la señal de salida y sus derivadas y/o integrales), a la que llamamos error de seguimiento.

Para la estrategia de control asumida en este trabajo, se definen las siguientes señales de errores:

$$e_{i_{s\alpha}} = i_{s\alpha}^* - i_{s\alpha} \quad (3.3)$$

$$e_{i_{s\beta}} = i_{s\beta}^* - i_{s\beta}$$

donde $i_{s\alpha}^*$ e $i_{s\beta}^*$ son las corrientes de referencia.

La operación anterior puede ser representada según la Figura 3.4

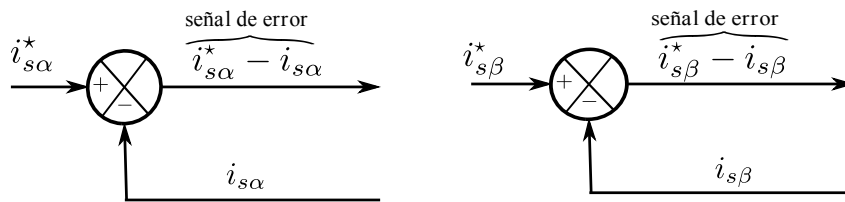


Figura 3.4: Diagrama de bloques para obtener la señal de error.

Por tanto se necesita en primer lugar obtener las corrientes de referencia $i_{s\alpha}^*$ e $i_{s\beta}^*$ del VSC y una vez obtenidas se utilizan lazos de control para comparar la salida del sistema con las referencias obtenidas.

El método de cálculo utilizado en este trabajo para obtener $i_{s\alpha}^*$ e $i_{s\beta}^*$ se basa en la denominada teoría pq , en la que las corrientes y las tensiones de un sistema trifásico de tres hilos se expresan vectorialmente mediante el uso de la Transformada de Clarke, y se asume que se excluye de las ecuaciones la componente de secuencia cero, Apéndice B.

Las expresiones utilizadas son:

$$p = \frac{3}{2} (v_{s\alpha} i_{s\alpha} + v_{s\beta} i_{s\beta}) \quad (3.4)$$

$$q = \frac{3}{2} (v_{s\alpha} i_{s\beta} - v_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (3.5)$$

3.2.3.1 Instrumentación en el sistema de control

El método de cálculo de las corrientes de referencia $i_{s\alpha}^*$ e $i_{s\beta}^*$ requiere la toma de medidas trifásicas de tensiones en el punto s de la red, v_{sabc} . A través de la Transformada de Clarke se expresan las magnitudes anteriores en el sistema de referencia estacionario $\alpha\beta$, $v_{s\alpha}$ y $v_{s\beta}$.

Con los valores de la potencia activa y reactiva de referencia (p^* , q^*), aplicando las expresiones (3.4) y (3.5) se obtienen $i_{s\alpha}^*$ e $i_{s\beta}^*$.

La Figura 3.5 muestra en forma de diagrama de bloques la metodología aplicada en el sistema de control para la obtención de $i_{s\alpha}^*$ e $i_{s\beta}^*$.

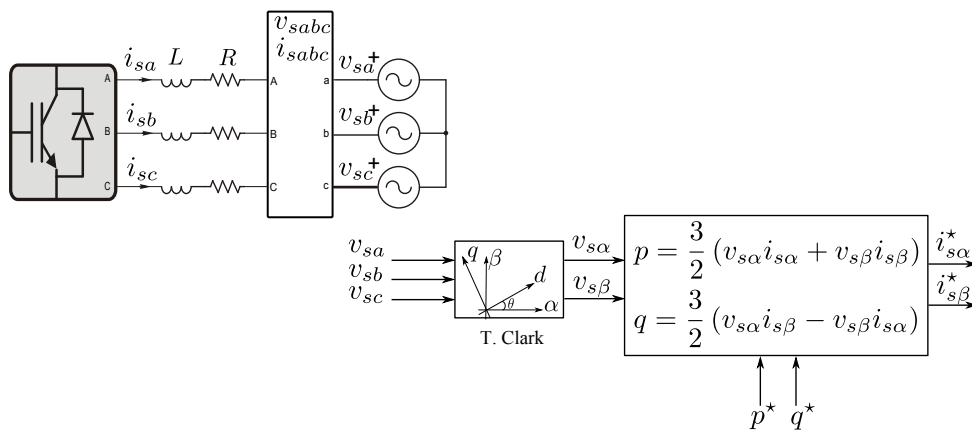


Figura 3.5: Diagrama de bloques para obtener las corrientes de referencias.

3.2.4 Controladores

Los controladores del presente trabajo se diseñarán basándose en el modelo promediado. Con este modelo se simula la respuesta del controlador y la planta ante diversas entradas, referencias y perturbaciones. Una vez que se obtiene una respuesta satisfactoria se procede a implementar el controlador en un modelo detallado realizado en *Matlab/Simulink* con la herramienta */SimPowerSystems*.

Primero, se supondrá el caso en el cual la tensión del bus de continua es fija o no depende de las corrientes de alterna. El sistema considerado se muestra en la Figura 3.6.

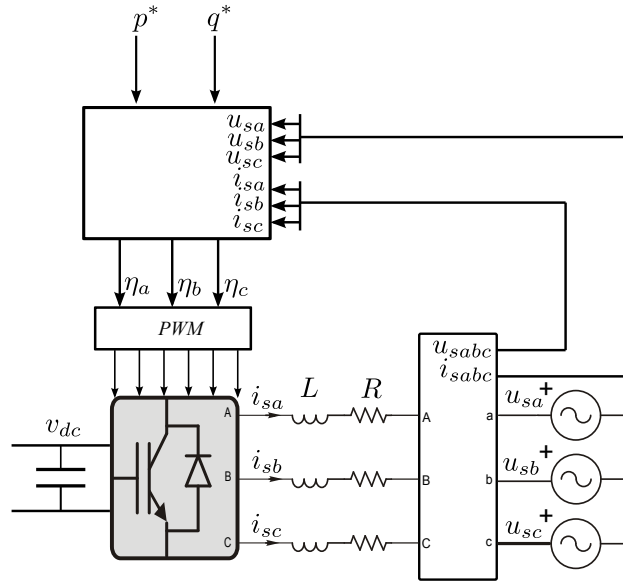


Figura 3.6: Modelo del VSC con el bloque de control de corrientes.

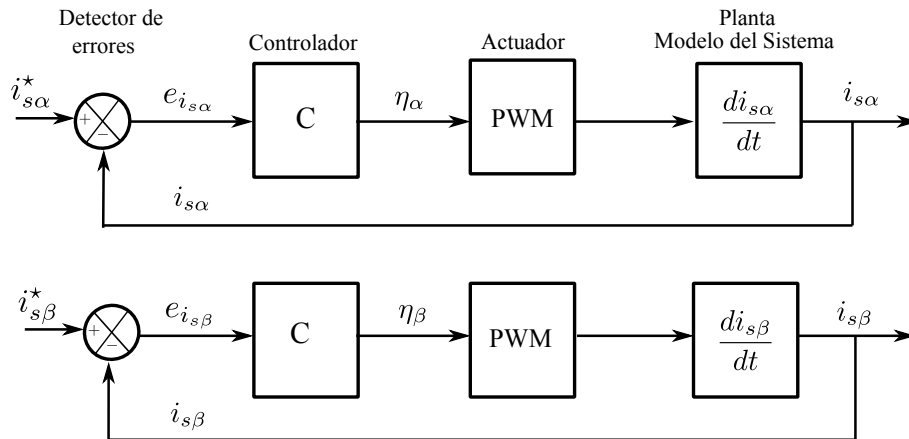


Figura 3.7: Diagrama de bloques del sistema de control de las corrientes del lado de red $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$.

La Figura 3.7 muestra el diagrama de bloques del sistema de control de las corrientes del

lado de red en un sistema de referencia $\alpha\beta$ en lazo cerrado que consiste en un controlador automático, un actuador y la planta o modelo del sistema.

Las salidas del sistema, $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$, se realimentan al punto suma, en donde se compara con las entradas de referencia (el valor deseado), $i_{s\alpha}^*$ e $i_{s\beta}^*$, y determina la desviación, $e_{i_{s\alpha}}$ y $e_{i_{s\beta}}$. El controlador detecta la señal de error, que por lo general está en un nivel de potencia muy bajo y lo amplifica a un nivel lo suficientemente alto, obteniendo a la salida, las señales de control η_α y η_β , quienes alimentan el actuador.

En el sistema de control diseñado en este trabajo el actuador es un PWM, que es un dispositivo de potencia que produce la entrada para la planta (Modelo del Sistema) de acuerdo a la señal de control, a fin de que la señal de salida se aproxime a la señal de entrada de referencia.

En este apartado analizaremos las acciones de control que utilizan algunos controladores. Concretamente en la sección 3.2.5.1 se describen las acciones de control de un controlador proporcional-integral, en la sección 3.2.5.2 una estrategia utilizando la linealización exacta por realimentación, y en la sección 2.2.5.3 se presenta un controlador proporcional con el agregado de la derivada de la corriente de referencia.

3.2.4.1 Control Proporcional Integral (PI)

Lo más común en la industria es realimentar las salidas. En este trabajo, la Figura ?? muestra el diagrama de bloques del sistema de control de las corrientes del lado de red en lazo cerrado, lo que permite que el sistema de control puede eliminar errores paramétricos o rechazar perturbaciones inesperadas.

Las ecuaciones que representan la dinámica del sistema a controlar no están acopladas, es decir existe independencia entre las dos entradas η_α y η_β y las salidas a controlar $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$. Cuando esto ocurre se pueden plantear dos sistemas del tipo Una-Entrada-Una Salida, *SISO*.

Para el sistema de control propuesto se puede utilizar un controlador con acción de control proporcional-integral (PI) por cada sistema y de esta manera comparar la salida con una referencia a seguir lográndose que el controlador varié las entradas adecuadamente.

La acción de control de un controlador del tipo PI se define mediante la expresión:

$$u(t) = k_p e(t) + \frac{k_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt, \quad (3.6)$$

donde:

$u(t)$: señal de salida del controlador.

k_p : ganancia proporcional.

T_i : constante del tiempo del integrador.

Este esquema de control puede ser representado según el diagrama de bloques que muestra la Figura 3.8.

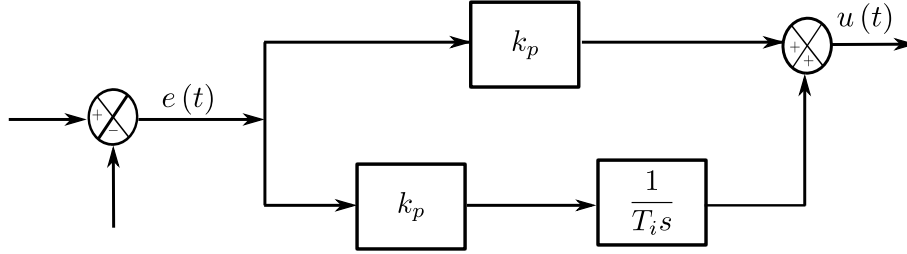


Figura 3.8: Diagrama de bloques controlador proporcional integral.

Tanto k_p como T_i son ajustables. La constante del tiempo del integrador ajusta la acción de control integral, mientras que un cambio en el valor de k_p afecta las partes integral y proporcional de la acción de control.

De esta manera se propone la siguiente estrategia de control con controlador PI para ambas corrientes, $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$.

$$\eta_\alpha = k_{pe_{i_{s\alpha}}} e_{i_{s\alpha}(t)} + \frac{k_p}{T_i} \int_0^t e_{i_{s\alpha}(t)} dt \quad (3.7)$$

$$\eta_\beta = k_{pe_{i_{s\beta}}} e_{i_{s\beta}(t)} + \frac{k_p}{T_i} \int_0^t e_{i_{s\beta}(t)} dt, \quad (3.8)$$

el término relacionado con las integrales de los errores pueden ser definidas de la siguiente manera:

$$\frac{d\xi_{i_{s\alpha}}}{dt} = e_{i_{s\alpha}} \quad (3.9)$$

$$\frac{d\xi_{i_{s\beta}}}{dt} = e_{i_{s\beta}}, \quad (3.10)$$

y el término $\frac{k_p}{T_i}$ se asume como k_i .

quedando la estrategia de control PI para ambas corrientes formulada de la siguiente forma:

$$\eta_\alpha = k_{pe_{i_{s\alpha}}} e_{i_{s\alpha}} + k_{ii_{s\alpha}} \xi_{i_{s\alpha}} \quad (3.11)$$

$$\eta_\beta = k_{pe_{i_{s\beta}}} e_{i_{s\beta}} + k_{ii_{s\beta}} \xi_{i_{s\beta}}, \quad (3.12)$$

donde:

$k_{pe_{i_{s\alpha}}}$, $k_{pe_{i_{s\beta}}}$: son las ganancias proporcionales.

$k_{ii_{s\alpha}}, k_{ii_{s\beta}}$: son las ganancias del término integral.

Estas ganancias son parte del diseño del controlador y deberán ser determinadas por medio de teoría clásica de control, simulaciones de prueba y error, etc.

El sistema de control con controlador PI se representa en la Figura 3.9.

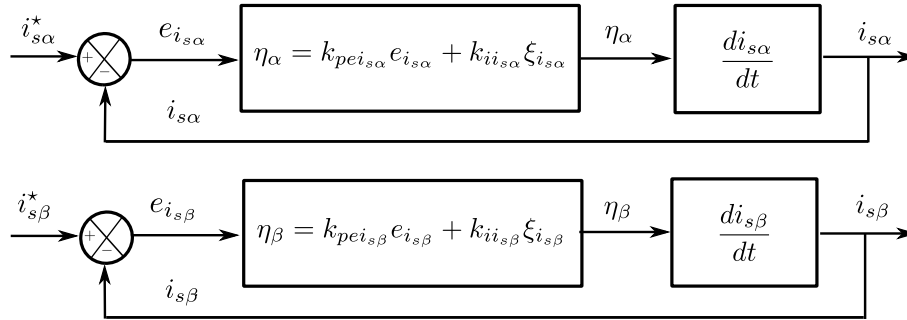


Figura 3.9: Diagrama del sistema de control con controlador proporcional-integral.

A continuación se muestra el diagrama de bloque del controlador PI diseñado para este sistema de control usando MATLAB/Simulink y la herramienta SimPowerSystems.

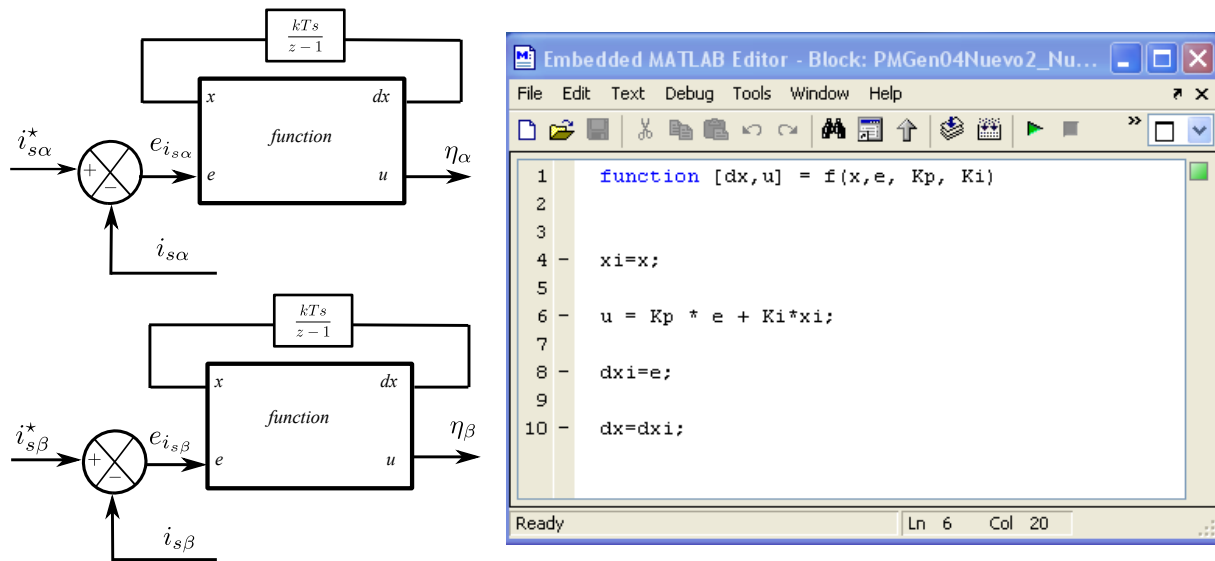


Figura 3.10: Diagrama de bloques controlador PI en MATLAB.

3.2.4.2 Linealización exacta

Por medio de estrategias de control no lineales se pueden obtener mejores resultados que en el caso del control PI. Una estrategia muy utilizada es la linealización exacta por realimentación, FL (del inglés Feedback Linearization) , [45] [46]. Esta estrategia consiste en la linealización del sistema a controlar por medio de un cambio de variables.

Se realiza una transformación algebraica del sistema no lineal a controlar, de manera tal que el nuevo sistema transformado es lineal. Luego, se pueden aplicar estrategias lineales muy simples para definir completamente el controlador. En general la estrategia de control por realimentación que se aplicará en este trabajo es la denominada linealización exacta entrada-salida.

De esta manera lo que se obtiene es una serie de entradas que van a las salidas a controlar a través de una dinámica lineal. Al aplicar esta estrategia se debe tener en cuenta que si bien las entradas y salidas obedecen a un sistema dinámico lineal estable, puede quedar un sistema remanente cuya dinámica no sea estable. Sin embargo, en el caso particular del sistema estudiado en este trabajo, VSC, las dinámicas internas son estables.

Para formular la estrategia FL, las dos ecuaciones diferenciales para las corrientes (2.71) y (2.72) se igualan a dos entradas auxiliares, u_α y u_β como sigue,

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{L} (\eta_\alpha u_{dc} - Ri_{s\alpha} - v_{s\alpha}) = u_\alpha \quad (3.13)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{L} (\eta_\beta u_{dc} - Ri_{s\beta} - v_{s\beta}) = u_\beta, \quad (3.14)$$

con lo que se tiene por un lado que:

$$u_\alpha = \frac{1}{L} (\eta_\alpha u_{dc} - Ri_{s\alpha} - v_{s\alpha}) \quad (3.15)$$

$$u_\beta = \frac{1}{L} (\eta_\beta u_{dc} - Ri_{s\beta} - v_{s\beta}), \quad (3.16)$$

y por otro:

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = u_\alpha \quad (3.17)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = u_\beta \quad (3.18)$$

De (3.17) y (3.18) se puede decir que las entradas u_α y u_β controlan un sistema lineal, simplemente un integrador cada una, como se plantea en la figura:

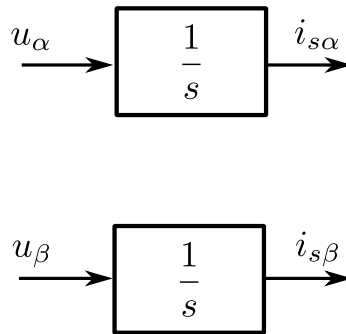


Figura 3.11: Estrategia de linealización exacta entrada-salida

Luego el lazo de control a plantear puede ser un simple PI para cada corriente como el planteado en 3.2.5.1, esta vez teniendo como entradas u_α y u_β en lugar de η_α y η_β .

$$u_\alpha = k_{pe_{i_{s\alpha}}} e_{i_{s\alpha}} + k_{ii_{s\alpha}} \xi_{i_{s\alpha}} \quad (3.19)$$

$$u_\beta = k_{pe_{i_{s\beta}}} e_{i_{s\beta}} + k_{ii_{s\beta}} \xi_{i_{s\beta}}, \quad (3.20)$$

donde $\xi_{i_{s\alpha}}$ y $\xi_{i_{s\beta}}$ son las integrales de los errores $e_{i_{s\alpha}}$ y $e_{i_{s\beta}}$, respectivamente.

Utilizando la estrategia de control de linealización exacta entrada-salida, expresadas en las ecuaciones (3.15) - (3.18) el sistema de control puede ser representado como muestra la Figura 3.12.

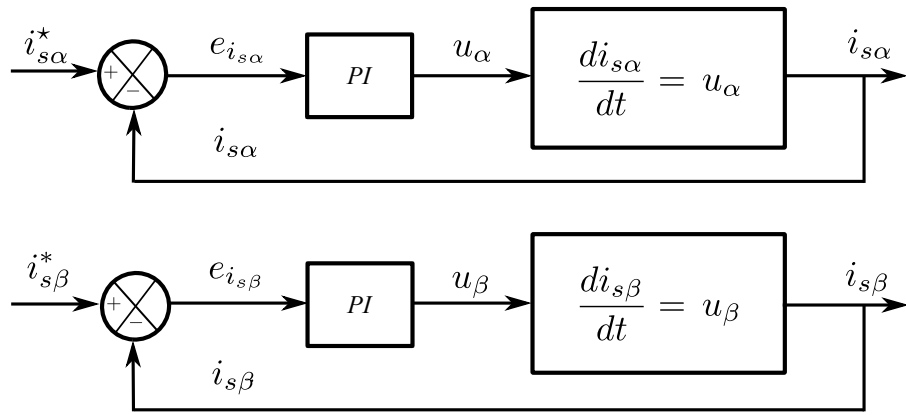


Figura 3.12: Diagrama de bloques del sistema de control utilizando estrategia de linealización exacta entrada-salida

Si bien u_α y u_β “ven” el sistema lineal y desacoplado, lo cierto es que estas entradas son ficticias, son un artificio matemático. Sin embargo, de (3.15) y de (3.16) se pueden obtener las entradas reales, o al menos las que después, con la transformada de Park inversa, se convertirán en las señales reales para controlar el generador de pulsos del VSC. De esta manera, despejando las entradas de (3.15) y de (3.16) se obtiene:

$$\eta_\alpha = \frac{Lu_\alpha + Ri_{s\alpha} + v_{s\alpha}}{u_{dc}} \quad (3.21)$$

$$\eta_\beta = \frac{Lu_\beta + Ri_{s\beta} + v_{s\beta}}{u_{dc}} \quad (3.22)$$

3.2.4.3 Control proporcional (P) mas el agregado de la derivada de la corriente de referencia

En este apartado se asume la linealización del sistema a controlar por medio de un cambio de variables y se propone una estrategia de control utilizando un controlador con acción de

control proporcional más el agregado de la derivada de la corriente de referencia que se puede formular matemáticamente como sigue:

$$u(t) = k_p e(t) + \frac{di^*(t)}{dt}, \quad (3.23)$$

donde:

k_p : es la ganancia proporcional.

$\frac{di^*(t)}{dt}$: es la derivada de la corriente de referencia.

Se propone instrumentar esta estrategia para ambas corrientes, $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$, obteniendo las siguientes expresiones:

$$u_\alpha = k_{pe_{i_{s\alpha}}} e_{i_{s\alpha}}(t) + \frac{di_{s\alpha}^*(t)}{dt} \quad (3.24)$$

$$u_\beta = k_{pe_{i_{s\beta}}} e_{i_{s\beta}}(t) + \frac{di_{s\beta}^*(t)}{dt}. \quad (3.25)$$

En la formulación de la estrategia de control basada en la linealización exacta, las dos ecuaciones diferenciales para las corrientes (2.71) y (2.72) se igualan a dos entradas auxiliares, u_α y u_β como se expresan en las ecuaciones (3.13) y (3.14), con lo que se obtenía:

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = u_\alpha \quad (3.26)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = u_\beta, \quad (3.27)$$

sustituyendo u_α en la expresión (3.24) por el término obtenido en (3.26), e igualmente u_β en (3.25) por el término obtenido en (3.27), se obtiene:

$$\frac{di_{s\alpha}(t)}{dt} = k_{pe_{i_{s\alpha}}} e_{i_{s\alpha}}(t) + \frac{di_{s\alpha}^*(t)}{dt} \quad (3.28)$$

$$\frac{di_{s\beta}(t)}{dt} = k_{pe_{i_{s\beta}}} e_{i_{s\beta}}(t) + \frac{di_{s\beta}^*(t)}{dt}, \quad (3.29)$$

pasando los términos de las corrientes a controlar $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$ a la derecha de la ecuación y realizando algunas manipulaciones matemáticas las ecuaciones se pueden escribir de la siguiente forma:

$$\frac{di_{s\alpha}^*(t)}{dt} - \frac{di_{s\alpha}(t)}{dt} = -k_{pe_{i_{s\alpha}}} e_{i_{s\alpha}}(t) \quad (3.30)$$

$$\frac{di_{s\beta}^*(t)}{dt} - \frac{di_{s\beta}(t)}{dt} = -k_{pe_{i_{s\beta}}} e_{i_{s\beta}}(t), \quad (3.31)$$

el término de la izquierda de las ecuaciones (3.30) y (3.31) relacionan la diferencia entre los valores deseados, asumidos como referencia, $i_{s\alpha}^*$ e $i_{s\beta}^*$ y la señal de entrada $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$, conocida como errores de seguimiento o actuación, por lo que podemos plantear:

$$\frac{di_{s\alpha}^*(t)}{dt} - \frac{di_{s\alpha}(t)}{dt} = \frac{de_{i_{s\alpha}}(t)}{dt} \quad (3.32)$$

$$\frac{di_{s\beta}^*(t)}{dt} - \frac{di_{s\beta}(t)}{dt} = \frac{de_{i_{s\beta}}(t)}{dt}, \quad (3.33)$$

sustituyendo (3.32) y (3.33) en (3.30) y (3.31) respectivamente, las ecuaciones se pueden escribir como sigue:

$$\frac{de_{i_{s\alpha}}(t)}{dt} = -k_{pe_{i_{s\alpha}}} e_{i_{s\alpha}}(t) \quad (3.34)$$

$$\frac{de_{i_{s\beta}}(t)}{dt} = -k_{pe_{i_{s\beta}}} e_{i_{s\beta}}(t), \quad (3.35)$$

La solución a las ecuaciones diferenciales (3.34) y (3.35) es una función exponencial, de forma tal que su derivada es la misma función, obteniendo el siguiente resultado:

$$e_{i_{s\alpha}}(t) = e^{-k_{pe_{i_{s\alpha}}} e_{i_{s\alpha}}(t)} = \frac{1}{e^{k_{pe_{i_{s\alpha}}} e_{i_{s\alpha}}(t)}} \quad (3.36)$$

$$e_{i_{s\beta}}(t) = e^{-k_{pe_{i_{s\beta}}} e_{i_{s\beta}}(t)} = \frac{1}{e^{k_{pe_{i_{s\beta}}} e_{i_{s\beta}}(t)}}. \quad (3.37)$$

Se puede concluir que con la estrategia de control con acción proporcional más el agregado de la derivada de la corriente de referencia la señal de error tiende a cero exponencialmente.

El sistema de control utilizando esta propuesta de estrategia de control se puede representar como muestra la Figura 3.13.

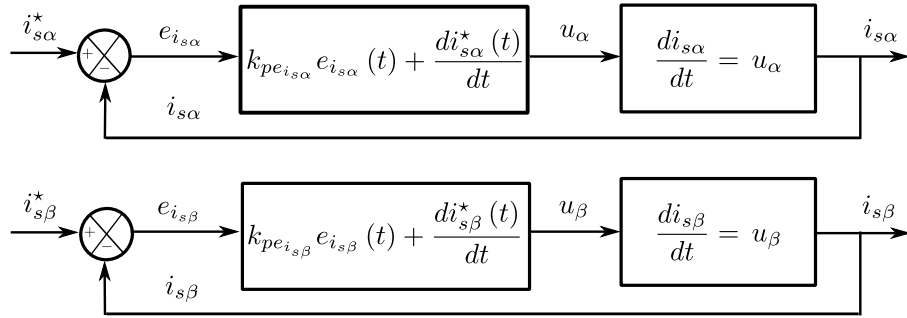


Figura 3.13: Diagrama de bloques del sistema de control utilizando estrategia de control con acción proporcional mas la derivada de la corriente de referencia.

Como se explico en la estrategia de control utilizando la linealización exacta u_{α} y u_{β} se consideran entradas ficticias, son un artificio matemático. Igualmente en esta estrategia de control se pueden obtener las entradas, o señales reales para controlar el generador de pulsos del VSC, a partir de (3.15) y de (3.16), obteniendo:

$$\eta_{\alpha} = \frac{Lu_{\alpha} + Ri_{s\alpha} + v_{s\alpha}}{v_{dc}} \quad (3.38)$$

$$\eta_{\beta} = \frac{Lu_{\beta} + Ri_{s\beta} + v_{s\beta}}{v_{dc}} \quad (3.39)$$

3.3 Estrategia de control de la tensión del bus de continua

En la sección anterior se realizó el control de las corrientes del lado de la red con el modelo promediado en coordenadas $\alpha\beta$, $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$. Para ello se consideró que el bus de continua tenía una tensión constante, por tanto, para lograr este objetivo debe existir una fuente de corriente continua que mantenga el condensador cargado, aún cuando en la parte AC se inyecte o consuma energía de la red.

En esta sección se considera que el bus de continua no mantiene un valor fijo, y, por tanto, no existe otro sistema que aporte corriente para mantener su tensión. En este caso, el propio VSC debe controlar la misma. El sistema considerado se muestra en la Figura 3.14

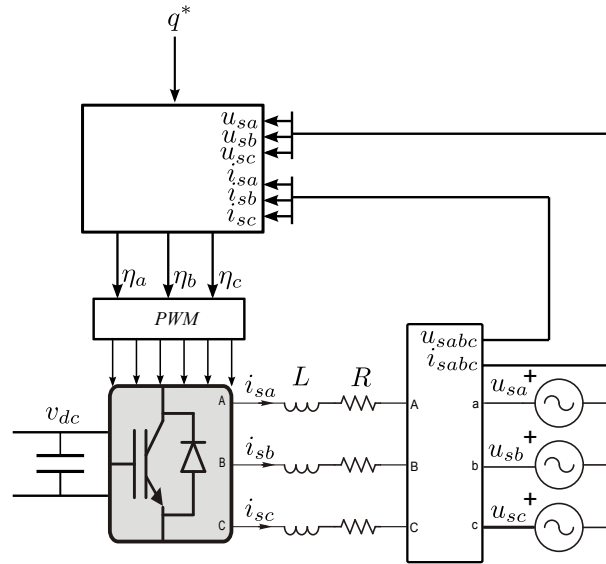
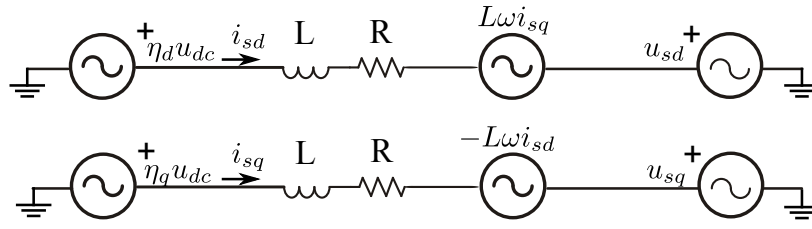


Figura 3.14: Modelo del VSC con el bloque de control de corrientes y tensión DC.

Con este objetivo, en este trabajo, se presenta en la sección 3.3.2 con el modelo promediado en el sistema de referencia dq , la estrategia de control con control proporcional integral (PI) a través de la acción de i_{sq} , y en la sección 3.3.3 con el modelo promediado en $\alpha\beta$, la estrategia de control con controlador proporcional-integral (PI), que consiste en controlar la tensión del bus de continua a través de la potencia activa.

3.3.1 Control de v_{dc} en el sistema de referencia dq

Las ecuaciones que representan la dinámica del modelo del VSC en el sistema dq , (2.83)-(2.85), permiten obtener las relaciones entre las entradas y las salidas a controlar. Este modelo puede ser representado de la siguiente forma:

Figura 3.15: Modelo del VSC en dq .

Si consideramos en este sistema que, se pueden despreciar las caídas de tensión en la resistencia y la inductancia ($R \ll 1$ y $L \ll 1$), se puede plantear que:

$$\begin{aligned}\eta_d u_{dc} &\cong u_{sd} \\ \eta_q u_{dc} &\cong u_{sq}.\end{aligned}\tag{3.40}$$

En este sistema de referencia, la dinámica del VSC es acoplada, de manera que al modificar una salida, transitoriamente, se modifica la otra. Por ejemplo, el hecho de variar la referencia de i_{sd} hace que varíe transitoriamente v_{dc} algo que se puede evitar.

En este caso, ya no es posible controlar la inyección de activa y reactiva de manera arbitraria. Esto es así puesto que la potencia activa depende de la energía necesaria por el controlador para mantener la tensión del bus de continua en el valor de referencia.

Si se considera el eje q de la tensión del sistema como referencia en la transformada de Park, se obtiene que la tensión $v_{sd} = 0$, lo que provoca que el termino $\eta_d v_{dc} = 0$ y por tanto $\eta_d = 0$.

La ecuación que modela la dinámica del bus de continua en el sistema $d-q$ quedó expresada de la siguiente forma:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \left(-\frac{3}{2} (\eta_d i_{sd} + \eta_q i_{sq}) \right),\tag{3.41}$$

al ser $\eta_d = 0$, la ecuación 3.41 queda formulada:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} \cong \frac{1}{C} \left(-\frac{3}{2} \eta_q i_{sq} \right),\tag{3.42}$$

luego queda demostrado que la tensión del bus de continua v_{dc} , depende principalmente de la corriente i_{sq} .

Este resultado de que, el peso de la tensión del bus de continua recae sobre la componente q produce un interesante desacople en la inyección de potencias activa y reactiva demandada por el convertidor. Se puede manejar potencia activa y reactiva de forma independiente. Este resultado se corrobora en las siguientes expresiones obtenidas de p y q :

$$p \cong \frac{3}{2} u_{sq} i_{sq} \quad (3.43)$$

$$q \cong -\frac{3}{2} u_{sq} i_{sd}, \quad (3.44)$$

por lo tanto, la potencia activa demandada por el convertidor, con vistas a mantener la tensión DC en un nivel deseado, estará dada por la acción de i_{sq} , mientras que i_{sd} es proporcional a la inyección de potencia reactiva deseada.

3.3.1.1 Control proporcional integral (PI)

El siguiente paso es diseñar un algoritmo o diagrama de control para mantener la tensión del condensador del bus de continua constante, considerando la conclusión de la sección anterior de que, i_{sq} está directamente relacionada con la tensión v_{sd} .

En este trabajo se plantea una estrategia de control de la tensión del bus de continua v_{dc} , controlando i_{sq} (i_{sq}^*), utilizando un controlador proporcional integral (PI), que se puede formular como sigue:

$$i_{sq}^* = -k_{pv_{dc}} (v_{dc}^* - v_{dc}) + k_{iv_{dc}} \int_0^t (v_{dc}^* - v_{dc}) dt, \quad (3.45)$$

donde:

v_{dc}^* : tensión del bus de continua de referencia (deseada).

v_{dc} : tensión del bus de continua medida.

i_{sq}^* : corriente de referencia del eje q .

Expresando la ecuación diferencial (3.42) en el dominio de Laplace e introduciéndola en un lazo de control en el que se toma como variables de entrada i_{sq}^* y de salida v_{dc} , se obtiene el diagrama de bloques de la Figura 3.16.

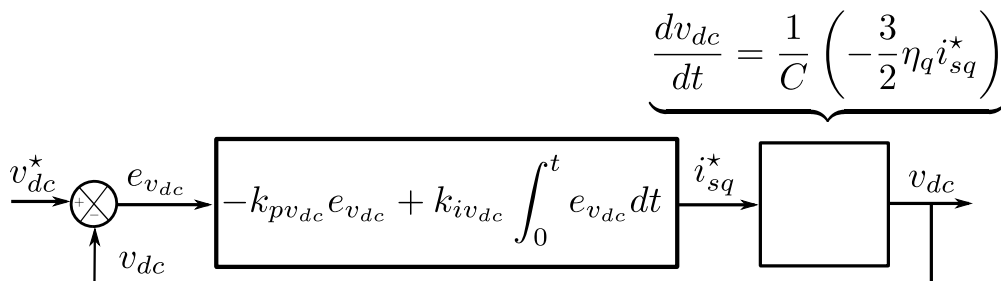


Figura 3.16: Diagrama de bloques del control de v_{dc} en dq utilizando controlador PI.

La referencia de corriente i_{sq}^* es la que deberán seguir los controladores diseñados para el control de corrientes del lado de red.

3.3.2 Control de v_{dc} en el sistema de referencia $\alpha\beta$

El modelo promediado en coordenadas $\alpha\beta$ que representa la dinámica del VSC, se obtuvo en la sección 2.3.3.2, expresado en las ecuaciones (2.71)-(2.72) y puede ser representado según muestra la Figura 3.17

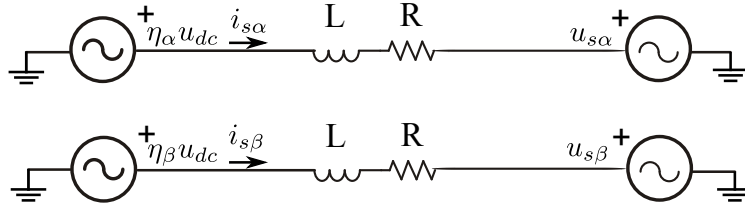


Figura 3.17: Modelo del VSC en $\alpha\beta$.

Si consideramos en este sistema, al igual que hicimos en el modelo en $d-q$ que, se pueden despreciar las caídas de tensión en la resistencia y la inductancia ($R \ll 1$ y $L \ll 1$), se obtiene:

$$\eta_\alpha v_{dc} \cong v_{s\alpha} \quad (3.46)$$

$$\eta_\beta v_{dc} \cong v_{s\beta}$$

La dinámica del bus de continua en este sistema de referencia fue modelada por la ecuación siguiente:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (\eta_\alpha i_{s\alpha} + \eta_\beta i_{s\beta}), \quad (3.47)$$

Si bien, al aplicar la Transformada de Clark a un sistema trifásico que varía sinusoidalmente en el tiempo, se reduce el número de variables, las magnitudes en el nuevo sistema de referencia $\alpha\beta$ varían también sinusoidalmente en el tiempo.

Esto nos lleva a plantear que, la tensión del bus de continua v_{dc} , según la ecuación (3.47), depende de las corrientes $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$.

Por otro lado, en la sección 3.2.4.1 se presentó la formulación de la potencia activa instantánea, expresada por la siguiente ecuación:

$$p = v_{s\alpha} i_{s\alpha} + v_{s\beta} i_{s\beta}, \quad (3.48)$$

pudiéndose afirmar que el primer termino de (3.48) es la potencia activa en el eje α y el segundo termino de dicha ecuación es la potencia activa en el eje β .

Conociendo que en la parte del bus de continua solo fluye potencia activa p , y según el balance de energía $p_{dc} = p_{ac}$:

$$v_{dc} C \frac{dv_{dc}}{dt} = v_{s\alpha} i_{s\alpha} + v_{s\beta} i_{s\beta}, \quad (3.49)$$

podemos decir que, para mantener la tensión del bus de continua DC en un nivel deseado, se debe actuar sobre la potencia activa deseada (p^*).

Por tanto, podemos concluir que, el bus de continua depende de la potencia activa y de la inyección de corriente en el bus de DC, por lo que la tensión DC ha de ser controlada a través de la potencia activa demandada por el convertidor (p^*).

3.3.2.1 Control proporcional integral (PI)

La tensión del bus de continua v_{dc} depende del equilibrio entre la corriente DC de la PMSM-Rectificador, y la corriente DC del convertidor del lado de red. Como el rectificador no se puede controlar, el control se implementa a través de la salida de potencia activa del convertidor del lado de red.

Para obtener la tensión deseada v_{dc} se puede instrumentar una estrategia de control con un controlador de acción proporcional integral (PI), el cual puede ser propuesto, según la formulación matemática siguiente:

$$p^* = -k_{pv_{dc}} (v_{dc}^* - v_{dc}) + k_{iv_{dc}} \int_0^t (v_{dc}^* - v_{dc}) dt, \quad (3.50)$$

donde:

v_{dc}^* : tensión del bus de continua de referencia (deseada).

v_{dc} : tensión del bus de continua medida.

p^* : potencia activa de referencia.

Si se toma como variable de entrada la potencia activa que demanda el VSC (p^*) y de salida la tensión del bus de continua v_{dc} e introduciéndolas en un lazo de control, con controlador PI, se puede plantear el siguiente diagrama de bloques que se representa en la Figura 3.18.

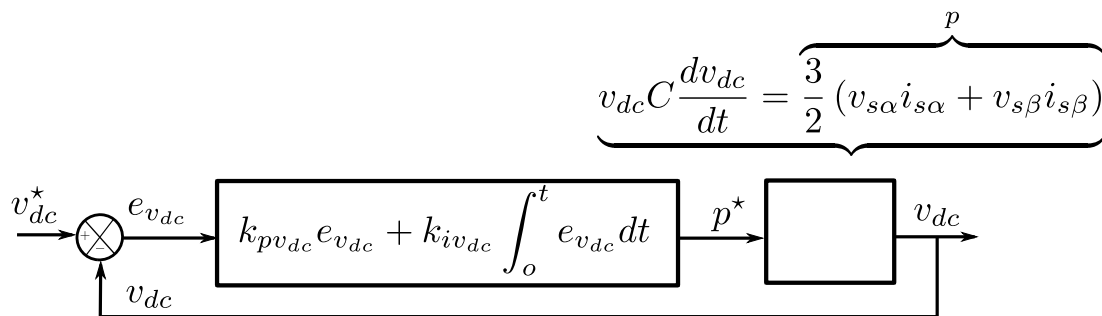


Figura 3.18: Diagrama de bloques del control de v_{dc} en $\alpha\beta$ utilizando controlador PI.

La referencia de potencia p^* es la que entrará al sistema de control, y se utilizará para obtener

las corrientes de referencia $i_{s\alpha}^*$ e $i_{s\beta}^*$ que son las que deben seguir los controladores diseñados para el control de corrientes del lado de red.

3.4 Estrategia de control de la velocidad

El sistema considerado en este trabajo PMSM-Rectificador-VSC permite inyectar una potencia distinta a la que aporta el viento, lo que hace que la velocidad de las masas rotantes varíe. En estado estacionario es deseable que la velocidad sea la óptima para asegurar la máxima eficiencia en la conversión de la energía del viento a energía eléctrica.

En la sección 2.2.1 del Capítulo 2 se presentó el modelo aerodinámico de la turbina, planteando que la energía generada por la turbina P_m es modelada por (2.6), donde está el término C_p , que es el coeficiente de potencia, que determina la eficiencia de la turbina que, a su vez, es una función del coeficiente de velocidad específica (λ) y el ángulo de pala (β). Esta relación suele ser proporcionada por el fabricante de la turbina en forma de un conjunto de curvas adimensionales.

El coeficiente velocidad específica λ se define por (2.5), donde se incluye el parámetro ω_t , que es la velocidad de la turbina. Esta expresión nos permite plantear que para una velocidad de viento dada, existe un valor de λ óptimo (λ_{opt}), para el cual se puede obtener la velocidad de rotación óptima de la turbina ($\omega_{t,opt}$), la cual genera máxima potencia, $P_m = P_{m,opt}$.

La estrategia de control que se adopta en las turbinas de velocidad variable es la de ajustar la velocidad mecánica del rotor, y así poder maximizar la captura de energía manteniendo C_p en su valor máximo $C_{p,max}$. Este valor se obtiene para una determinada relación de velocidad específica λ_{opt} .

De esta forma, para velocidades del viento inferiores a la velocidad nominal, la estrategia de control se basa en controlar la velocidad de la turbina para que ésta se mantenga en su valor nominal, conservando también el ángulo de pala en su posición óptima. Para velocidad del viento superior a la velocidad nominal, la estrategia de control se basa en limitar la potencia, variando el ángulo de pala con el fin de reducir el coeficiente de potencia C_p y mantener la potencia constante en su valor nominal. El inconveniente de esta estrategia es la complejidad en su implementación.

Por tal motivo en este trabajo, se asume el control de la velocidad de rotación del rotor a partir de variables eléctricas, en este caso, la tensión del bus de corriente continua se utiliza como variable de control para maximizar la potencia extraída del viento [35].

La sección se organiza de la siguiente manera. En primer lugar en el apartado 3.4.2 se presenta la estrategia de control de la velocidad de la turbina a través de la tensión del bus DC, y en 3.4.3 se presenta el diseño de controlador proporcional integral.

El esquema del modelo del WECS con el bloque de control para este propósito se muestra en la Figura 3.19.

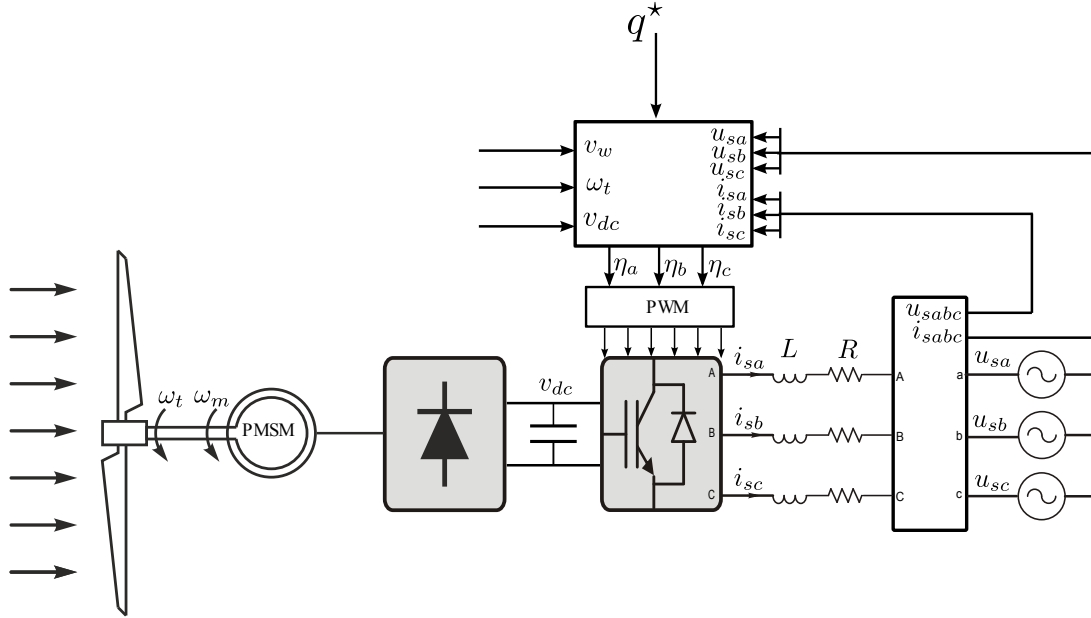


Figura 3.19: Modelo del WECS con bloque de control.

3.4.1 Estrategia de control de la velocidad a partir de la tensión del bus de continua

En el apartado anterior se planteó que la potencia mecánica extraída del viento se puede obtener utilizando la expresión (3.51).

$$p_w^{pu} = K_p c_p^{pu} (\nu_w^{pu})^3, \quad (3.51)$$

donde k_p es igual a k_{opt} , y c_p^{pu} depende de los parámetros aerodinámicos y la velocidad de rotación de la turbina.

$$c_p^{pu} = f(\omega_t, \nu_w). \quad (3.52)$$

La curva que representa la potencia extraída frente a la velocidad rotacional para diferentes velocidades de viento se muestra en la Figura 3.20. La potencia extraída del viento depende no sólo de la velocidad del viento, sino también de la velocidad de la turbina.

Por otra parte, la velocidad de rotación en este WECS depende de la la producción de energía eléctrica (P_e) y esta potencia depende de la tensión DC (v_{dc}) como se muestra en la Figura 3.21.

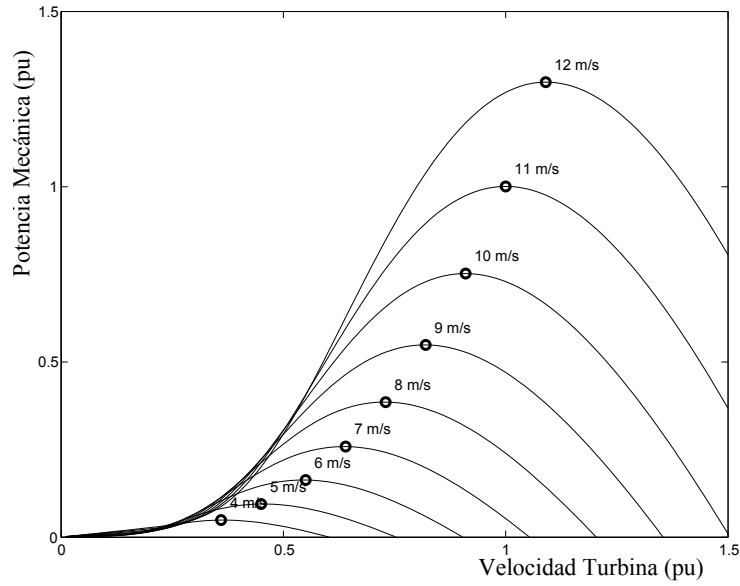


Figura 3.20: Potencia mecánica (pu) frente a Velocidad de la turbina (pu) para diferentes velocidades de viento (m/s).

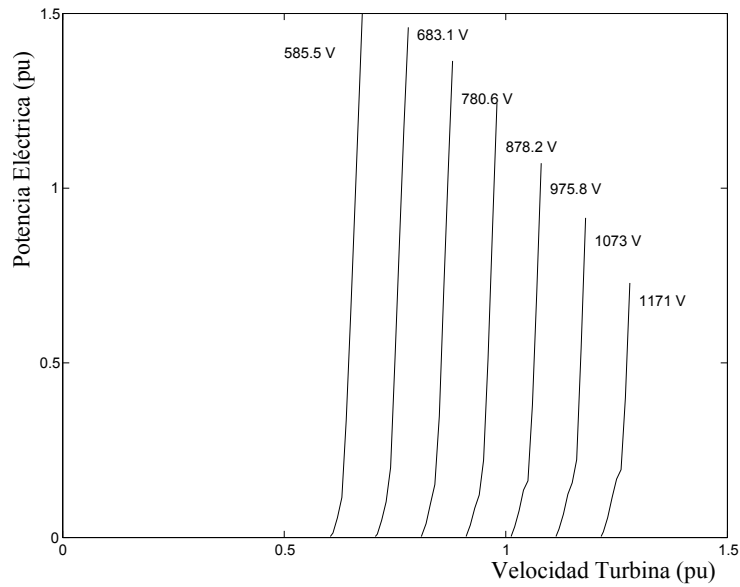


Figura 3.21: Potencia eléctrica (pu) frente a Velocidad de la turbina (pu) para diferentes tensiones DC (V).

Considerando que la potencia mecánica de salida es similar a la potencia eléctrica ,

$$p_w^{pu} \approx p_e^{pu} \approx p_{dc}^{pu},$$

es posible controlar la velocidad de rotación de la turbina mediante el control de la tensión *DC*. Por lo tanto superponiendo la Figura 3.20 y la Figura 3.21 como se representa en la Figura 3.22, es posible obtener la tensión del bus de continua v_{dc} requerida para una velocidad dada del viento, con el fin de que la turbina gire a una velocidad deseada.

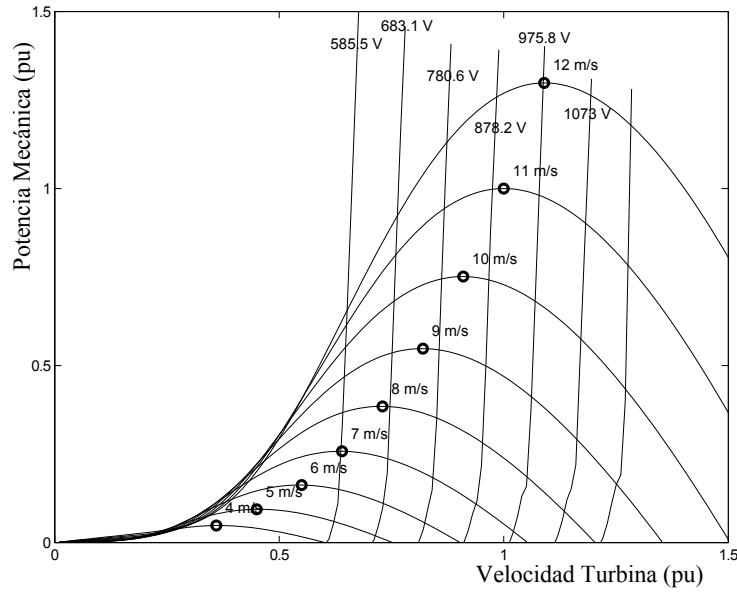


Figura 3.22: Potencia mecánica (pu) frente a Velocidad de la Turbina (pu) para diferentes velocidades de viento (m/s) y tensiones DC (V).

La estrategia de control que se propone es la siguiente:

1. Velocidad del viento inferior a la velocidad nominal.

Si se desea la extracción máxima de potencia la velocidad de la turbina debe ser la óptima. La relación entre la velocidad del viento ν_w y la velocidad de rotación óptima de la turbina puede ser simplificada según la expresión siguiente:

$$\omega_t^* = \frac{\nu_w}{V_w} \Omega_t, \quad (3.53)$$

donde V_w es la velocidad del viento y Ω_t es la velocidad de rotación nominal. En este caso la velocidad de rotación depende de la velocidad del viento y la tensión DC v_{dc} como se muestra en la Figura 3.21.

En este trabajo se propone controlar la tensión DC con el convertidor (VSC) del lado de red con el fin de controlar la velocidad de rotación. Por lo tanto, la velocidad es controlada con el fin de obtener la máxima potencia para una velocidad de viento dada.

2. Velocidad del viento superior a la velocidad nominal.

En el caso de que la velocidad del viento es superior a la nominal, es conveniente disminuir la velocidad con el fin de disminuir la potencia obtenida del viento. La siguiente ecuación expresa la relación entre la velocidad del viento y la velocidad de rotación

deseada.

$$\omega_t^* = \left(a \left(\left(\frac{V_w}{V_w} \right)^b + c \right) \right) \Omega_t, \quad (3.54)$$

donde los parámetros a , b and c se obtienen de la curva de la Figura 3.20.

Con esta velocidad de rotación de referencia la potencia obtenida del viento es la nominal para cada velocidad del viento.

3.4.2 Control proporcional integral (PI)

Como se explicó en el apartado anterior, en este trabajo se asume que la velocidad de rotación se controla a través de la tensión del bus de continua v_{dc} , con el objetivo de obtener la máxima eficiencia en la conversión de energía del viento en energía eléctrica.

Por tal motivo, se propone controlar la velocidad, por medio de un controlador Proporcional-Integral (PI). Este PI tiene en cuenta la diferencia de velocidad entre la de referencia y la real y determina una tensión DC de referencia v_{dc}^* a seguir por el controlador PI propuesto para controlar la tensión DC en el apartado 3.3.3.1.

La formulación matemática es como sigue:

$$v_{dc}^* = K_{p\omega} (\omega_t^* - \omega_t) + K_{i\omega} \int (\omega_t^* - \omega_t) dt. \quad (3.55)$$

donde:

$$e_\omega = \omega_t^* - \omega_t \quad (3.56)$$

es el error entre la velocidad deseada y la real o medida. Las ganancias $K_{p\omega}$ y $K_{i\omega}$ deben ser escogidas de manera de obtener la respuesta más rápida, garantizando estabilidad.

La relación entre la velocidad de rotación y el voltaje DC es fácil de encontrar en teoría como en [47]. En este caso es posible definir una referencia de voltaje DC directamente de la velocidad de referencia del rotor, ω_t^* . Con este planteamiento, una medida de la velocidad no es necesaria, pues

$$v_{dc}^* = K_{dc} \omega_t^*, \quad (3.57)$$

donde

$$K_{dc} = \sqrt{3} \Lambda N_r, \quad (3.58)$$

donde N_r es el número de pares de polos y Λ es el flujo magnético del rotor de la PMSM.

Si se toma como variable de entrada la tensión DC v_{dc}^* y de salida la velocidad de la turbina ω_t e introduciéndolas en un lazo de control, con controlador PI, se puede plantear el siguiente diagrama de bloques que se muestra en la Figura 3.23.

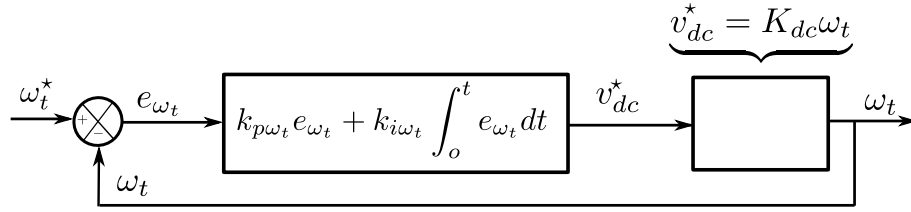


Figura 3.23: Diagrama de bloques del control de ω_t utilizando controlador PI.

3.5 Estrategia de control global del WECS

Hasta ahora, se ha presentado la estrategia de control para el seguimiento de las corrientes de referencia bajo la consideración de que la tensión del bus de continua, v_{dc} , se mantenía constante. Posteriormente se asumió que al no existir un elemento externo que mantenga o controle la tensión DC , v_{dc} , es el propio controlador del VSC el que se debe hacer cargo.

En 3.4 se ha remarcado que la potencia activa viene impuesta por la potencia transferida del viento al WECS, siendo el objetivo del controlador en estado estacionario obtener la mayor eficiencia en la transferencia de energía del viento y esa eficiencia será alcanzada a través del control de velocidad de la turbina, ω_t , en lugar del control de la potencia activa.

Para lograr este objetivo, la estrategia de control global en este trabajo se diseña por medio de un lazo de control para controlar ω_t , a través de v_{dc} y a su vez, el control de v_{dc} se realiza a través de la potencia activa demandada por el VSC.

3.5.1 Control de las corrientes del lado de red, tensión del bus de continua y velocidad de la turbina

Para dar respuesta al objetivo planteado se diseñó en un bloque el control de la velocidad ω_t y tensión DC v_{dc} a partir de los resultados planteados en las secciones 3.3 y 3.4. El control de la velocidad ω_t se realiza a través de la tensión DC v_{dc} y el control de la tensión del bus de continua v_{dc} a través de la potencia activa demandada por el convertidor (p^*).

La tensión DC depende del equilibrio entre la corriente continua del lado PMSM-Rectificador y la corriente continua del lado del VSC. Al no ser controlado el rectificador, el control se lleva a cabo a través de la potencia activa demandada por el VSC.

Para instrumentar esta estrategia se toma como variable de entrada la referencia de potencia p^* , y como variable de salida la tensión DC v_{dc} , y es representada en la Figura 3.24. La referencia de potencia p^* es la que entrará a la planta, o sistema de control, y se utilizará para obtener las corrientes de referencia $i_{s\alpha}^*$ e $i_{s\beta}^*$, que son las que deben seguir los controladores

diseñados en 3.2.5, para el control de las corrientes del lado de red.

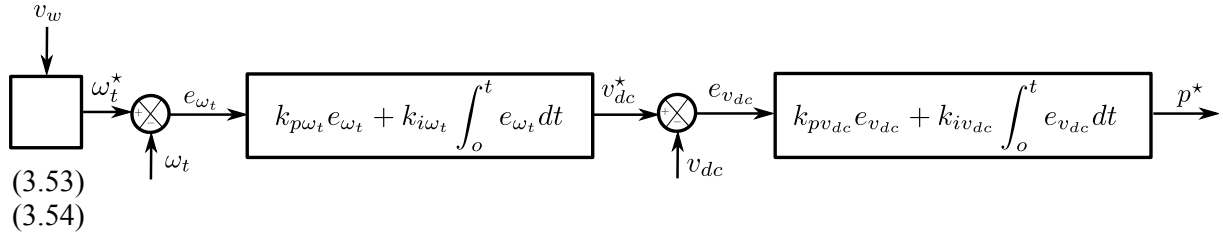


Figura 3.24: Diagrama de bloques del control de ω_t y tensión DC v_{dc} utilizando controlador PI.

La Figura 3.25 muestra la estrategia de control global diseñada para el WECS propuesto en este trabajo, operando bajo régimen equilibrado.

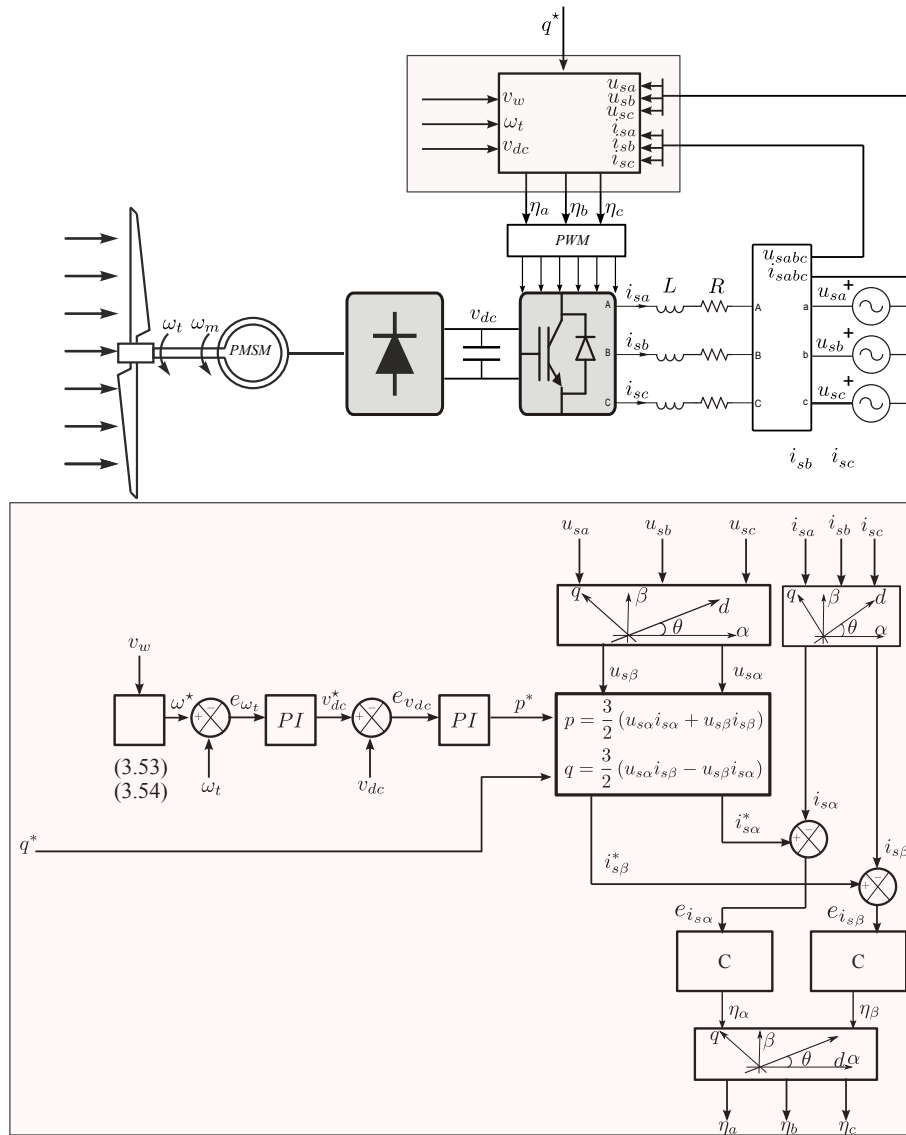


Figura 3.25: Diagrama de bloques de la estrategia de control global del WECS trabajando en régimen equilibrado.

Capítulo 4

Análisis del WECS ante desequilibrios en la red eléctrica

Hasta ahora, tanto para el modelado del sistema como para la deducción de las distintas técnicas de control en los capítulos precedentes, se ha considerado que el sistema funciona en condiciones normales, esto es, la red eléctrica se considera como un sistema trifásico equilibrado. Esto implica que los fasores de las variables del sistema describan circunferencias alrededor del origen del plano $\alpha\beta$ a la frecuencia de la red. Sin embargo, esta situación ideal de funcionamiento se ve alterada circunstancialmente por fallos en el sistema eléctrico. La respuesta del algoritmo de control ya no es la esperada y, dependiendo del tipo de fallo y de su magnitud, dicha respuesta puede no ser admisible por el sistema.

En este capítulo se presenta una modificación de la estrategia de control del WECS que permite cumplir los requisitos del operador del sistema en condiciones de desequilibrio de las tensiones de la red. Esta modificación mantiene la filosofía de control de las corrientes que circulan en la parte de corriente alterna del convertidor como medio para controlar el flujo de potencia intercambiado con la red.

4.1 Introducción

Los principales problemas del sistema eléctrico, tanto para las cargas como para los generadores, son las variaciones de la tensión en la red [48]. Estas perturbaciones pueden provocar el mal funcionamiento de los dispositivos así como la desconexión de plantas generadoras, con el consecuente riesgo de inestabilidad para todo el sistema. Un ejemplo claro se encuentra en los parques eólicos. El incremento de la potencia de origen eólico generada hace al sistema más sensible a la desconexión no programada de estos sistemas de generación. Esto exige un incremento en sus requisitos de conexión, ya que la pérdida de la potencia eólica en la red supone un porcentaje suficientemente elevado como para inestabilizar el sistema.

A este respecto se han aprobado nuevos procedimientos de operación que incrementan los requisitos de los parques eólicos para mantenerse conectados ante fallos en la red [49]. En cualquier caso, el convertidor electrónico, como los que se emplean en los modernos aerogeneradores de velocidad variable, puede ser usado para mitigar los efectos de las faltas en la red, ya que introduce la flexibilidad necesaria entre el sistema y la planta de generación (o la carga).

En la actualidad hay numerosas estrategias de control del convertidor para afrontar los problemas en la red. Generalmente tratan de eliminar la oscilación en la tensión del enlace de continua [50, 51] que se produce a causa de la secuencia inversa de tensión, como se verá más adelante. Estas oscilaciones de la tensión continua afectan al funcionamiento del convertidor y se deben reducir. No obstante, este es un problema para el convertidor y no para la red. Desde el punto de vista del sistema eléctrico el convertidor se puede considerar como una fuente de intensidad, de forma que el principal requisito será una alta calidad de la intensidad (sinusoidal y equilibrada), independientemente de la tensión del enlace de continua. Muchos autores han utilizado técnicas de control vectorial con orientación del fasor de tensión (VOC, del inglés *Voltage Oriented Control*) o con orientación al fasor de un flujo virtual (VFOC, del inglés *Virtual Flux Oriented Control*) para controlar las intensidades, bien directamente [52, 53], bien separando la intensidad en sus componentes de secuencia directa e inversa y aplicando un control dual de ambas [54, 55, 56].

También ha habido propuestas de control directo de potencia ante perturbaciones en la red. En [57] se propone un Control Directo de Potencia aplicado a un convertidor utilizado como un DSTATCOM para mitigar el efecto de flicker (variación lenta del módulo de la tensión) en la red debido a un horno de arco eléctrico, lográndose así una potencia instantánea constante en la red.

Para generar la referencia de potencia se utiliza un filtro paso-bajo para eliminar las oscilaciones debidas a la carga no lineal. Otra propuesta se encuentra en [58], donde se presenta un Control Directo de Potencia a frecuencia constante aplicado a un rectificador con modulación del ancho del pulso (PWM). Los controladores utilizados son del tipo proporcional integral (PI), lo que rompe con la filosofía de control directo. Nuevamente se usa un filtro paso-bajo para calcular las referencias ante desequilibrios en la tensión de la red. Se verá posteriormente que estas propuestas se alejan de los objetivos y de los métodos empleados en este trabajo y que se presentan en este capítulo.

En la sección 4.2 se describen brevemente las perturbaciones más comunes de la red eléctrica y las consecuencias que tienen sobre las variables del sistema. En la sección 4.3 se presentan los métodos utilizados para la determinación de la posición del fasor de tensión de la red y la extracción de las secuencias directa e inversa. En la sección 4.4 se desarrolla la estrategia de control diseñada en este trabajo frente a desequilibrios en la red.

4.2 Perturbaciones en la red eléctrica

Desde hace ya unas décadas, cuando se habla de perturbaciones en la red eléctrica se hace referencia al término *Power Quality*, que se refiere a la calidad de la energía en el sistema eléctrico. Esta calidad de la energía se refiere al carácter sinusoidal puro de las ondas de tensión e intensidad que circulan por la red. La red eléctrica sólo es responsable de mantener la calidad exigida en la tensión, pero no tiene control sobre la intensidad que absorban las cargas conectadas al sistema eléctrico. Sin embargo, estas intensidades, si se alejan de las características requeridas por el sistema (carácter sinusoidal, equilibrio, frecuencia, etcétera), pueden provocar perturbaciones en las tensiones tales como [59]:

- huecos debidos a cortocircuitos.
- picos de tensión debidos al impacto de descargas atmosféricas.
- distorsión en la tensión debido a cargas no lineales que producen armónicos en la intensidad.

La causa más común de fallos en la red son los cortocircuitos. Estos dan lugar a huecos de tensión, que son disminuciones de corta duración del valor eficaz de la tensión. Los huecos de tensión son uno de los principales problemas en el sistema eléctrico [59]. Se clasifican en cuatro

tipos en función del tipo de falta que los provoque [60]: tipo A, causado por faltas trifásicas; tipo B, causado por faltas monofásicas, y tipos C y D, causados por faltas bifásicas. Los fasores del sistema trifásico de tensiones para cada uno de estos tipos se muestran en la Figura 4.1.

Aunque, en general, los más severos son los trifásicos, los más comunes son los tipos B, C y D que, además, causan desequilibrio de las tensiones. Este desequilibrio es analizado generalmente por medio de la descomposición en redes de secuencia [61].

En las siguientes secciones se verán las consecuencias que tiene sobre el control y la solución adoptada para el caso de la estrategia de control del WECS en este trabajo.

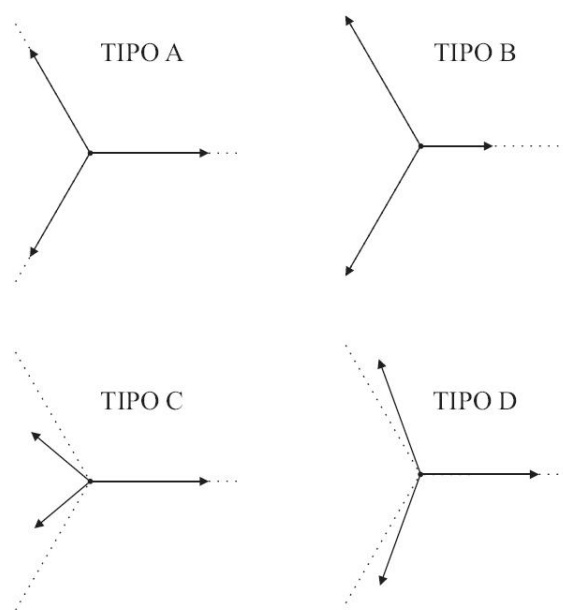


Figura 4.1: Clasificación de los distintos tipos de huecos.

4.3 Descomposición en redes de secuencia

En la sección anterior se hizo un resumen de las perturbaciones más comunes en la red eléctrica. Las faltas monofásicas o entre fases son las más comunes y producen desequilibrio en las tensiones de la red. Este desequilibrio suele ser tratado mediante la descomposición en redes de secuencia (directa e inversa). Además, también es necesario calcular el ángulo de la componente directa de la tensión de la red para realizar el control. Este cálculo se realiza con un PLL (del inglés *Phase Locked Loop*), que es una técnica de seguimiento de la fase de una señal. Para la descomposición en redes de secuencia se encuentran varios algoritmos en la literatura técnica. En este trabajo se propone, además, un nuevo algoritmo muy efectivo para su aplicación en tiempo real, llamado observador de secuencia.

4.3.1 Componentes simétricas

En 1918, C. L. Fortescue probó que un sistema desequilibrado de n fasores se puede descomponer en n sistemas equilibrados llamados componentes simétricas [62]. Para el caso de un sistema trifásico desequilibrado, la descomposición da lugar a las llamadas secuencias directa, inversa y homopolar [63]. La secuencia directa $\bar{v}_1$ está formada por fasores de la misma amplitud, desfasados 120° y con la misma secuencia de fases que el sistema original. La secuencia inversa $\bar{v}_2$ está formada por fasores de la misma amplitud (aunque en general distinta a la de la secuencia directa), desfasados 120° y con una secuencia de fases opuesta a la de los fasores originales. La secuencia homopolar $\bar{v}_0$ está formada por fasores de la misma amplitud y en fase. Así, haciendo uso del operador $\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$, se puede descomponer un sistema trifásico desequilibrado según:

$$\begin{pmatrix} \bar{v}_0 \\ \bar{v}_1 \\ \bar{v}_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \bar{a} & \bar{a}^2 \\ 1 & \bar{a}^2 & \bar{a} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

El caso considerado en este trabajo, se conecta a una red que tiene el neutro aislado. Esto implica que $i_a + i_b + i_c = 0$, que da lugar a que también se cumpla que $v_a + v_b + v_c = 0$. Así, según (4.1), no habrá secuencia homopolar en las tensiones, aun en caso de desequilibrio [64]. En la Figura 4.2 se representa la descomposición de un sistema desequilibrado en sus componentes simétricas, sin componentes homopolares.

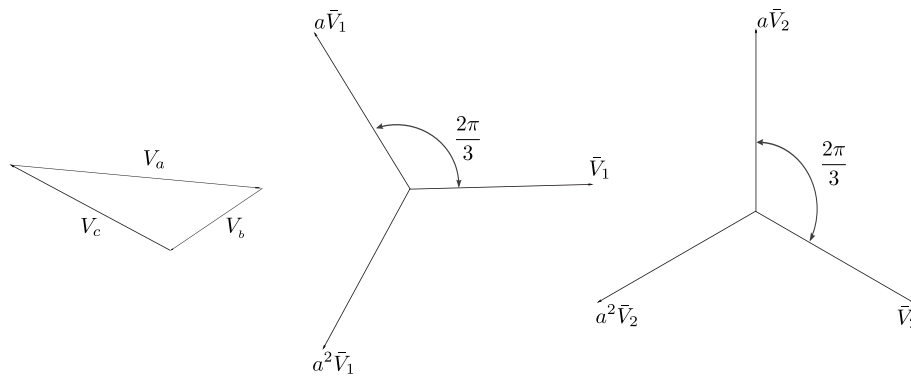


Figura 4.2: Descomposición de un sistema trifásico desequilibrado en sus componentes simétricas.

Como las tensiones medidas serán tensiones compuestas, vamos a expresar las ecuaciones de $\bar{v}_1$ y $\bar{v}_2$ en función de v_{ab} y v_{ca} . A partir de (4.1) se obtiene:

$$\bar{v}_1 = \frac{1}{3} (v_a + \bar{a}v_b + \bar{a}^2v_c), \quad (4.2)$$

que se puede expresar como:

$$\bar{v}_1 = \frac{1}{3} [v_a (1 + \bar{a} + \bar{a}^2) - \bar{a} (v_a - v_b) + \bar{a}^2 (v_c - v_a)] . \quad (4.3)$$

Como $1 + \bar{a} + \bar{a}^2 = 0$ y $v_{ab} = (v_a - v_b)$ y $v_{ca} = (v_c - v_a)$, resulta,

$$\bar{v}_1 = \frac{1}{3} (\bar{a}^2 v_{ca} - \bar{a} v_{ab}) . \quad (4.4)$$

igualmente, para v_2 se obtiene,

$$\bar{v}_2 = \frac{1}{3} (\bar{a} v_{ca} - \bar{a}^2 v_{ab}) . \quad (4.5)$$

Si expresamos el fasor de la tensión en función de sus componentes simétricas resulta

$$\bar{v}_s = \bar{v}_1 e^{j\omega_1 t} + \bar{v}_2 e^{-j\omega_1 t} , \quad (4.6)$$

en la que ω_1 es la frecuencia fundamental de la red. Este resultado se puede interpretar como la superposición de dos vectores $\bar{v}_1$ y $\bar{v}_2$ de amplitud constante girando a la misma velocidad angular ω_1 en sentidos opuestos. Por lo tanto, la trayectoria de $\bar{v}_s$, suma de ambas trayectorias circulares, será una elipse, como se muestra en la Figura 5.3.

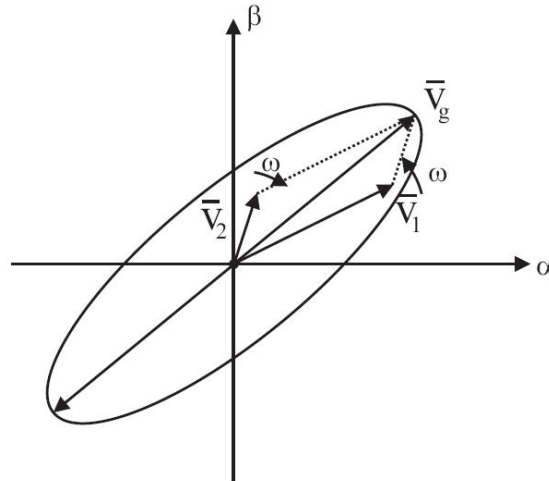


Figura 4.3: Trayectoria de los fasores de las secuencias directa e inversa.

4.3.2 Seguimiento de la fase

Las técnicas de seguimiento de fase nacen en el campo de la electrónica y las telecomunicaciones, para captar señales de una frecuencia determinada, como por ejemplo las frecuencias de emisión de la radio o la televisión. Estas técnicas se han extrapolado al campo

de la ingeniería eléctrica, para la sincronización de los sistemas de control con determinadas frecuencias fundamentales, como la frecuencia de las tensiones de la red. El principio de funcionamiento es el mismo, si bien su aplicación es algo distinta.

En la Figura 4.4 se representa el diagrama de bloques genérico de un *PLL* (del inglés Phase Lock Loop). Consta de un detector de fase, un filtro y un oscilador. El detector de fase calcula la diferencia entre las señales de referencia y de salida. Esa diferencia es procesada por el filtro, cuya salida es la referencia para el oscilador, que producirá una salida sincronizada con la señal de referencia. En el caso de los sistemas eléctricos, este diagrama se ve modificado en

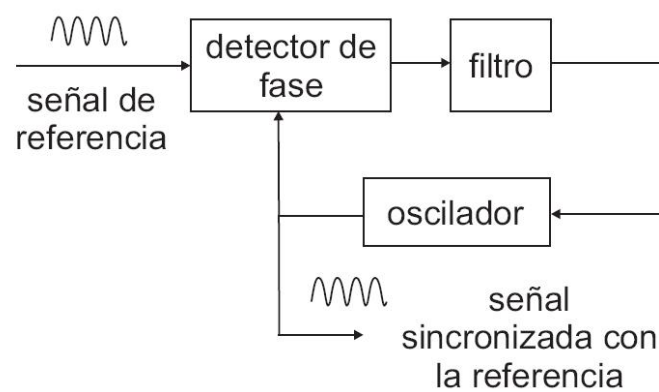


Figura 4.4: Diagrama de bloques genérico de un PLL.

función de la aplicación. En concreto, en [65], el PLL utilizado para sincronizar el control con la secuencia directa de la tensión de la red tiene la estructura que se muestra en la Figura 4.5. Este esquema se basa en las componentes dq del vector de tensión de la red [66, 67].

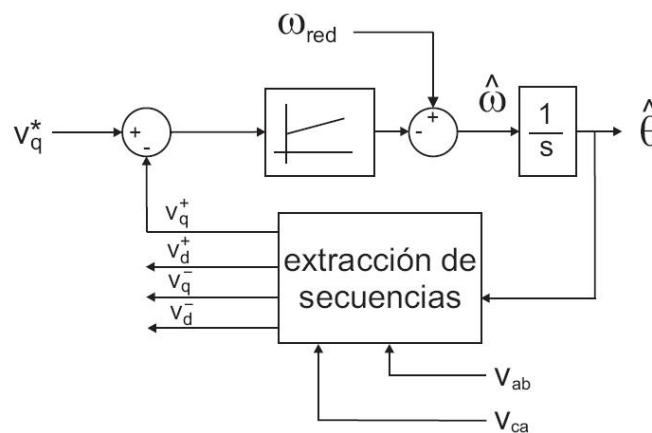


Figura 4.5: Diagrama de bloques del algoritmo de seguimiento de fase.

4.3.3 Extracción de secuencia directa e inversa

En la Figura 4.6 se muestran las componentes de eje directo y de cuadratura del fasor de tensión de la red proyectadas sobre el propio fasor de tensión (gráfica superior) y sobre el fasor de la componente directa (gráfica inferior). Se observa que la componente q es constantemente nula cuando se proyecta sobre su propio vector, como es necesario, mientras que la proyección sobre el fasor de secuencia directa presenta una oscilación en ambas componentes d y q . Dicha oscilación tiene una frecuencia doble de la fundamental de la red, como se verá a continuación.

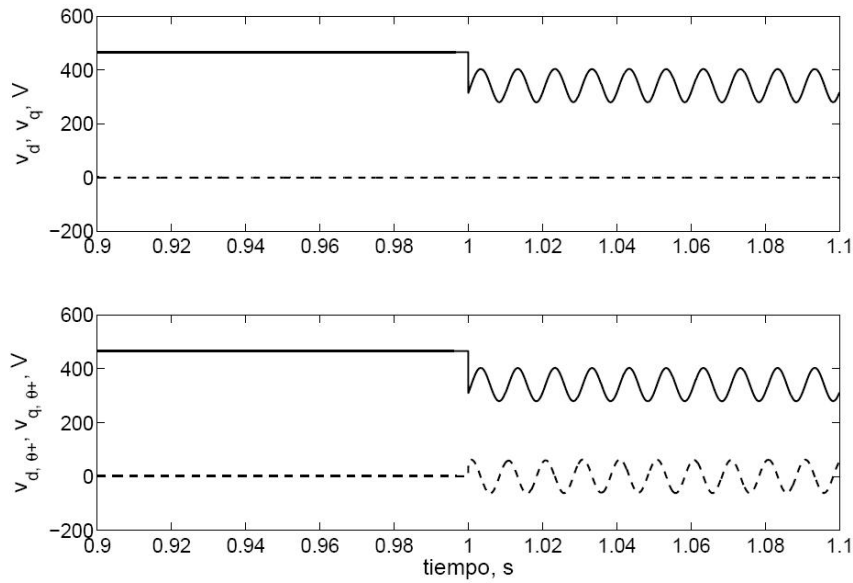


Figura 4.6: Proyección de $\bar{v}_s$ sobre si mismo y sobre los ejes de secuencia directa.

Efectivamente, proyectando 4.6 sobre un sistema de referencia ligado al vector de secuencia directa, es decir, a un sistema de referencia que gira a ω_1 , resulta:

$$\bar{v}_s e^{-j\omega_1 t} = \bar{v}_1 + \bar{v}_2 e^{-j(2\omega_1)t} = \bar{v}_{dq}^+ + \bar{v}_{dq}^-, \quad (4.7)$$

que se puede interpretar como la suma de un valor constante (componente dq de la secuencia directa, $\bar{v}_{dq}^+$) y de una oscilación superpuesta de frecuencia doble de la frecuencia fundamental de la red (componente dq de la secuencia inversa, $\bar{v}_{dq}^-$), como se muestra en la Figura 4.6.

Para la extracción de las secuencias se utilizan, básicamente, dos tipos de métodos. En el primero, conocido como DSC (del inglés *Delayed Signal Cancellation*), se desplazan las componentes $\alpha\beta$ del vector un cuarto del periodo fundamental y se restan en cuadratura para obtener la secuencia inversa, como se muestra en 4.8

$$\bar{v}_{\alpha\beta}^- = \frac{1}{2} \left(\bar{v}_{\alpha\beta}(t) - j\bar{v}_{\alpha\beta}\left(t - \frac{T}{4}\right) \right), \quad (4.8)$$

en la que $T = \frac{2\pi}{\omega_1}$. Para obtener la secuencia directa basta restar $\bar{v}_{\alpha\beta}^-$ de la tensión total, que da lugar a:

$$\bar{v}_{\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2} \left(\bar{v}_{\alpha\beta}(t) + j\bar{v}_{\alpha\beta}\left(t - \frac{T}{4}\right) \right). \quad (4.9)$$

El fundamento de este método está en la descomposición de la intensidad en sus componentes activa, reactiva e inversa, tal y como se presenta en [68].

El otro tipo de método se basa en el empleo de filtros, generalmente paso-bajo, como [65], que se basa en detectar el máximo y el mínimo de las componentes dq sobre los ejes de referencia de la secuencia directa del vector de tensión y determinar su valor medio, que será el valor de la componente de secuencia directa. La oscilación superpuesta a este valor será la componente de secuencia inversa. También se han utilizado filtros paso-banda y banda eliminada [69].

Se concluye, por tanto, que la separación del vector de tensión de la red en sus secuencias directa e inversa es posible mediante el uso de cualquiera de los algoritmos mencionados. A su vez, se usa un PLL para la sincronización del sistema con la secuencia directa, que permitirá realizar un control versátil del inversor ante desequilibrios en la red.

4.4 Estrategia de control de corrientes de secuencia positiva y negativa

Como se ha visto en las secciones anteriores, en condiciones de desequilibrio en la red se producen oscilaciones de 100Hz en las variables del sistema que afectan al control. En estos casos, el requisito del operador de la red eléctrica es inyectar corrientes sinusoidales para evitar un desequilibrio mayor en las tensiones.

La nueva estrategia de control en condiciones desequilibradas que se propone, tiene el objetivo de obtener corrientes sinusoidales a la salida del inversor, cumpliendo así los requisitos del sistema. Para ello, se propone un control de corriente que sea capaz de hacer frente a las corrientes de secuencia positiva y negativa de manera independiente, haciendo nula el término de potencia oscilatoria que surge debido al desequilibrio, que elimina la secuencia inversa de la corriente a pesar del desequilibrio en la tensión.

En el caso de analizar el control de corriente, por lo general se utiliza el sistema de referencia síncrono para establecer el problema de control. El uso de esta transformación lineal permite transformar una señal trifásica sinusoidal equilibrada en una constante, en este marco de referencia. La ventaja de este enfoque es que los algoritmos tradicionales de control se pueden

aplicar. Como contrapartida, los términos de acoplamiento en las ecuaciones que definen el problema de control aparece.

Por lo general, este inconveniente se puede superar utilizando técnicas avanzadas de control como linealización por realimentación [70] y trabajando en un sistema de referencia estacionario $\alpha\beta$, precisamente, en este trabajo, el problema del control se establece en un marco de referencia estacionario. La principal razón que motiva esta decisión es que no es necesario utilizar ningún sistema de sincronización, tales como el bucle de seguimiento de fase (*PLL*). Sin embargo, las técnicas especiales de control para hacer frente a las señales que varían en el tiempo son consideradas.

Trabajos anteriores proponen controladores de resonancia. En este trabajo la estrategia de control se basa en un controlador proporcional con el agregado de las derivadas de las corrientes de referencia a fin de obtener una señal de error que tienda a cero exponencialmente como en [71], utilizando un observador de secuencia AC que, permite estimar las componentes de corrientes de secuencia positiva y negativa.

La sección se organiza de la siguiente manera. En 4.4.1 se presenta el modelo del sistema de secuencia positiva y negativa. En 4.4.2 se desarrolla la técnica de observación basada en un observador de estado, para estimar las corrientes de secuencia positiva y negativa. En 4.4.3 se diseña el controlador proporcional con el agregado de las corrientes de referencia y finalmente en 4.4.4 se describe cómo obtener las corrientes de referencia de secuencia positiva y negativa.

4.4.1 Modelo de secuencia positiva y negativa

En los sistemas equilibrados, en el que sólo la secuencia positiva existe, los valores de las componentes $\alpha\beta$ son de la misma amplitud. Sin embargo, cuando los desequilibrios están presentes, las amplitudes de $\alpha\beta$ son diferentes, lo que dificulta el control de corriente y potencia.

Teniendo en cuenta el teorema de superposición es posible escribir:

$$x_{\alpha} = x_{\alpha}^{+} + x_{\alpha}^{-} \quad (4.10)$$

$$x_{\beta} = x_{\beta}^{+} + x_{\beta}^{-}, \quad (4.11)$$

donde x_{α}^{+} y x_{α}^{-} son las componentes de secuencia positiva y de secuencia negativa respectivamente, de la variable x_{α} . Lo mismo ocurre para la variable x_{β} . La variable x podría ser la corriente, la tensión o todas las variables que pueden ser escritas en esta forma.

Para ello, se plantea un artilugio matemático, que permite definir dos transformaciones: $\mathbf{A}(\theta)$, que gira en el mismo sentido que la componente de secuencia positiva, con la velocidad

de la frecuencia de la red, y la otra $\mathbf{A}(-\theta)$ que gira a la misma velocidad pero en sentido contrario. De esta manera, para un vector genérico $x_{\alpha\beta}$ se verifica,

$$x_{\alpha\beta}^+ = \mathbf{A}(\theta) x_{\alpha\beta}^+ \quad (4.12)$$

$$x_{\alpha\beta}^- = \mathbf{A}(-\theta) x_{\alpha\beta}^-, \quad (4.13)$$

donde $\theta = \omega_s t$, y

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Estas transformaciones definen dos marcos de referencia α - β . El primero de ellos, α - β^+ , da las componentes giratorias de secuencia positiva, mientras que en el segundo marco de referencia α - β^- da las componentes de secuencia negativa.

Por ejemplo, es posible aplicar esto a la variable tensiones del lado de red, de la siguiente manera,

$$v_{s\alpha} = v_{s\alpha}^+ + v_{s\alpha}^- \quad (4.15)$$

$$v_{s\beta} = v_{s\beta}^+ + v_{s\beta}^-$$

Teniendo en cuenta las nuevas variables, el modelo del VSC del lado de red en régimen estacionario se puede escribir como sigue:

$$\frac{di_{s\alpha}^+}{dt} = \frac{1}{L} (\eta_{\alpha}^+ v_{dc} - Ri_{s\alpha}^+ - v_{s\alpha}^+) = u_{\alpha}^+ \quad (4.16)$$

$$\frac{di_{s\beta}^+}{dt} = \frac{1}{L} (\eta_{\beta}^+ v_{dc} - Ri_{s\beta}^+ - v_{s\beta}^+) = u_{\beta}^+ \quad (4.17)$$

$$\frac{di_{s\alpha}^-}{dt} = \frac{1}{L} (\eta_{\alpha}^- v_{dc} - Ri_{s\alpha}^- - v_{s\alpha}^-) = u_{\alpha}^- \quad (4.18)$$

$$\frac{di_{s\beta}^-}{dt} = \frac{1}{L} (\eta_{\beta}^- v_{dc} - Ri_{s\beta}^- - v_{s\beta}^-) = u_{\beta}^-, \quad (4.19)$$

donde u_{α}^+ , u_{β}^+ , u_{α}^- , and u_{β}^- son nuevas entradas auxiliares que van a ser explicadas en el diseño del controlador.

Las ecuaciones (4.16) y (4.17) están completamente desacopladas de las ecuaciones (4.18) y (4.19). Además, tienen la misma forma que las ecuaciones (2.71) y (2.72). De esta manera, es posible implementar los mismos controladores planteados, ahora para el sistema de ecuaciones de la secuencia positiva y el de secuencia negativa. Es decir, que en lugar de controlar las corrientes i_{α} e i_{β} , controlarán las corrientes i_{α}^+ , i_{β}^+ , i_{α}^- , i_{β}^- .

4.4.2 Observador de Secuencias AC

En esta sección, se describe el observador que estima las componentes de corrientes de secuencia positiva y negativa. Este observador es utilizado en la sección siguiente en el diseño del controlador basado en el observador. Como se mencionó antes, una corriente trifásica desequilibrada sin componente de secuencia cero se puede descomponer como,

$$x_{\alpha} = x_{\alpha}^{+} + x_{\alpha}^{-}, \quad (4.20)$$

$$x_{\beta} = x_{\beta}^{+} + x_{\beta}^{-}. \quad (4.21)$$

A su vez, las componentes de tensión de secuencia positiva y negativa se pueden escribir en función de su ángulo de fase y la magnitud.

$$x_{\alpha}^{+} = M^{+} \sin \theta^{+}, \quad (4.22)$$

$$x_{\beta}^{+} = M^{+} \cos \theta^{+}, \quad (4.23)$$

$$x_{\alpha}^{-} = M^{-} \sin \theta^{-}, \quad (4.24)$$

$$x_{\beta}^{-} = M^{-} \cos \theta^{-}. \quad (4.25)$$

Diferenciando (4.22)-(4.25) se obtiene,

$$\dot{x}_{\alpha}^{+} = \omega_s x_{\beta}^{+}, \quad (4.26)$$

$$\dot{x}_{\beta}^{+} = -\omega_s x_{\alpha}^{+}, \quad (4.27)$$

$$\dot{x}_{\alpha}^{-} = -\omega_s x_{\beta}^{-}, \quad (4.28)$$

$$\dot{x}_{\beta}^{-} = \omega_s x_{\alpha}^{-}, \quad (4.29)$$

donde se consideran las secuencias girando en dirección opuesta ($\dot{\theta}^{+} = \omega_s$, $\dot{\theta}^{-} = -\omega_s$), y se asume sus magnitudes variables en el tiempo.

El conjunto de ecuaciones anteriores constituye un sistema dinámico lineal, con x_{α} y x_{β} como salidas medibles. En forma compacta, se puede expresar como,

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x}, \quad (4.30)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x}, \quad (4.31)$$

donde se definen los siguientes componentes,

$$\mathbf{x} = [x_{\alpha}^{+} \ x_{\beta}^{+} \ x_{\alpha}^{-} \ x_{\beta}^{-}]^T, \mathbf{y} = [x_{\alpha} \ x_{\beta}]^T, \quad (4.32)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & 0 & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_s \\ 0 & 0 & \omega_s & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Por lo tanto, en este caso se puede implementar un observador lineal para la estimación de los estados $[x_{\alpha}^+ \ x_{\beta}^+ \ x_{\alpha}^- \ x_{\beta}^-]$ de la siguiente manera,

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{G}(\mathbf{y} - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}). \quad (4.33)$$

donde $\hat{\mathbf{x}}$ es el vector de estado del observador, y $\mathbf{G}$ es la matriz ganancia del observador, diseñada como una solución de compromiso entre el ruido de medición y la velocidad de convergencia de la estimación.

Definiendo al error como, $\mathbf{e} \triangleq \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}$, su estimación dinámica se obtiene al restar (4.33) de (4.30), lográndose la expresión lineal siguiente:

$$\dot{\mathbf{e}} = (\mathbf{A} - \mathbf{G}\mathbf{C})\mathbf{e}. \quad (4.34)$$

La matriz ganancia $\mathbf{G}$ está diseñada para mantener bajo control la convergencia de la estimación del error. En este trabajo, los valores propios de la matriz que caracterizan la estimación dinámica del error, (4.34), están determinados por medio de un proceso de optimización LQR. Esto produce $\lambda_i = -\sqrt{3}\omega_s$, dando lugar a una estimación de tiempo constante $\tau = 1.83ms$. En consecuencia, después de un tiempo de 3τ ($5.5ms$) la estimación del error será inferior al 5 %, lo que significa que las perturbaciones de la componente de secuencia de corriente se estima en aproximadamente 1 / 4 de un ciclo.

4.4.3 Control proporcional (P) mas el agregado de la derivada de la corriente de referencia

Teniendo en cuenta las entradas auxiliares sobre el sistema (4.16) - (4.19), este toma la forma de un sistema lineal y desacoplado, controlado por las nuevas variables auxiliares.

La estrategia de control propuesta considera el error de seguimiento y las derivadas de las referencias que se pueden escribir como funciones de las referencias como en [71].

$$u_{\alpha}^+ = K_p (i_{s\alpha}^{+\star} - i_{s\alpha}^+) + \omega_n i_{s\beta}^{+\star} \quad (4.35)$$

$$u_{\beta}^+ = K_p (i_{s\beta}^{+\star} - i_{s\beta}^+) - \omega_n i_{s\alpha}^{+\star} \quad (4.36)$$

$$u_{\alpha}^- = K_p (i_{s\alpha}^{-\star} - i_{s\alpha}^-) - \omega_n i_{s\beta}^{-\star} \quad (4.37)$$

$$u_{\beta}^- = K_p (i_{s\beta}^{-\star} - i_{s\beta}^-) + \omega_n i_{s\alpha}^{-\star}. \quad (4.38)$$

Hay que tener en cuenta que (4.35) - (4.36) incluye la secuencia individual de las componentes de corrientes del convertidor, que son proporcionados por el observador diseñado

en la sección anterior. Un enfoque similar, en un marco de referencia dq , se desarrolla en [72], [70], [56].

La observación importante es que, con este método, la dinámica de las cuatro corrientes $i_{s\alpha}^+$, $i_{s\beta}^+$, $i_{s\alpha}^-$, y $i_{s\beta}^-$ son escritas como sistemas lineales desacoplados. Por lo tanto, estrategias de control lineales pueden ser aplicadas al control de forma independiente.

Teniendo en cuenta la estrategia de control definida en (4.35) - (4.38) y su sustitución en (4.16) - (4.19) el sistema VSC adopta la forma general:

$$\frac{d}{dt}(\mathbf{i}) = \mathbf{u}.$$

Sustituyendo $\mathbf{u}$ por (4.35)-(4.38) se obtiene

$$\frac{d}{dt}(\mathbf{e}) = -K_p \mathbf{e}, \quad (4.39)$$

donde

$$\mathbf{e} = \mathbf{i}^* - \mathbf{i}$$

es el error de seguimiento. La solución de (4.39) es una función exponencial con una constante decreciente, determinado por el diseño del controlador, llamada constante K_p .

Por último, las entradas originales, η_α y η_β se obtienen según se indica a continuación,

$$\eta_\alpha = \frac{e_\alpha^+ + e_\alpha^-}{v_{dc}} = \frac{1}{v_{dc}} (Ri_{s\alpha} + v_{s\alpha} + L(u_\alpha^+ + u_\alpha^-)), \quad (4.40)$$

$$\eta_\beta = \frac{e_\beta^+ + e_\beta^-}{v_{dc}} = \frac{1}{v_{dc}} (Ri_{s\beta} + v_{s\beta} + L(u_\beta^+ + u_\beta^-)). \quad (4.41)$$

Las ecuaciones de control (4.40) y (4.41) son no lineales, debido a la presencia de v_{dc} en el denominador. Como se explicó anteriormente, los armónicos son generados por una onda de tensión DC de frecuencia $2\omega_s$, que surgen durante condiciones de desequilibrio.

4.4.4 Referencia de corrientes

En esta sección se describe cómo obtener las corrientes de referencia de secuencia positiva y negativa en condiciones de desequilibrios en la red de corriente alterna. La técnica que se presenta a continuación tiene las siguientes ventajas: 1) las corrientes de referencia se calculan a partir de un sistema lineal de ecuaciones, y 2) no es necesario el conocimiento del filtro de acoplamiento, reactancia o transformador.

La potencia aparente de la red está dada por [56].

$$\begin{aligned}
 s_n &= \mathbf{v}_{abc} \mathbf{i}_{abc}^*, \\
 &= \frac{3}{2} (\mathbf{v}_{s\alpha\beta}^+ e^{j\omega t} + \mathbf{v}_{s\alpha\beta}^- e^{-j\omega t}) (\mathbf{i}_{s\alpha\beta}^+ e^{j\omega t} + \mathbf{i}_{s\alpha\beta}^- e^{-j\omega t})^*, \\
 &= (p_n + p_{ns} \sin 2\omega + p_{nc} \cos 2\omega) + \\
 &\quad + j (q_n + q_{ns} \sin 2\omega + q_{nc} \cos 2\omega),
 \end{aligned} \tag{4.42}$$

donde p_n y q_n son las potencias activa y reactiva constante, mientras que p_{ns} , p_{nc} , q_{ns} y q_{nc} son los términos de potencia oscilatorios activa y reactiva respectivamente, 2ω , debidos al desequilibrio. Asimismo, la potencia aparente en el terminal del convertidor puede ser escrito como,

$$\begin{aligned}
 s_t &= \mathbf{e}_{abc} \mathbf{i}_{abc}^*, \\
 &= \frac{3}{2} (\mathbf{e}_{\alpha\beta}^+ e^{j\omega t} + \mathbf{e}_{\alpha\beta}^- e^{-j\omega t}) (\mathbf{i}_{s\alpha\beta}^+ e^{j\omega t} + \mathbf{i}_{s\alpha\beta}^- e^{-j\omega t})^*, \\
 &= (p_t + p_{ts} \sin 2\omega + p_{tc} \cos 2\omega) + \\
 &\quad + j (q_t + q_{ts} \sin 2\omega + q_{tc} \cos 2\omega),
 \end{aligned} \tag{4.43}$$

donde las mismas definiciones de términos de potencias constantes y oscilatorias se aplican aquí.

Si descomponemos los vectores de tensión e intensidad en sus componentes directas e inversa, $\bar{v}_{\alpha\beta} = \bar{v}_{\alpha\beta}^+ + \bar{v}_{\alpha\beta}^-$ y $\bar{i}_{\alpha\beta} = \bar{i}_{\alpha\beta}^+ + \bar{i}_{\alpha\beta}^-$, y sustituimos en (??) resulta,

$$\begin{aligned}
 p &= \frac{2}{3} (v_{\alpha}^+ i_{\alpha}^+ + v_{\beta}^+ i_{\beta}^+ + v_{\alpha}^- i_{\alpha}^- + v_{\beta}^- i_{\beta}^- + \\
 &\quad + v_{\alpha}^+ i_{\alpha}^- + v_{\beta}^+ i_{\beta}^- + v_{\alpha}^- i_{\alpha}^+ + v_{\beta}^- i_{\beta}^+) \\
 q &= \frac{2}{3} (v_{\alpha}^+ i_{\beta}^+ - v_{\beta}^+ i_{\alpha}^+ + v_{\alpha}^- i_{\beta}^- - v_{\beta}^- i_{\alpha}^- + \\
 &\quad + v_{\alpha}^+ i_{\beta}^- - v_{\beta}^+ i_{\alpha}^- + v_{\alpha}^- i_{\beta}^+ - v_{\beta}^- i_{\alpha}^+),
 \end{aligned} \tag{4.44}$$

donde los superíndices + y - representan las componentes de secuencia directa e inversa respectivamente.

Para obtener intensidades sinusoidales en el inversor, la componente inversa del vector intensidad debe ser nula. La sustitución de $\bar{i}_{\alpha}^- = \bar{i}_{\beta}^- = 0$ en (4.44) da lugar a,

$$\begin{aligned}
 p &= \frac{2}{3} (v_{\alpha}^+ i_{\alpha}^+ + v_{\beta}^+ i_{\beta}^+ + v_{\alpha}^- i_{\alpha}^+ + v_{\beta}^- i_{\beta}^+) \\
 q &= \frac{2}{3} (v_{\alpha}^+ i_{\beta}^+ - v_{\beta}^+ i_{\alpha}^+ + v_{\alpha}^- i_{\beta}^+ - v_{\beta}^- i_{\alpha}^+).
 \end{aligned} \tag{4.45}$$

Si comparamos estas ecuaciones con las expresiones de la potencia de un sistema equilibrado, $\bar{v}_{\alpha\beta}^- = 0$,

$$\begin{aligned} p &= \frac{2}{3} (v_{\alpha}^+ i_{\alpha}^+ + v_{\beta}^+ i_{\beta}^+) \\ q &= \frac{2}{3} (v_{\alpha}^+ i_{\beta}^+ - v_{\beta}^+ i_{\alpha}^+) , \end{aligned} \quad (4.46)$$

resulta que los términos de compensación que eliminan la secuencia inversa en la intensidad son,

$$\begin{aligned} p_{comp} &= \frac{2}{3} (v_{\alpha}^- i_{\alpha}^+ + v_{\beta}^- i_{\beta}^+) \\ q_{comp} &= \frac{2}{3} (v_{\alpha}^- i_{\beta}^+ - v_{\beta}^- i_{\alpha}^+) , \end{aligned} \quad (4.47)$$

con lo que las nuevas referencias de potencia para el sistema de control, p^* y q^* , resultan:

$$\begin{aligned} \hat{p}^* &= p^* + p_{comp} \\ \hat{q}^* &= q^* + q_{comp} . \end{aligned} \quad (4.48)$$

Otra forma de plantear este análisis es el siguiente:

Ampliando (4.42) y (4.43) utilizando la expresión de las potencias activa y reactiva en ejes α - β , (??), se obtienen las siguientes relaciones:

$$\frac{2}{3} p_n = i_{\alpha}^- v_{\alpha}^- + i_{\alpha}^+ v_{\alpha}^+ + i_{\beta}^- v_{\beta}^- + i_{\beta}^+ v_{\beta}^+ , \quad (4.49)$$

$$\frac{2}{3} q_n = i_{\beta}^- v_{\alpha}^- + i_{\beta}^+ v_{\alpha}^+ - i_{\alpha}^- v_{\beta}^- - i_{\alpha}^+ v_{\beta}^+ , \quad (4.50)$$

$$\frac{2}{3} p_{ts} = i_{\beta}^+ e_{\alpha}^- - i_{\beta}^- e_{\alpha}^+ - i_{\alpha}^+ e_{\beta}^- + i_{\alpha}^- e_{\beta}^+ , \quad (4.51)$$

$$\frac{2}{3} p_{tc} = i_{\alpha}^+ e_{\alpha}^- + i_{\alpha}^- e_{\alpha}^+ + i_{\beta}^+ e_{\beta}^- + i_{\beta}^- e_{\beta}^+ . \quad (4.52)$$

Con el fin de eliminar la onda 2ω de la tensión DC , la potencia activa oscilatoria en el terminal del convertidor debe ser nula ($p_{ts} = p_{tc} = 0$). Además, los valores de p_n y q_n se deben establecer como las nuevas referencias de potencia activa y reactiva para el sistema de control, inyectada a la red por la estación conversora.

Finalmente, teniendo en cuenta estas consideraciones a partir del sistema de ecuaciones lineales (4.49)-(4.52), se obtienen las corrientes de referencia como,

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^{+*} \\ i_{\beta}^{+*} \\ i_{\alpha}^{-*} \\ i_{\beta}^{-*} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} v_{\alpha}^+ & v_{\beta}^+ & v_{\alpha}^- & v_{\beta}^- \\ -v_{\beta}^+ & v_{\alpha}^+ & -v_{\beta}^- & v_{\alpha}^- \\ -e_{\beta}^- & e_{\alpha}^- & e_{\beta}^+ & -e_{\alpha}^+ \\ e_{\alpha}^- & e_{\beta}^- & e_{\alpha}^+ & e_{\beta}^+ \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_n^* \\ q_n^* \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} . \quad (4.53)$$

El esquema de la implementación de la estrategia de control del WECS, ante desequilibrios en la red eléctrica, se muestra en la Figura 4.7.

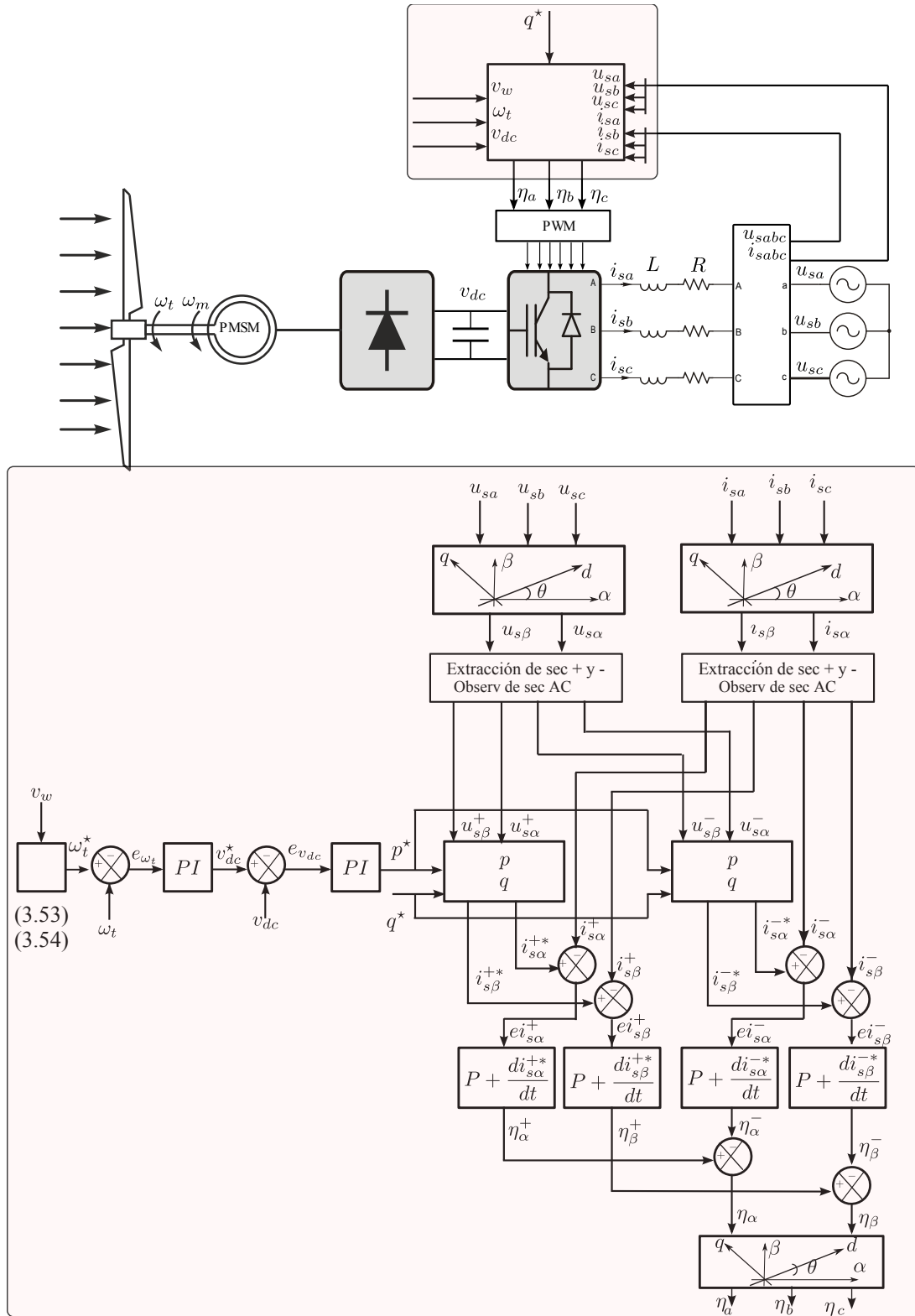


Figura 4.7: Diagrama de bloques de la estrategia de control del WECS ante desequilibrios en la red eléctrica.

Capítulo 5

Resultados de Simulaciones

5.1 Introducción

La estrategia de control propuesta para el WECS considerado en este trabajo ante desequilibrios en la red se ha simulado en *MATLAB/Simulink* con la herramienta *SimPowerSystems*. Uno de los propósitos es validar el modelo matemático del WECS desarrollado en capítulos anteriores, y el otro, es el de evaluar el comportamiento de los controladores propuestos en este trabajo.

Para demostrar la respuesta lograda con el controlador proporcional más el agregado de las derivadas de las corrientes de referencia se realizaron varias simulaciones. Con estas se analizó el comportamiento del sistema ante desequilibrios en la red eléctrica, y teniendo en cuenta dos escenarios, uno de disminución de viento y otro de incrementos. El sistema considerado en este trabajo se muestra en la Figura 5.1.

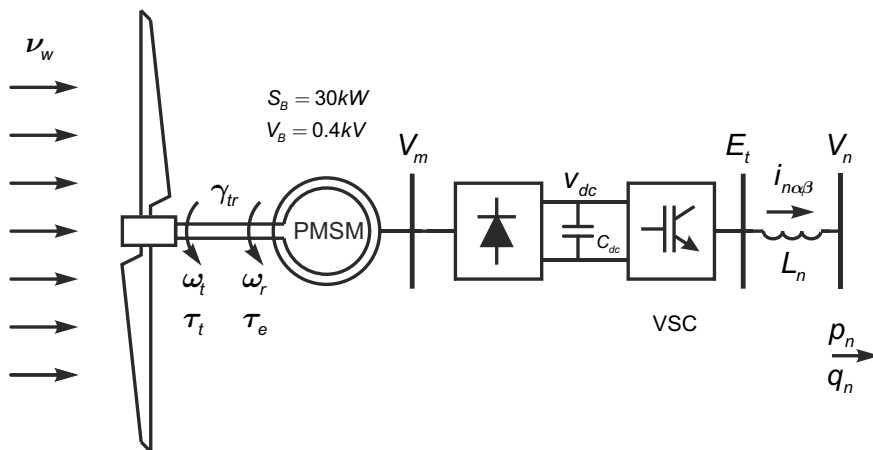


Figura 5.1: Sistema WECS basado en PMSM-Rectificador-VSC.

Los parámetros utilizados para la simulación son los que se muestran en la Tabla 5.1.

Tabla 5.1: Parámetros del WECS

Turbina	
Potencia Nominal (kW)	30
Velocidad Nominal (rpm)	160
H_t (pu)	3.5
H_r (pu)	0.1
Velocidad nominal del viento (m/s)	11
PMSM	
Tensión inducida a velocidad nominal (V)	750
Frecuencia eléctrica a velocidad nominal (Hz)	11.25
Pares de polos	45
X_m (pu)	0.04
R_m (pu)	$0.1 \times X_m$
L_m (pu)	0.001
VSC	
Tensión Nominal lado AC (V)	400
Potencia Nominal VDC (kVA)	30
Frecuencia Red AC	50
X_n (pu)	0.2
R_n (pu)	$X_n/10$
Control	
$K_{p\omega}, K_{i\omega}$	200, 300
K_{pv}, K_{iv}	100, 500
a	0.2704
b	-10.35
c	0.7296
K_p	300

Los datos mostrados en la Tabla 5.1 confirman que se trata de un WECS de baja potencia, en este caso 30 kW, basado en una PMSM de un alto número de polos magnéticos, 45 pares de polos, y con una frecuencia de generación de 11.25 Hz, bastante más baja que la de la red, lo que permite que la velocidad de rotación de la PMSM pueda ser muy baja. Estas características permiten eliminar la necesidad de utilizar una caja de engranajes entre la turbina eólica y la PMSM, significando un importante ahorro en esta tecnología.

Las simulaciones se realizaron para dos configuraciones. Una, con una turbina y un convertidor del lado de red, y otra, con cinco turbinas y un convertidor del lado de red. A su vez estas se realizaron bajo dos estados de trabajo, por un lado con tensiones equilibradas y viento variable, y por el otro con tensiones desequilibradas y viento variable.

5.2 Simulaciones con una turbina y un convertidor del lado de la red

La estrategia de control diseñada, utiliza un observador de secuencia *AC* que permite estimar las componentes de corrientes de secuencia positiva y negativa ante desequilibrios en la red, y un controlador proporcional más el agregado de las derivadas de corrientes de referencias, que hace frente de manera independiente al control de corrientes de secuencia positiva y negativa. Las siguientes simulaciones muestran la respuesta obtenida en el sistema WECS de una turbina y un convertidor del lado de red. Se tienen en cuenta los dos estados de trabajo planteados.

5.2.1 Tensiones equilibradas y viento variable

Estas simulaciones se realizan para dos escenarios, uno de disminución de la velocidad del viento, y otro de incremento.

5.2.1.1 Disminución de la velocidad del viento

La Figura 5.2 muestra el comportamiento de la velocidad del viento respecto al tiempo. En esta simulación el objetivo es cambiar el valor nominal de la velocidad del viento de, 11 m/s a 8 m/s. En este caso, se supone que el número de revoluciones de la turbina tienen que ser disminuida por el controlador, con el fin de lograr la potencia mecánica óptima de la turbina.

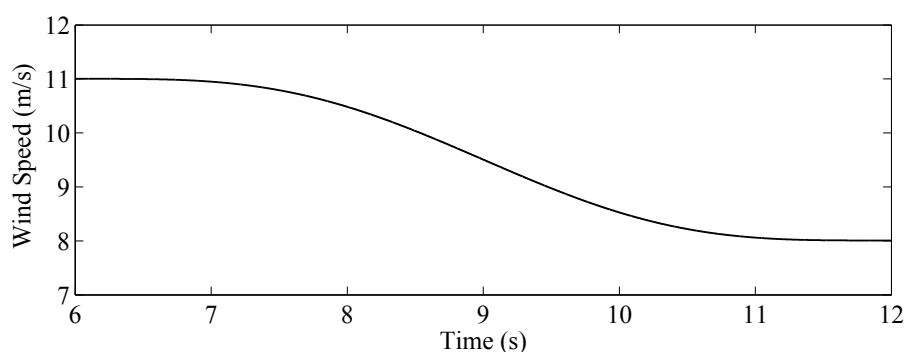


Figura 5.2: Disminución velocidad del viento.

En el capítulo tres, se diseñó la estrategia de control para el WECS asumiendo que es necesario controlar la velocidad mecánica del rotor con el objetivo de obtener la máxima eficiencia en la conversión de energía del viento en energía eléctrica. Para ello se implementó controlar la velocidad de rotación de la turbina mediante la tensión *DC*, utilizando un controlador proporcional integral (PI).

La Figura 5.3 muestra que al disminuir la velocidad del viento, el controlador impone una disminución de la velocidad de rotación de la la turbina, a partir de la disminución de la Tensión *DC* en el mismo periodo de tiempo, la cual se obtiene a partir de la expresión (3.53).

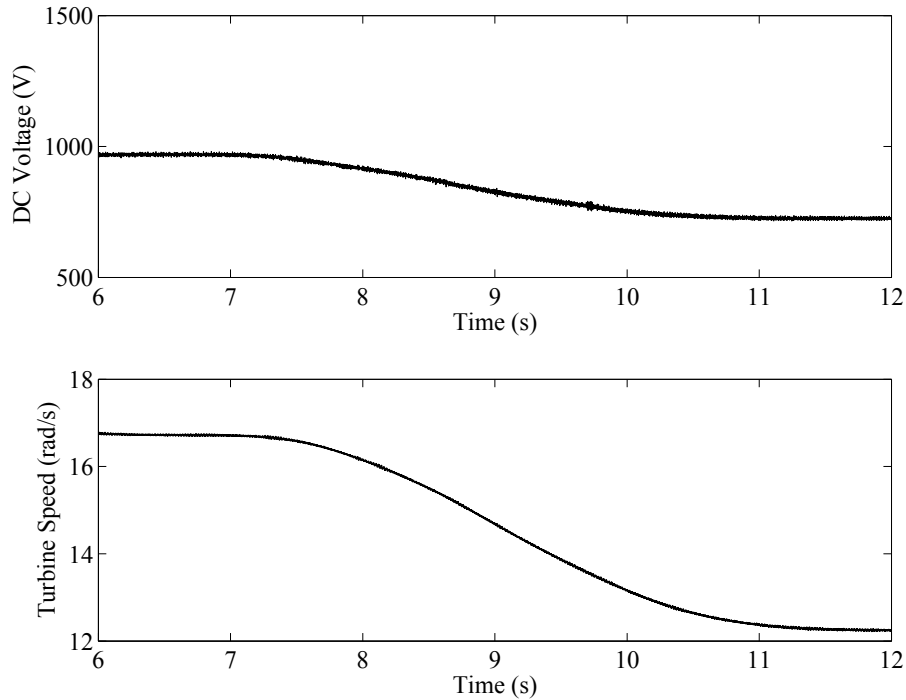


Figura 5.3: Tensión *DC* y Velocidad de rotación de la turbina.

El objetivo del controlador proporcional más el agregado de las derivadas de las corrientes de referencias, diseñado para el control de corrientes del lado de red, es seguir referencias de potencia activa y reactiva. En este trabajo, la potencia activa de referencia es la necesaria para mantener la tensión *DC* en un valor deseado. La referencia de potencia es la que entrará al sistema de control, y se utilizará para obtener las corrientes de referencia. La potencia reactiva de referencia es la que demande el consumidor.

En la Figura 5.4 se muestra la respuesta de potencia activa y reactiva del sistema WECS, con el controlador propuesto a la hora de seguir referencias de potencia. Se observa una buena respuesta del controlador la mayor parte de la simulación, siendo prácticamente iguales las referencias y los valores obtenidos.

Si bien la potencia activa en estado estacionario es la impuesta por el viento, las masas rotantes del sistema mecánico almacenan una energía cinética que puede ser utilizada para permitir la inyección transitoria de una potencia activa arbitraria.

En este escenario, cuando la velocidad del viento baja, existe un incremento importante en la potencia activa debido a la energía cinética que es necesario extraer con el fin de disminuir la

velocidad de rotación. Esta es una sobrecarga permisible para los VSC. Este resultado se ilustra en la Figura 5.4

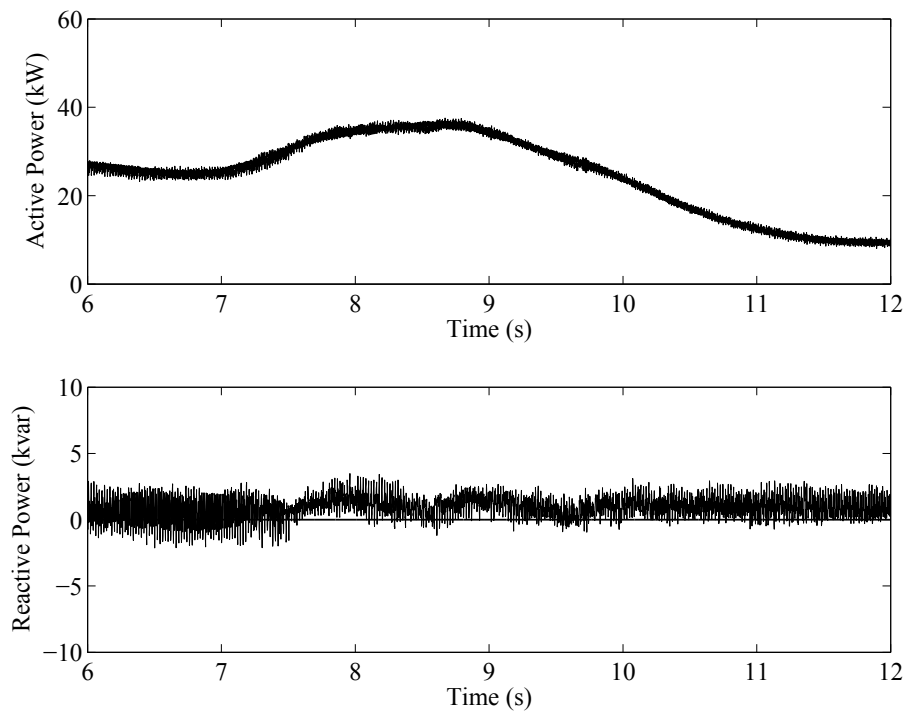


Figura 5.4: Potencia activa y reactiva (kVA).

5.2.1.2 Incremento de la velocidad del viento

La simulación siguiente considera el incremento en la velocidad nominal del viento de 11 m/s a 14 m/s como se observca en la Figura 5.5. Con esta velocidad el WECS llegaría a una situación de sobrecarga si no hay control de la tensión *DC* en la forma propuesta.

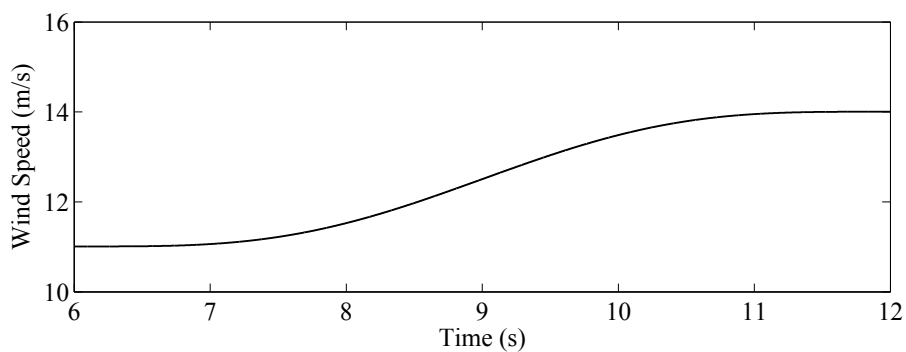


Figura 5.5: Incremento velocidad del viento.

En el caso de que la velocidad del viento sea superior a la nominal, la estrategia de control debería limitar la potencia, por tal motivo es conveniente disminuir la velocidad de rotación de la turbina con el fin de disminuir la potencia obtenida del viento. La expresión que expresa

la relación entre la velocidad del viento y la velocidad de rotación deseada, en este escenario, viene dada por la ecuación (3.54).

La Figura 5.6 muestra que al incrementar la velocidad del viento, la tensión DC disminuye lo que provoca que disminuya la velocidad de rotación de la turbina. En la misma figura puede ser observada la velocidad obtenida.

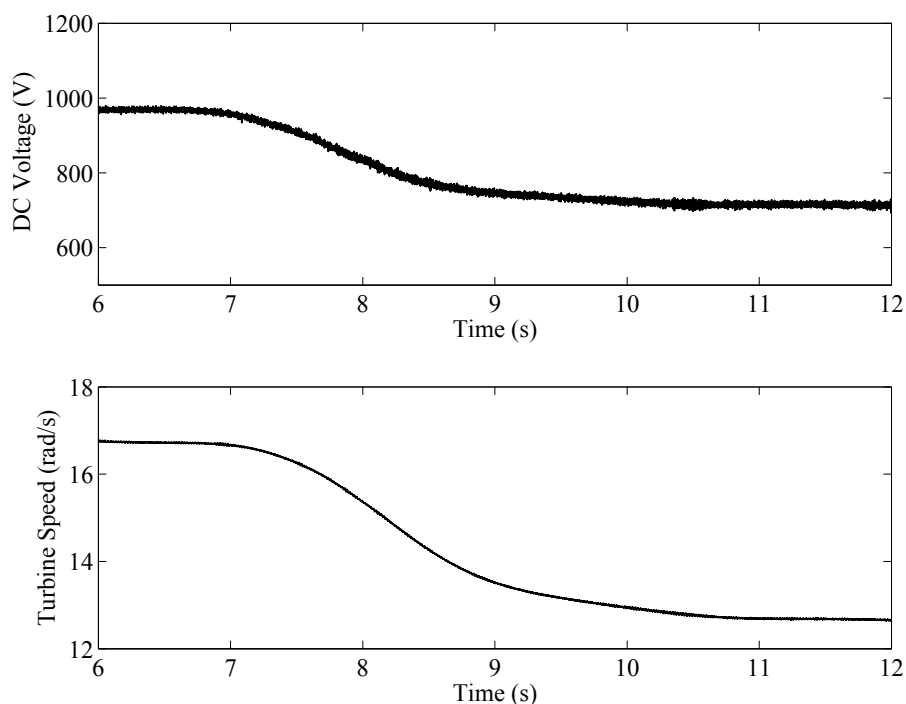


Figura 5.6: Tensión DC y Velocidad de rotación de la turbina.

Con la velocidad de rotación de referencia que se alcanza, la potencia obtenida del viento es la nominal para cada velocidad del viento. En la Figura 5.7 se observa la respuesta de potencia activa y reactiva del sistema WECS con el controlador propuesto a la hora de seguir referencias de potencia. El resultado obtenido es bueno, siendo prácticamente iguales las referencias y los valores obtenidos.

En la Figura 5.7 se observa además, que con el controlador propuesto se mantiene la potencia de salida en los límites de potencia considerados para el WECS. En un espacio de tiempo de aproximadamente dos segundos se va por encima, por lo que el sistema está en sobrecarga, durante un tiempo admisible.

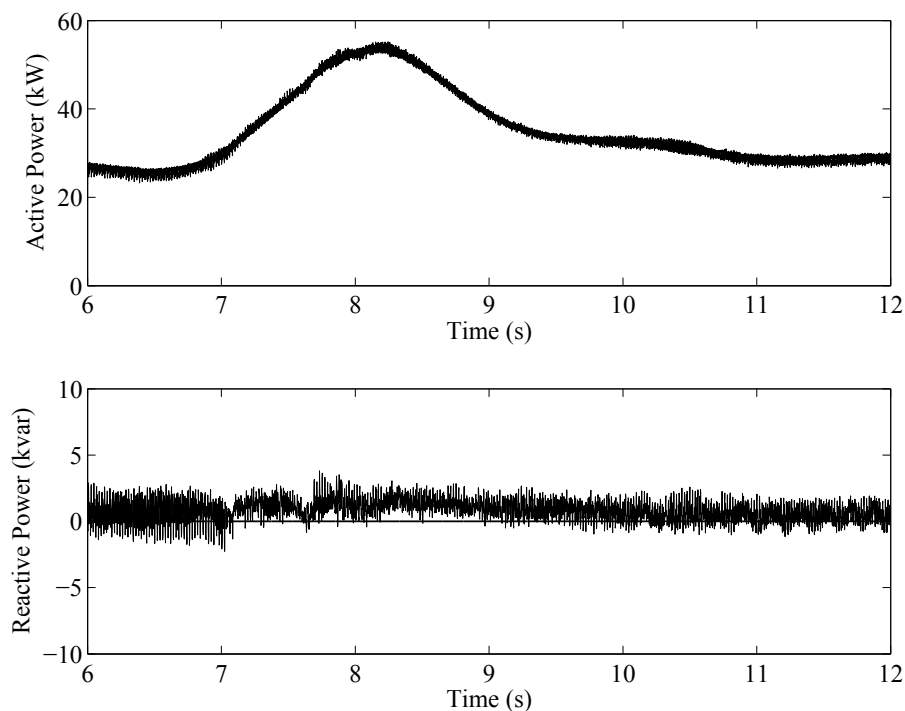


Figura 5.7: Potencia activa y reactiva (kVA).

5.2.2 Tensiones desequilibradas y viento variable

En este apartado se presentan los resultados del ensayo del funcionamiento del sistema y los controles propuestos durante una situación extrema. Se impone un desequilibrio en las tensiones de la red de baja tensión al que se conecta el WECS, simulando una falta entre las fases *a* y *b*, que e inicia a los 4 s y finaliza a los 5 s, provocando que la tensión de las fases *a* y *b* bajen, pero la tensión de la fase *c* se mantendrá igual a la tensión de red, dando lugar al desequilibrio.

En la gráfica superior de la Figura 5.8 se puede observar el hueco de tensión del lado de red. Se observa que las tensiones de las fases *a* y *b* bajan alrededor de un 40 % y la tensión de la fase *c* se mantiene igual a la tensión de la red.

En la gráfica inferior de la Figura 5.8 se puede apreciar la respuesta del bus de corriente continua ante la falta. La tensión *DC* se mantiene prácticamente constante a pesar del desequilibrio importante en las tensiones de corriente alterna. Es importante esta magnitud, puesto que la tensión en el lado de continua no puede superar el valor máximo, dado que la electrónica asociada a los VSC es muy sensible a sobretensiones. Como puede observarse, el controlador logra una excelente respuesta.

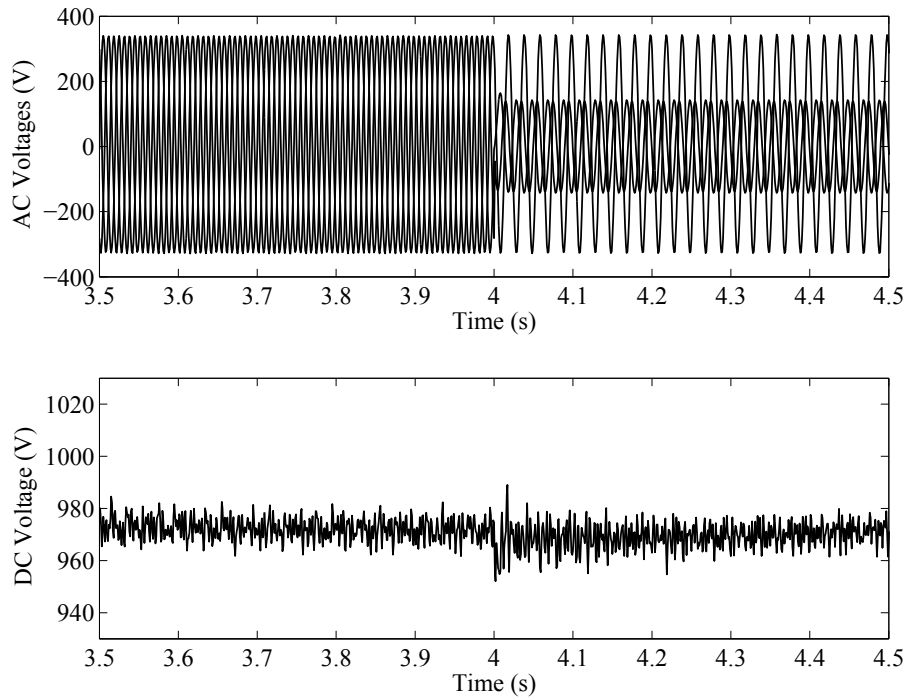


Figura 5.8: Tensión AC desequilibradas y Tensión DC.

Por último, la Figura 5.9 muestra las componentes de corrientes de secuencia positiva, $i_{\alpha}^{+}, i_{\beta}^{+}$ y secuencia negativa, $i_{\alpha}^{-}, i_{\beta}^{-}$, durante el desequilibrio provocado por la falta en la red eléctrica.

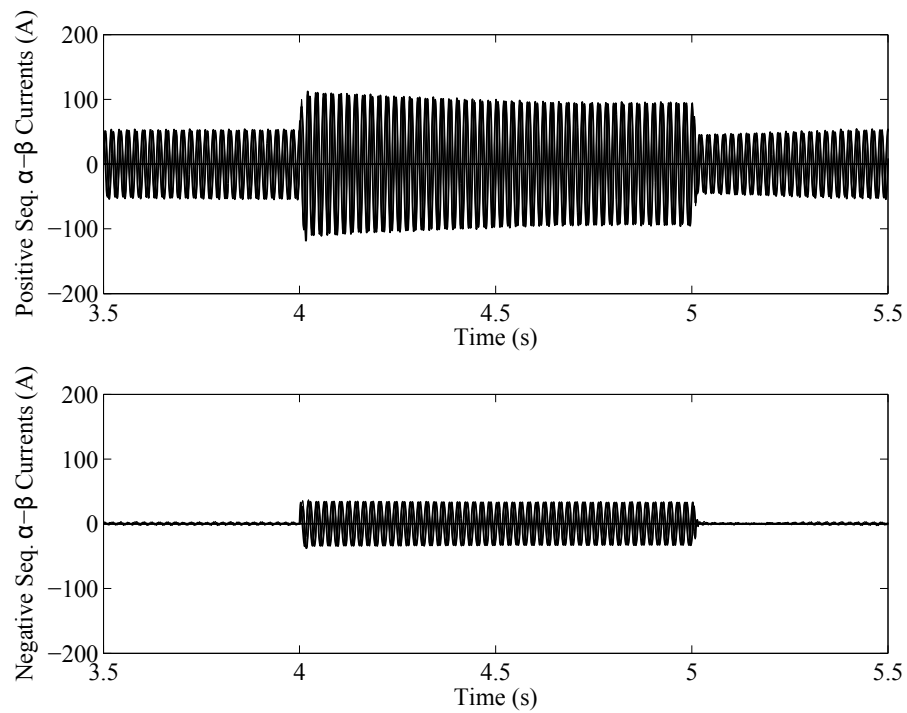


Figura 5.9: Corrientes α - β de secuencia positiva y negativa.

Durante los desequilibrios en la red hay que tener en cuenta las componentes de secuencia

negativa de la tensión y la componente de secuencia negativa de las corrientes, las cuales deben ser controladas, para evitar una fluctuación de tensión DC de orden 2ω .

La perturbación provocada afectará en primer lugar al VSC del lado de red. Se considera que al existir una falta en el punto de conexión del WECS con la red de baja tensión el VSC no puede mantener las potencias exigidas por las referencias. Se puede observar en la Figura 5.9 cómo con la estrategia de control utilizando un observador de secuencia AC, y un controlador proporcional más el agregado de las derivadas de las corrientes de referencia, la secuencia inversa de las corrientes permanece igual a cero, pero durante el desequilibrio obtiene determinados valores. Con esta nueva estrategia de control se mejora el funcionamiento del WECS que se adapta mejor a los nuevos requerimientos de conexión a la red.

5.3 Simulaciones con cinco turbinas y un convertidor del lado de la red

El algoritmo también se probó en un sistema WECS con cinco turbinas, cada una de 30 kW, y un convertidor del lado de la red, igualmente, se conecta a una red de baja tensión de 400 V, teniendo en cuenta los dos estados de trabajo planteados.

5.3.1 Tensiones equilibradas y viento variable

En este primer bloque de simulaciones se muestra el comportamiento de la velocidad del viento respecto al tiempo, tanto para disminución como, para incrementos de esta variable, considerando una turbina.

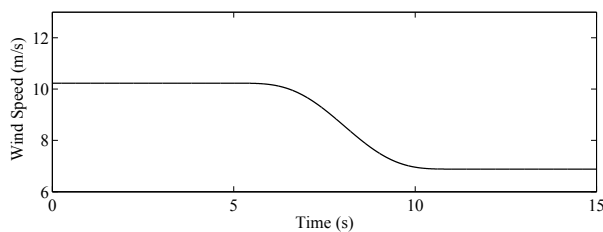


Figura 5.10: Disminución velocidad del viento una turbina.

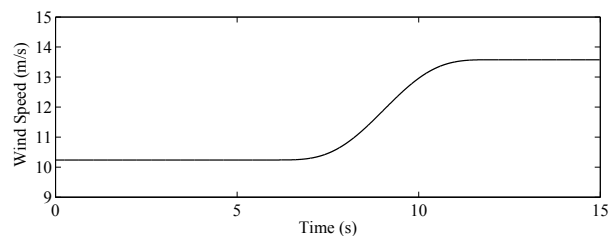


Figura 5.11: Incremento velocidad del viento una turbina.

Las Figuras 5.12, 5.13 y 5.15, 5.16 muestran el comportamiento de la velocidad del viento y de la velocidad mecánica de las turbinas que componen este sistema WECS, respecto al tiempo, cuando disminuye e incrementa la velocidad del viento respectivamente.

Los resultados informan que el controlador proporcional integral (PI), que controla la velocidad mecánica de la turbina, a partir de la tensión *DC*, logra su propósito, y por el tanto el objetivo final, de obtener la potencia mecánica óptima en el sistema WECS. Este resultado es comprobado en las Figuras 5.14 y 5.17 que exponen el comportamiento de la Tensión *DC* en el mismo periodo de tiempo

Disminución de la velocidad del viento.

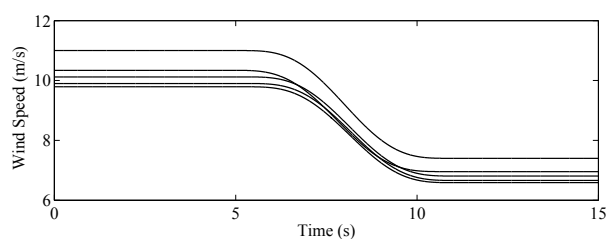


Figura 5.12: Disminución velocidad del viento.

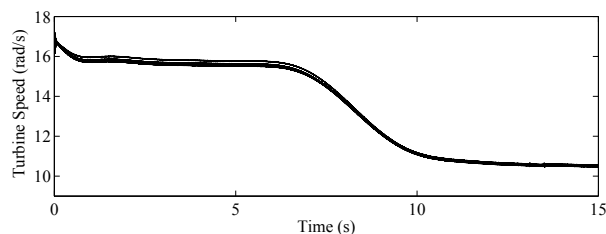


Figura 5.13: Velocidad de rotación.

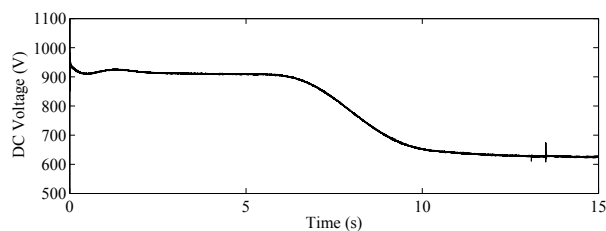


Figura 5.14: Tensión DC.

Incremento de la velocidad del viento.

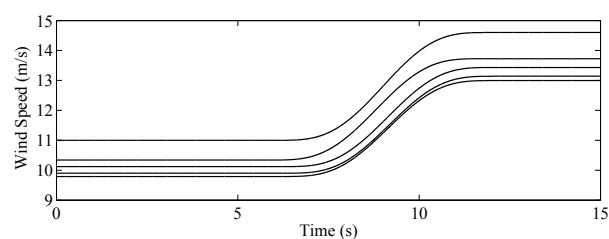


Figura 5.15: Incremento velocidad del viento.

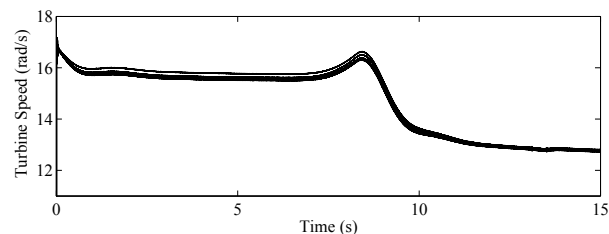


Figura 5.16: Velocidad de rotación.

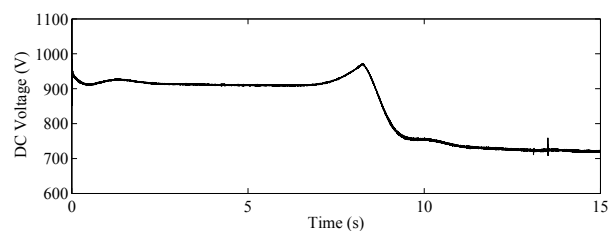


Figura 5.17: Tensión DC.

En las Figuras 5.18 y 5.19 se muestran la respuesta de potencia activa y reactiva de este sistema WECS. Se observa una buena respuesta del controlador.

Disminución de la velocidad del viento.

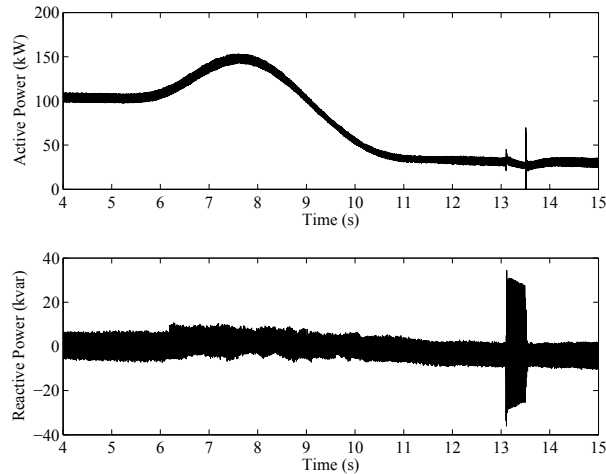


Figura 5.18: Potencia activa y reactiva.

Incremento de la velocidad del viento.

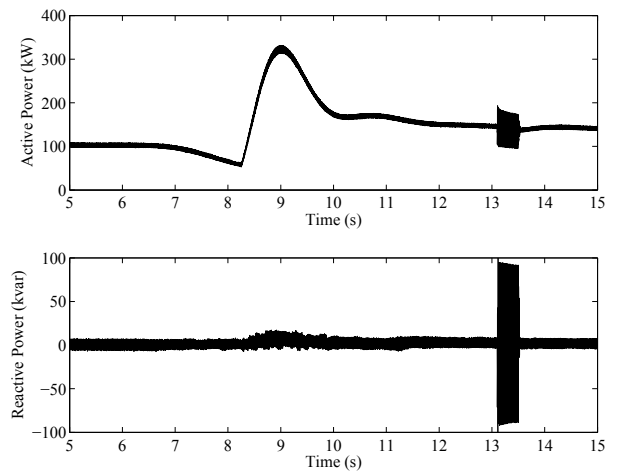


Figura 5.19: Potencia activa y reactiva.

5.3.2 Tensiones desequilibradas y viento variable

En las gráficas superiores de las Figuras 5.22 y 5.23 se observa el hueco de tensión del lado de red, al provocar la falta a los 13 s y en las gráficas inferiores de las propias figuras, se puede apreciar que la tensión se mantiene prácticamente constante, pero en el momento de retornar al estado de equilibrio la tensión DC tiene una oscilación de amplitud importante.

Disminución de la velocidad del viento.

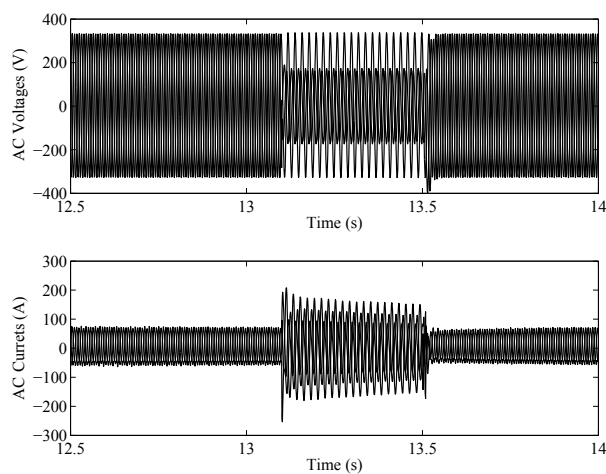


Figura 5.20: Tensión AC e Intensidades AC.

Incremento de la velocidad del viento.

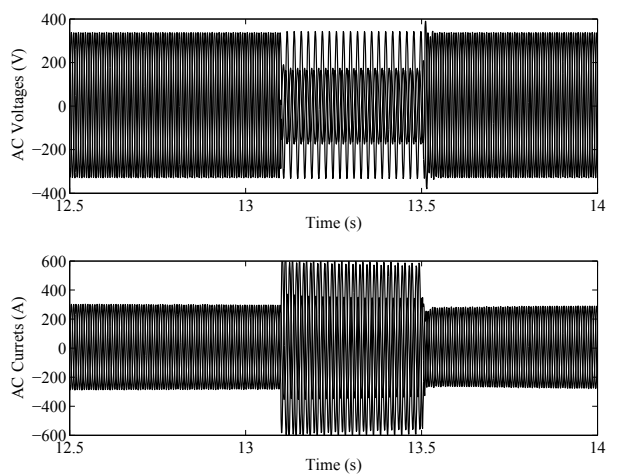


Figura 5.21: Tensión AC e Intensidades AC.

Disminución de la velocidad del viento.

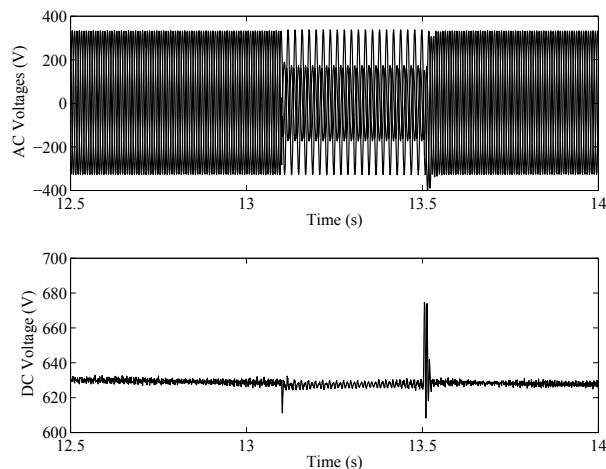


Figura 5.22: Tensión DC y Tensión AC.

Incremento de la velocidad del viento.

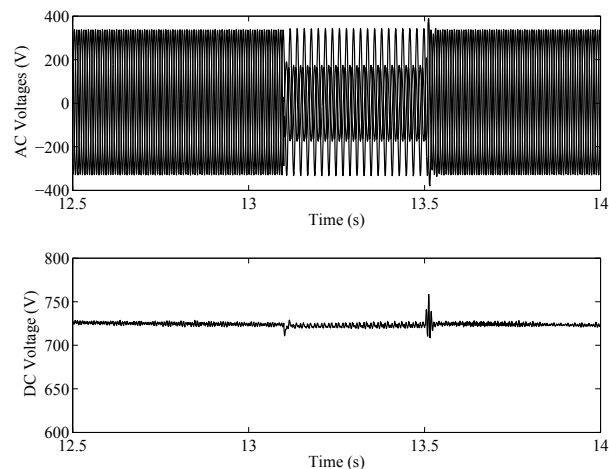


Figura 5.23: Tensión DC y Tensión AC.

Por último, las Figuras 5.24 y 5.25 muestran las componentes directa e inversa de la intensidad. Se puede observar como, con la estrategia de control planteada ante desequilibrios, para este caso, la secuencia inversa de las intensidades permanece aproximadamente igual a cero, pero durante el desequilibrio para el escenario de incremento de viento obtiene valores apreciables.

Disminución de la velocidad del viento.

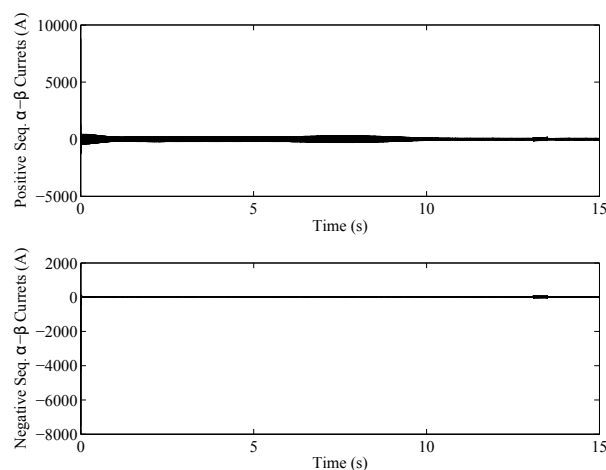


Figura 5.24: Corrientes $\alpha\beta$ de secuencia positiva y negativa .

Incremento de la velocidad del viento.

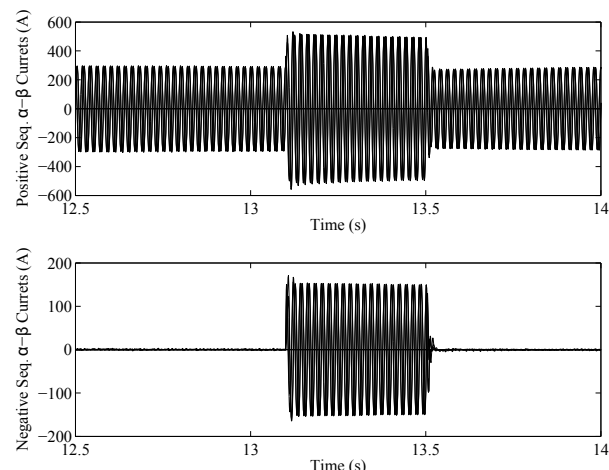


Figura 5.25: Corrientes $\alpha\beta$ de secuencia positiva y negativa.

Disminución de la velocidad del viento.

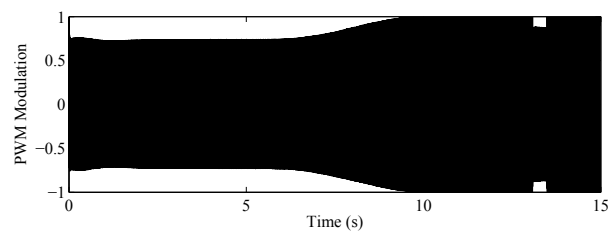


Figura 5.26: η_{abc} .

Incremento de la velocidad del viento.

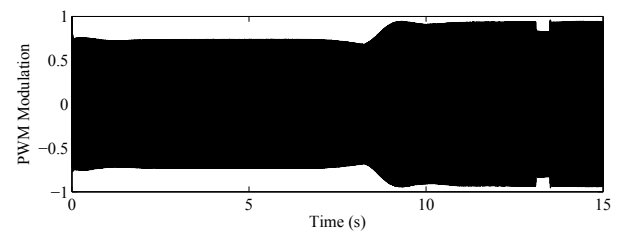


Figura 5.27: η_{abc} .

Capítulo 6

Conclusiones y aportaciones

En este capítulo se presentan las principales conclusiones obtenidas durante el desarrollo del trabajo, se destacan las principales aportaciones y las publicaciones derivadas de este trabajo.

6.1 Conclusiones

En este trabajo se modeló un sistema de conversión de energía eólica (WECS) basado en una máquina síncrona de imanes permanentes (PMSM), la cual se conecta a través de un rectificador de diodos no controlado al bus de corriente continua (DC). La conexión a la red de distribución se realiza mediante un convertidor de tensión (VSC) operado mediante un modo PWM.

Se modeló cada elemento que compone el sistema WECS. Para obtener el modelo mecánico se utilizó el modelo de dos masas concentradas, al considerar el sistema constituido por una turbina eólica unida a través de un eje no rígido con la PMSM. Este modelo incluye el modelo aerodinámico de la turbina eólica y el modelo del conjunto mecánico. Los modelos utilizados para el convertidor en fuentes de tensión (VSC) fueron los denominados promediados en coordenadas $\alpha\beta$ y dq , y finalmente se plantea el modelo de la PMSM también en coordenadas $\alpha\beta$ y dq . El modelo obtenido del WECS es similar al que se puede encontrar en la bibliografía, siendo simple pero con respuestas que se aproximan a la realidad.

A partir del modelo WECS se ha planteado la estrategia de control con el fin de obtener la máxima eficiencia en la conversión de la energía del viento a energía eléctrica, siendo necesario controlar la velocidad de rotación del rotor. En el trabajo se asume controlar esta variable a partir de la tensión del lado de corriente continua utilizando un controlador proporcional integral (PI). A su vez el control de la tensión DC se realiza a través de la potencia activa que demanda el VSC por medio de un controlador proporcional integral (PI). Este PI tiene en cuenta la diferencia de la tensión DC entre la referencia y la real y determina una potencia de referencia a seguir por el

controlador proporcional más el agregado de las derivadas de las corrientes de referencias que se diseñó para el control de las corrientes del lado de red.

Se estudió el comportamiento de la estrategia de control planteada para el WECS ante desequilibrios en la red eléctrica. Se implementó un algoritmo basado en un observador de secuencia de corriente alterna que permite estimar las componentes de corrientes de secuencia positiva y negativa y el controlador proporcional más el agregado de las derivadas de las corrientes de referencias puede controlar estas corrientes de manera independiente. Esta estrategia de control tiene la ventaja de no utilizar sistemas de sincronización, como el bucle de seguimiento de fase (PLL), además de la simplificación del hardware y reducción de costes.

Con esta nueva estrategia de control se obtienen intensidades sinusoidales a pesar del desequilibrio en las tensiones de red, a expensas de una oscilación de la tensión en el enlace de continua. La amplitud de esta oscilación es pequeña normalmente y se puede reducir incrementando el valor de los condensadores del enlace de continua. Además, los resultados obtenidos de la simulación reflejan que esta oscilación no afecta al funcionamiento del control.

El algoritmo ha sido comprobado en un sistema WECS de baja potencia, de 30 kW, basado en una PMSM de 45 pares de polos, que se conecta a una red de baja tensión de 400 V. Simulaciones realizadas, en *MATLAB/Simulink* y la herramienta *SimPowerSystems*, trabajando el sistema en régimen desequilibrado, aportan respuestas muy satisfactorias. Igualmente fue probado para un sistema WECS de cinco turbinas y un convertidor del lado de red.

6.2 Aportaciones

1. Obtención de una estrategia de control del WECS ante desequilibrios en las tensiones de la red eléctrica, controlando las corrientes de secuencia positiva y negativa de manera independiente.
2. Se implementó un nuevo algoritmo basado en un observador de secuencia AC, para la extracción de las secuencias directa e inversa de un sistema desequilibrado.
3. Se diseñó un controlador proporcional más el agregado de las derivadas de corrientes de referencia para el control de las corrientes del lado de red.
4. Desarrollo de una estrategia de control de la velocidad de rotación de la turbina a partir de variables eléctricas, en este caso, la tensión del lado de corriente continua (DC).

6.3 Publicaciones derivadas de este trabajo

Los resultados obtenidos en este trabajo han dado lugar, a que una publicación participara en un congreso internacional, relacionado con el área

- Lázaro Alvarado Barrios, Juan Manuel Mauricio, José Maria Maza-Ortega y Antonio Gómez Expósito, “Control Strategy for a Mid-Size Wind Energy Conversion System”, SPEEDAM 2010, Pisa, Junio 2010.

Esta publicación estará disponible en la base de datos de IEEE.

Apéndice A

Modelo matemático del VSC en dq

Teniendo en cuenta las expresiones obtenidas en (2.45)- (2.48), se escriben las primeras tres ecuaciones de manera matricial, considerando los siguientes vectores de variables:

$$i_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad v_{sabc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad \eta_{sabc} = \begin{bmatrix} \eta_a \\ \eta_b \\ \eta_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

y las siguientes matrices de constantes:

$$R = \begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{pmatrix} \quad L = \begin{pmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{pmatrix}. \quad (\text{A.2})$$

Las ecuaciones obtenidas en el modelo de la parte de alterna reflejadas en (2.30)-(2.32), pueden ser escritas como sigue:

$$-\eta_{abc} \frac{v_{dc}}{2} + \mathbf{R} \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{L} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{v}_{sabc} = 0. \quad (\text{A.3})$$

Se aplica la Transformada de Park a todos los componentes de la ecuación anterior.

$$\begin{aligned} v_{szdq} &= \mathbf{T}_{abc-zdq} v_{sabc} \Rightarrow v_{sabc} = \mathbf{T}_{abc-zdq}^{-1} v_{szdq} \\ i_{zdq} &= \mathbf{T}_{abc-zdq} i_{abc} \Rightarrow i_{abc} = \mathbf{T}_{abc-zdq}^{-1} i_{zdq} \\ \eta_{zdq} &= \mathbf{T}_{abc-zdq} \eta_{abc} \Rightarrow \eta_{sabc} = \mathbf{T}_{abc-zdq}^{-1} \eta_{zdq}, \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

permitiendo reemplazar los vectores en coordenadas abc por zdq , obteniéndose:

$$-\mathbf{T}^{-1} \eta_{szdq} \frac{v_{dc}}{2} + R \mathbf{T}^{-1} i_{szdq} + L \frac{d}{dt} (\mathbf{T}^{-1} i_{szdq}) + \mathbf{T}^{-1} v_{szdq} = 0 \quad (\text{A.5})$$

Resolviendo el termino de la derivada:

$$\frac{d}{dt} (\mathbf{T}^{-1} i_{zdq}) = \frac{d\mathbf{T}^{-1}}{dt} i_{zdq} + \mathbf{T}^{-1} \frac{di_{zdq}}{dt}, \quad (\text{A.6})$$

multiplicando la ecuación (A.5) por $\mathbf{T}$:

$$-\eta_{zdq}v_{dc} + Ri_{zdq} + L\mathbf{T}\frac{d}{dt}(\mathbf{T}^{-1}i_{zdq}) + v_{zdq} = 0, \quad (\text{A.7})$$

multiplicando la ecuación (A.6) por $\mathbf{T}$

$$\mathbf{T}\frac{d}{dt}(\mathbf{T}^{-1}i_{zdq}) = \mathbf{T}\frac{d\mathbf{T}^{-1}}{dt}i_{zdq} + \frac{di_{zdq}}{dt}, \quad (\text{A.8})$$

de la ecuación (A.8) el termino:

$$\mathbf{T}\frac{d\mathbf{T}^{-1}}{dt} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \omega \begin{pmatrix} 0 & -\sin \theta & \cos \theta \\ 0 & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix}, \quad (\text{A.9})$$

resolviendo ese sistema queda:

$$\mathbf{T}\frac{d\mathbf{T}^{-1}}{dt} = \frac{2}{3} \omega \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2} \\ 0 & -\frac{3}{2} & 0 \end{pmatrix} \Rightarrow \mathbf{T}\frac{d\mathbf{T}^{-1}}{dt} = \omega \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \end{pmatrix}, \quad (\text{A.10})$$

sustituyendo (A.10) en (A.8)

$$\mathbf{T}\frac{d(\mathbf{T}^{-1}i_{zdq})}{dt} = \omega \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_z \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d(i_{zdq})}{dt}, \quad (\text{A.11})$$

realizando dicha operación obtenemos:

$$\mathbf{T}\frac{d(\mathbf{T}^{-1}i_{zdq})}{dt} = \omega \begin{bmatrix} 0 \\ i_q \\ -i_d \end{bmatrix} + \frac{d(i_{zdq})}{dt}. \quad (\text{A.12})$$

El termino de la multiplicación de la Transformada de Park por la derivada de la Transformada Inversa que multiplica las corrientes en el sistema de referencia zdq se puede escribir:

$$\mathbf{T}\frac{d(\mathbf{T}^{-1}i_{zdq})}{dt} = \omega i_{0q(-d)} + \frac{d(i_{zdq})}{dt}, \quad (\text{A.13})$$

el vector:

$$i_{0q(-d)} = [0 \quad i_q \quad -i_d]^T \quad (\text{A.14})$$

sustituyendo (A.13) en (A.7)

$$-\eta_{zdq}u_{dc} + Ri_{zdq} + L\omega i_{0q(-d)} + L\frac{d(i_{zdq})}{dt} + v_{szdq} = 0. \quad (\text{A.15})$$

Expresando este resultado en forma matricial:

$$-\begin{bmatrix} \eta_z \\ \eta_d \\ \eta_q \end{bmatrix} u_{dc} + R \begin{bmatrix} i_z \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L\omega \begin{bmatrix} 0 \\ i_q \\ -i_d \end{bmatrix} + L\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_z \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{sz} \\ v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = 0. \quad (\text{A.16})$$

Finalmente los vectores del sistema trifásico abc pueden ser referidos al sistema de referencia $z dq$, de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} -\eta_z v_{dc} + R i_z + L \frac{di_z}{dt} + v_{sz} &= 0 \\ -\eta_d v_{dc} + R i_d + L \omega i_q + L \frac{di_d}{dt} + v_{sd} &= 0 \\ -\eta_q v_{dc} + R i_q - L \omega i_d + L \frac{di_q}{dt} + v_{sq} &= 0. \end{aligned} \quad (\text{A.17})$$

Siguiendo la metodología de análisis anterior, se puede obtener la ecuación de la parte dc como sigue:

Reescribiendo la ecuación (2.44)

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = \eta_{abc} i_{abc} + i_{dc}, \quad (\text{A.18})$$

se puede plantear de forma vectorial

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = (\eta_{abc} i_{abc})^T + i_{dc}, \quad (\text{A.19})$$

reemplazando las variables en abc por las variables en $z dq$:

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = (\mathbf{T}_{z dq, abc} \eta_{z dq})^T \mathbf{T}_{z dq, abc} i_{z dq} + i_{dc}, \quad (\text{A.20})$$

al operar y simplificar la expresión en coordenadas $z dq$ queda expresada:

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = \eta_z i_z + \eta_d i_d + \eta_q i_q + i_{dc}. \quad (\text{A.21})$$

Finalmente, a partir de las ecuaciones (A.17) y (A.21), se obtiene el modelo promediado en coordenadas $z dq$ que representa la dinámica de un VSC.

Apéndice B

Descomposición de potencia. Método p - q

En 1983, Akagi y otros coautores plantearon una teoría de potencia instantánea [73], denominada teoría p - q , en la que las corrientes y las tensiones de un sistema trifásico de tres hilos se expresaban vectorialmente mediante el uso de la transformada de Clark.

Para explicar la base de la teoría p - q se va a excluir de las ecuaciones la componente de secuencia cero. La potencia instantánea en un sistema trifásico se puede definir como [73]:

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta. \quad (\text{B.1})$$

La potencia reactiva instantánea se define según el vector espacial de la potencia imaginaria instantánea como:

$$[\vec{q}] = \vec{v}_\alpha \vec{i}_\beta + \vec{v}_\beta \vec{i}_\alpha \quad (\text{B.2})$$

Teniendo en cuenta que los ejes α y β son perpendiculares se puede decir que la potencia imaginaria instantánea q , que es el modulo de $\vec{q}$, tiene la expresión:

$$q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (\text{B.3})$$

Las potencias instantáneas p y q se pueden expresar de forma matricial (B.4). La dimensión de la potencia instantánea p , suma de dos productos de magnitudes instantáneas en el mismo eje, es el vatio (W). Sin embargo no existe una dimensión eléctrica para la potencia imaginaria instantánea.

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{B.4})$$

A partir de la expresión B.4 se puede obtener las siguientes expresiones de corriente:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \frac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{bmatrix} u_\alpha & -u_\beta \\ u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{B.5})$$

Se pueden descomponer las corrientes de ambos ejes como:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} + i_{\alpha q} \\ i_{\beta p} + i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

con

$$i_{\alpha p} = \frac{u_{\alpha}}{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2} p \quad i_{\alpha q} = \frac{-u_{\beta}}{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2} q \quad (\text{B.7})$$

$$i_{\beta p} = \frac{u_{\beta}}{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2} p \quad i_{\beta q} = \frac{u_{\alpha}}{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2} q \quad (\text{B.8})$$

se separa la potencia instantánea p en dos componentes, según los ejes α y β :

$$p = u_{\alpha} i_{\alpha} + u_{\beta} i_{\beta} = u_{\alpha} (i_{\alpha p} + i_{\alpha q}) + u_{\beta} (i_{\beta p} + i_{\beta q}) \quad (\text{B.9})$$

A partir de (B.7), (B.8) y (B.9) se deducen las siguientes ecuaciones:

$$p = u_{\alpha} i_{\alpha p} + u_{\beta} i_{\beta p} = p_{\alpha p} + p_{\beta p} \quad (\text{B.10})$$

$$0 = u_{\alpha} i_{\alpha q} + u_{\beta} i_{\beta q} = p_{\alpha q} + p_{\beta q} \quad (\text{B.11})$$

De las expresiones (B.10) y (B.11) se puede concluir:

- La suma de las potencias instantáneas $p_{\alpha p}$ y $p_{\beta p}$ coincide con la potencia real instantánea en un circuito trifásico. Por lo tanto $p_{\alpha p}$ y $p_{\beta p}$ son llamadas potencias activas instantáneas en los respectivos ejes.
- Las potencias instantáneas $p_{\alpha q}$ y $p_{\beta q}$ son iguales y de signo contrario, por lo que se cancelan, no realizando contribución al flujo de potencia instantáneo desde la fuente a la red. Estas son denominadas potencias reactivas instantáneas.

Apéndice C

Programa código MATLAB

```
%% Datos de la turbina 30 kW
P_wecs=30e3; % Potencia nominal del WECS
N_wecs=1; % Número de WECS
P_t_b=P_wecs*N_wecs; % Potencia Nominal de la Turbina Nominal (W)
power_C=0.73; % Potencia Punto C (pu)
speed_C=1.2; % Velocidad Punto C (pu)
Nu_v_n=11; % Viento nominal (m/s)
speed_ABCD=[0.7 0.71 1.2 1.21]; Beta_max=40; Beta_min=0;
pitch_rate=2;
Omega_t_n_rpm=160; % Velocidad nominal del eje de la turbina (rpm)
Omega_t_n=Omega_t_n_rpm*2*pi/60; % Velocidad nominal del eje de la turbina (rad/s)
Omega_t_b = Omega_t_n ; % Velocidad base del eje de la turbina (rad/s)
Tau_t_b= P_t_b / Omega_t_b; N_gb=1; Omega_r_n = N_gb * Omega_t_n;
Omega_r_b = Omega_r_n; Ts_Mech=100e-6;

% Datos Viento
nu_v_1=11; nu_v_2=14; t_nu_v=2; nu_v0=12; beta_0=11.4; i_q0=-1870;
omega_r0=Omega_t_n; omega_t0=Omega_t_n; gamma_tr0=0;
wind_select=2; Nu_v=15; Decimation=10;

% Estos son los datos en pu
H_t = 3.5;
H_r = 0.1;
J_t=2*H_t*P_t_b/(Omega_r_n / N_gb)^2;
J_r=2*H_r*P_t_b/(Omega_r_n)^2;

% Potencias de perdida por fricción (pu):
P_fr_pu = 0.01;
P_fb_pu = 0.01;
D_tb= P_t_b * P_fr_pu / (Omega_r_n / N_gb)^2;
D_rb= P_t_b * P_fb_pu / Omega_r_n^2;

fn=50;
nu=0.1;
wn=2*pi*fn;

a=-nu*wn;
b=wn;
D_tr=-2*a*J_r*J_t/(N_gb^2*J_r+J_t);
K_tr=J_r*J_t*(-a^2+b^2)/(N_gb^2*J_r+J_t);

%% Parametros PMSM+VSC_M
Carrier_m = 2000; Hz
Ts_Power = 10e-6; s
Ts_Control = 10 * Ts_Power ;
V_m_b=750; % Tensión a velocidad nominal (V RMS Linea-Linea)
P_m_b=30e3; % Potencia base (W)
F_m_b=11.25; % Frecuencia a velocidad nominal (Hz)
N_r=45; % Nro. pares de polo
Omega_m_b = N_r * Omega_r_b;
Z_m_b=V_m_b^2/P_m_b; % Impedancia base (lado de alta)
X_m_pu=0.04; % Reactancia de acoplamiento y estatorica (pu)
R_m_pu=0.1*X_m_pu; L_m=1e-3;
```

```

L_md = X_m_pu * Z_m_b / (Omega_m_b) ; % Inductancia eje directo d (H)
L_mq = X_m_pu * Z_m_b / (Omega_m_b) ; % Inductancia eje cuadratura (H)
R_m = R_m_pu * Z_m_b; % Resistencia estatorica
Lambda = V_m_b / Omega_m_b * sqrt(2/3); % Flujo imanes permanentes (Wb)
FilterCutOff = Carrier_m ; % Frecuencia de corte de filtros de medición (Hz)

V_h_b=400; % Tensión de red de lado de alta (RMS Linea-Linea)
V_l_b=400; % Tensión de red de baja de alta (RMS Linea-Linea)
S_n_b=30e3; % Potencia nominal del VSC
F_b=50; % Frecuencia de la red
N_t=V_h_b/V_l_b; % Relación de transformación
V_dc_b=690*sqrt(2); % Tensión base lado de DC
Omega_n_b=2*pi*F_b; % Frecuencia angular base
Z_n_b=V_h_b^2/S_n_b; % Impedancia base (lado de alta)
X_n_pu=0.2; % Reactancia de acoplamiento (pu)
X_n=0.2*Z_n_b; % Reactancia de acoplamiento (ohms)
R_n=X_n/10; % Resistencia de acoplamiento (ohms)
L_n=X_n/Omega_n_b; % Inductancia de acoplamiento (H)
H_c=0.05; % Inercia del Condensador (s)
% H_c= (1/2*C_n*V_dc_b^2)/S_b
C_n=2*H_c*S_n_b/V_dc_b^2; % Capacidad del condensador (F)

%% -----
% PARAMETROS CONTROL PR
%-----
Omega_n = 2*pi*50; Omega_c = 2*pi*1; xi = Omega_c/Omega_n; K_i
=1; K_p =0.01 ; G_pr=0.01*tf([ 1 2*(1+K_i/K_p)*xi*Omega_n
Omega_n^2], [1 2*xi*Omega_n Omega_n^2]);

Decimation_S=200;

%% Condiciones Iniciales

omega_r_0 = Omega_r_n ;
omega_t_0 = Omega_r_n / N_gb;
gamma_tr_0 = P_t_b / omega_r_0 / K_tr;

% Valor inicial para la tensión de referencia del bus DC
v_dc_ref_0=Lambda*N_r*omega_r_0*sqrt(3)-(sqrt(2)*P_m_b)/(sqrt(3)*V_m_b)*N_r*omega_r_0*(L_m+L_md);

%-----
SB0 = 10e6; VB_RMS_LL_0 = 20e3; VB_RMS_LL_1 = 1100; fB = 50; wB =
2*pi*fB; vdc0 = 2200;

VB_P_F_0 = VB_RMS_LL_0*sqrt(2/3); IB0 = SB0/(3/2)/VB_P_F_0; ZB0 =
VB_P_F_0/IB0; LB0 = ZB0/wB; CB0 = 1/ZB0/wB; VB_P_F_1 =
VB_RMS_LL_1*sqrt(2/3); IB1 = SB0/(3/2)/VB_P_F_1; ZB1 =
VB_P_F_1/IB1; LB1 = ZB1/wB; CB1 = 1/ZB1/wB;
%-----

%-----
RTpu = 0.005; LTpu = 0.05;
%-----
RSkm = 0.00; XSkM = 1.44; RLkm = 0.23; XLkm = 0.36; km = 3;

RS = RSkm*km; LS = XSkM*km/wB; RL = RLkm*km; LL = XLkm*km/wB;
%-----

%-----
PL = 0.4*SB0; QL = 0.3*SB0;
%-----

%-----
ZS = RS + i*wB*LS; ZL = RL + i*wB*LL;

Vmiss = 1 - ZS/(ZS+ZL);

abs(Vmiss) angle(Vmiss)*180/pi
%-----

%-----
%OBSERVADOR 1+ 1-

```

```

%-----
Je = [ 0 1 0 0
      -1 0 0 0
        0 0 0 -1
        0 0 1 0 ];
I = eye(2,2); AOA = Je; COA = [ I I ];

ROA = rank( obsv(AOA,COA) );

Q = 4*diag([ 1 1 1 1 ]); R = diag([1 1]); GOA =
lqr(AOA',COA',Q,R)'; eig(AOA-GOA*COA)
%-----

%-----
%OBSERVADOR 1+ 1- DISCRETO
%-----
h = 10/5*10e-6*60; AODaux = expm(wB*AOA*h);

a = cos(h*wB); b = sin(h*wB);

AOD = [ a b 0 0
        -b a 0 0
          0 0 a -b
          0 0 b a ];

AODaux - AOD

COD = COA;

ROD = rank( obsv(AOD,COD) );

Q = 60*60*1/10/10/5/5/2*diag([ 1 1 1 1 ]); R = diag([1 1]); GOD
= dlqr(AOD',COD',Q,R)'; eig(AOD-GOD*COD);
%-----

%-----
%Observador 1+ 1- 5+ 5- 7+ 7-
%-----
Je = [ 0 1 0 0
      -1 0 0 0
        0 0 0 -1
        0 0 1 0 ];
I = eye(2,2); Z = zeros(4); AOB = [ Je Z Z
                                   Z 5*Je Z
                                   Z Z 7*Je ];
COB = [ I I I I I I ];

ROB = rank( obsv(AOB,COB) );

Q = 6*diag(ones(1,12)); R = diag([1 1]); GOB =
lqr(AOB',COB',Q,R)'; eig(AOB-GOB*COB)
%-----

%-----
TS_Simu = 10e-6; TS_Control = 400e-6;
%-----

F = 2/3 * [ 1/sqrt(2) 1/sqrt(2) 1/sqrt(2) ; 1 -1/2 -1/2 ; 0
            -sqrt(3)/2 sqrt(3)/2 ];

%-----
% PLL-SRF
%-----
kSOGI = sqrt(2);

fi = 1/sqrt(2); wn = 2*pi*12; Kp11 = 2*fi*wn; Tp11 = 2*fi/wn; ki =
Kp11/Tp11; w0 = 2*pi*fB; fMAX = 2*pi*100; fMIN = 2*pi*0; P_PI = [
Kp11 ki w0 fMAX fMIN ];
%-----

```

```

%-----
% PLL - EPLL
%-----
Kv = 200;

fi = 1/sqrt(2); wn = 2*pi*12*2; Kp11 = 2*fi*wn; Tp11 = 2*fi/wn; ki
= Kp11/Tp11; w0 = 2*pi*fB; fMAX = 2*pi*100; fMIN = 2*pi*0;
P_PIEPLL = [ Kp11 ki w0 fMAX fMIN ]
%-----

%-----
% PLL-SRF DISCRETO
%-----
Ts = TS_Control; K = Kp11*Ts*( Ts/(2*Tp11) + 1 ); beta =
(2*Tp11 - Ts)/(2*Tp11 + Ts); V = 1;

Kp = K*V; a = Kp - 2; b = 1 - Kp*beta;

roots([ 1 a b]) abs(roots([ 1 a b]))
%-----
Ts_Control=Ts_Power;

Ts_Mech=Ts_Power;

```

Bibliography

- [1] W. E. Holley, “Wind turbine dynamics and control - issues and challenges,” in *Proc. American Control Conf the 2003*, vol. 5, pp. 3794–3795, 2003.
- [2] H. Li, D. Zhang, M. Steuer, K. L. Shi, and S. Woodruff, “Modeling, simulation and experimental test of a variable-speed cage machine wind generation system,” in *Proc. IEEE Workshop Computers in Power Electronics*, pp. 173–177, 2004.
- [3] L. Mihet-Popa, F. Blaabjerg, and I. Boldea, “Wind turbine generator modeling and simulation where rotational speed is the controlled variable,” vol. 40, no. 1, pp. 3–10, 2004.
- [4] A. E. Haniotis, K. S. Soutis, A. G. Kladas, and J. A. Tegopoulos, “Grid connected variable speed wind turbine modeling, dynamic performance and control,” in *Proc. IEEE PES Power Systems Conf. and Exposition*, pp. 759–764, 2004.
- [5] W. E. Leithead, S. A. de la Salle, D. Reardon, and M. J. Grimble, “Wind turbine modelling and control,” in *Proc. Int Control 1991. Control '91. Conf*, pp. 1–6, 1991.
- [6] Y. D. Song, B. Dhinakaran, and X. Bao, “Control of wind turbines using nonlinear adaptive field excitation algorithms,” in *Proc. American Control Conf the 2000*, vol. 3, pp. 1551–1555, 2000.
- [7] K. E. Johnson, L. Y. Pao, M. J. Balas, V. Kulkarni, and L. J. Fingersh, “Stability analysis of an adaptive torque controller for variable speed wind turbines,” in *Proc. CDC Decision and Control 43rd IEEE Conf*, vol. 4, pp. 4087–4094, 2004.
- [8] K. E. Johnson, L. Y. Pao, M. J. Balas, and L. J. Fingersh, “Control of variable-speed wind turbines: standard and adaptive techniques for maximizing energy capture,” *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 26, no. 3, pp. 70–81, 2006.

- [9] D. J. Leith and W. E. Leithead, "Application of nonlinear control to a hawt," in *Proc. Third IEEE Conf. Control Applications*, pp. 245–250, 1994.
- [10] B. Boukhezzar and H. Siguerdidjane, "Nonlinear control of variable speed wind turbines for power regulation," in *Proc. IEEE Conf. Control Applications CCA 2005*, pp. 114–119, 2005.
- [11] M. R. Rathi, P. P. Jose, and N. Mohan, "A novel h_{∞} based controller for wind turbine applications operating under unbalanced voltage conditions," in *Proc. 13th Int Intelligent Systems Application to Power Systems Conf*, 2005.
- [12] H. Guo and Q. Guo, "H ∞ control of adjustablepitch wind turbine adjustable-pitch system," in *Proc. CES/IEEE 5th Int. Power Electronics and Motion Control Conf. IPEMC 2006*, vol. 2, pp. 1–4, 2006.
- [13] K. Tan and S. Islam, "Optimum control strategies in energy conversion of pmsg wind turbine system without mechanical sensors," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 392–399, June 2004.
- [14] F. Valenciaga and P. Puleston, "High-order sliding control for a wind energy conversion system based on a permanent magnet synchronous generator," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 860–867, Sept. 2008.
- [15] M. G. Simoes, B. K. Bose, and R. J. Spiegel, "Design and performance evaluation of a fuzzy-logic-based variable-speed wind generation system," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, pp. 956–965, Jul/Aug 1997.
- [16] L. Freris, *Wind Energy Conversion System*. 1990.
- [17] T. Thiringer and J. Linders, "Control by variable rotor speed of a fixed-pitch wind turbine operating in a wide speed range," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 8, no. 3, pp. 520–526, 1993.
- [18] A. Miller, E. Muljadi, and D. S. Zinger, "A variable speed wind turbine power control," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 12, no. 2, pp. 181–186, 1997.
- [19] L. Soderlund, J.-T. Eriksson, J. Salonen, H. Vihriala, and R. Perala, "A permanent-magnet generator for wind power applications," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 32, pp. 2389–2392, Jul 1996.

- [20] E. Spooner and A. Williamson, "Direct coupled, permanent magnet generators for wind turbine applications," *IEE Proceedings -Electric Power Applications*, vol. 143, pp. 1–8, Jan 1996.
- [21] H. Stiesdal, C. Nybore, J. Furze, and H. Piggott, "The wind turbine components and operation," *Bonus info*, 1999.
- [22] J. Slootweg, "Wind power. modeling and impact on power system dynamics," *PhD thesis. University of Delft. Netherland*, 2003.
- [23] T. Ackermann, "Wind power in power systems," *Royal Institute of Technology. Editorial Jhon Wiley and Sons, Ltd, Stockholm, Sweden*, 2005.
- [24] B. Beltran, T. Ahmed-Ali, and M. E. H. Benbouzid, "Sliding mode power control of variable speed wind energy conversion systems," in *Proc. IEEE Int. Electric Machines & Drives Conf. IEMDC '07*, vol. 2, pp. 943–948, 2007.
- [25] P. Kundur, "Power system stability and control," *Electric Power Research Institute. Ed. McGraw-Hill*, 1993.
- [26] Z. Lubosny, "Wind turbine operation in electric power systems. advanced modelling," *Springer-Verlag, Berlin Heidelberg*, 2003.
- [27] C.-M. Ong, "Dynamic simulation of electric machinery usig matlab/simulink," *Ed. Prentice Hall, New Jersey*, 1998.
- [28] J. G. Slootweg, H. Polinder, and W. L. Kling, "Representing wind turbine electrical generating systems in fundamental frequency simulations," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, pp. 516–524, Dec 2003.
- [29] S. Chen, G. Joos, and L. T. Moran, "Dynamic performance of pwm statcoms operating under unbalance and fault conditions in distribution systems," in *Proc. IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, vol. 2, pp. 950–955, 2001.
- [30] V. Akhmatov and H. Knudsen, "An aggregate model of a grid-connected, large scale, offshore wind farm for power stability investigations-importance of windmill mechanical system," *Electrical Power Systems*, pp. 709–917, June 2002.

- [31] S. K. Salman and A. L. J. Teo, "Windmill modeling consideration and factors influencing the stability of a grid-connected wind power-based embedded generator," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 18, pp. 793–802, May 2003.
- [32] P. W. Lehn, "Exact modeling of the voltage source converter," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 17, no. 1, pp. 217–222, 2002.
- [33] P. W. Lehn and M. R. Irvani, "Discrete time modeling and control of the voltage source converter for improved disturbance rejection," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 6, pp. 1028–1036, 1999.
- [34] K. Ogata, *Ingeniería de Control Moderna*. Universidad de Minisota, pearson educación ed., 1998.
- [35] J. M. Mauricio Ferramola, *Control de Convertidores en Fuente de Tension y Sistemas de Potencia con Generacion Renovable*. PhD thesis, Universidad de Sevilla, Febrero 2009.
- [36] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, "more power to you (review of instantaneous power theory and applications to power conditioning by akagi, h. et al.; 2007) [book review]," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 6, no. 1, pp. 80–81, 2008.
- [37] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 48, no. 3, pp. 716–727, 1929.
- [38] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines-ii," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 52, pp. 352–354, 1933.
- [39] J. F. Gieras and M. Wing, *Permanent Magnet Motor Tecnology*. CRC, second ed., 2002.
- [40] S. D. Bhim Singh, B. P. Singh, "A state of art on different configurations of permanent magnet brushless machines," *The Institution of Engineers (India). Technical Jornal*, vol. 87, 2006.
- [41] J. R.-M. E. R. R. J. R. S. A. Gómez Exposito, J.L. Martínez Ramos, *Fundamentos de Teoría de Circuitos*. Thomson Editores Spain, 2007.
- [42] P. C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*. McGraw-Hill Book Company, 1996.

- [43] B. S. Borowy and Z. M. Salameh, "Dynamic response of a stand-alone wind energy conversion system with battery energy storage to a wind gust," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 12, no. 1, pp. 73–78, 1997.
- [44] V. Akhmatov, *Analysys of Dynamic Behaviour of Electric Power System with Large Amount of Wind Power*. PhD thesis, Technical University of Denmark, April 2003.
- [45] A. Isidori, "Nonlinear control systems. an introduction," *Springer-Verlag*, 3rd Edition, London, Great Britain, 1995.
- [46] J. E. Slotine and W. Li, "Applied nonlinear control," *Prentice Hall*, N. J., U.S.A., 1991.
- [47] M. Mohamadian, A. Varjani, and S. Dehghan, "A new variable-speed wind energy conversion system using permanent-magnet synchronous generator and z -source inverter," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 714–724, Sept. 2009.
- [48] M. Bollen, M. Bollen, and M. Bollen, "Appendix b: Ieee standards on power quality," in *Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions*, pp. 481–483, IEEE, 1999.
- [49] P. 12.3, "Requisitos de respuesta frente a huecos de tensión de las instalaciones eólicas," *Resolución de 04-10-2006, BOE 24/10/06*, 2006.
- [50] M. Chomat and L. Schreier, "Control method for dc-link voltage ripple cancellation in voltage source inverter under unbalanced three-phase voltage supply conditions," *IEE Proceedings -Electric Power Applications*, vol. 152, pp. 494–500, May 2005.
- [51] A. V. Stankovic and T. A. Lipo, "A novel control method for input output harmonic elimination of the pwm boost type rectifier under unbalanced operating conditions," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 5, pp. 603–611, 2001.
- [52] J.-K. Kang and S.-K. Sul, "Control of unbalanced voltage pwm converter using instantaneous ripple power feedback," in *Proc. th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conf. PESC '97 Record*, vol. 1, pp. 503–508, 22-27 June 1997.
- [53] Y. Liu and F. L. Luo, "Trinary hybrid multilevel inverter used in statcom with unbalanced voltages," *IEE Proceedings -Electric Power Applications*, vol. 152, pp. 1203–1222, Sept. 2005.

- [54] H. Awad, J. Svensson, and M. Bollen, "Mitigation of unbalanced voltage dips using static series compensator," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 3, pp. 837–846, 2004.
- [55] C. Hochgraf and R. H. Lasseter, "Statcom controls for operation with unbalanced voltages," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 13, no. 2, pp. 538–544, 1998.
- [56] H.-S. Song and K. Nam, "Dual current control scheme for pwm converter under unbalanced input voltage conditions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 5, pp. 953–959, 1999.
- [57] S. Chen and G. Joos, "Direct power control of dstatcoms for voltage flicker mitigation," in *Proc. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting Industry Applications Conf. Conf. Record of the 2001 IEEE*, vol. 4, pp. 2683–2690, 30 Sept. 2001.
- [58] M. Malinowski, G. Marques, M. Cichowlas, and M. P. Kazmierkowski, "New direct power control of three-phase pwm boost rectifiers under distorted and imbalanced line voltage conditions," in *Proc. IEEE Int. Symp. Industrial Electronics ISIE '03*, vol. 1, pp. 438–443, 9-12 June 2003.
- [59] R. C. Dugan, M. MacGranaghan, and H. W. Beaty, "Electrical power systems quality," *1st ed. McGraw-Hill*, 1996.
- [60] M. H. J. Bollen, "Characterisation of voltage sags experienced by three-phase adjustable-speed drives," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 12, no. 4, pp. 1666–1671, 1997.
- [61] W. D. Stevenson, *Elements of power system analysis*. 1982.
- [62] C. L. Fortescue, "Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, no. 2, pp. 1027–1140, 1918.
- [63] J. C. Pidre and F. M. Argüelles, *Análisis y Operación de Sistemas de Energía Eléctrica*, ch. Análisis de Faltas y Protecciones, pp. 472–475. 2002.
- [64] W. Leonhard, "Control of electrical drives, 2nd ed., ser. electrical engineering. springer-verlag," 1996.

- [65] J. Eloy-García Carrasco, *Control Directo de Potencia de Convertidores Electrónicos Conectados a la Red*. PhD thesis, Universidad Carlos III De Madrid, Julio 2007.
- [66] S.-K. Chung, "Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems," *IEE Proceedings -Electric Power Applications*, vol. 147, no. 3, pp. 213–219, 2000.
- [67] V. Kaura and V. Blasko, "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 1, pp. 58–63, 1997.
- [68] T.-N. Le, "Kompensation schnell veränderlicher blindströme eines drehstromverbrauchers," *Archiv für Elektrotechnik*, vol. 11, no. 8, pp. 249–253, 1989.
- [69] F. Saccomanno, *Electric power systems : analysis and control*. 2003.
- [70] A. Yazdani and R. Iravani, "A unified dynamic model and control for the voltage-sourced converter under unbalanced grid conditions," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, no. 3, pp. 1620–1629, 2006.
- [71] A. Leon, J. Mauricio, J. Solsona, and A. Gomez-Exposito, "Software sensor-based statcom control under unbalanced conditions," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 1623–1632, July 2009.
- [72] P. Rioual, H. Pouliquen, and J.-P. Louis, "Regulation of a pwm rectifier in the unbalanced network state using a generalized model," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 3, pp. 495–502, 1996.
- [73] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," *IEEE Transactions on Industry Applications*, no. 3, pp. 625–630, 1984.