



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA
DEL ESTADO DE HIDALGO
ÁREA ACADÉMICA DE INGENIERÍA

CENTRO DE INVESTIGACIÓN AVANZADA EN
INGENIERÍA INDUSTRIAL

Análisis y Diseño de un Neurocontrolador
Adaptativo para un Sistema de Generación Eólico
Basado en una Máquina Síncrona

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE
Doctor en Ciencias en Ingeniería Industrial

P R E S E N T A
M. en C. Omar Aguilar Mejía

DIRECTOR DE TESIS:
Dr. José Manuel Sausedo Solorio
Dr. Rubén Tapia Olvera

Diciembre de 2014



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DEL ESTADO DE HIDALGO
INSTITUTO DE CIENCIAS BÁSICAS E INGENIERÍA
DIRECCIÓN

M. en A. Julio César Leines Medécigo
Director de Administración Escolar
PRESENTE

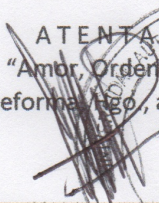
Por este conducto le comunico que el jurado asignado al pasante, del Doctorado en Ciencias en Ingeniería Industrial, **C. Omar Aguilar Mejía**, con número de cuenta 177403, quien presenta el trabajo de tesis titulado **"Análisis y Diseño de un Neurocontrolador Adaptativo para un Sistema de Generación Eólico Basado en una Máquina Síncrona"**, después de revisar el trabajo en reunión de sinodales, ha decidido autorizar la impresión del mismo una vez realizadas las correcciones que fueron acordadas.

A continuación se anotan las firmas de conformidad de los integrantes del jurado.

PRESIDENTE: Dr. Joselito Medina Marín
SECRETARIO: Dr. Rubén Tapia Olvera
VOCAL: Dr. José Manuel Sausedo Solorio
SUPLENTE: Dr. Manuel González Hernández

Sin otro particular, reitero a Usted la seguridad de mi atenta consideración.

ATENTAMENTE
"Amor, Orden y Progreso"
Mineral de la Reforma, Hgo., a 21 de Noviembre de 2014.


Dr. Orlando Ávila Pozos
Director del ICBI

Ciudad Universitaria Carretera Pachuca-Tulancingo
Km. 4.5. s/n Col. Carboneras C.P. 42184
Mineral de la Reforma, Hidalgo. México.
Tel: (771)7172000 ext. 2230 , 2231



RESUMEN

En este trabajo se presenta el modelo matemático y control de un sistema eólico de generación de energía eléctrica interconectado a un sistema eléctrico de potencia para analizar su desempeño dinámico durante diferentes condiciones operativas. La turbina eólica se conecta a un generador síncrono de imanes permanentes mediante una transmisión rígida, para convertir la energía potencial del viento en energía eléctrica. Se utiliza un convertidor CA-CD-CA basado en electrónica de potencia para realizar el enlace entre el generador y la red eléctrica. Se emplean dos esquemas de control, un adaptativo y un PI para extraer la máxima potencia del viento que choca con las paletas, regular el voltaje en el enlace de corriente directa del convertidor, controlar la calidad de la señal de corriente que entrega el convertidor del lado red y el flujo de potencia activa y reactiva que se entrega al sistema eléctrico de potencia. Para la sincronización del sistema de generación eólico con la red eléctrica se emplean dos diferentes seguidores de fase, uno con compensadores en adelante y uno utilizando PID. Dentro del estudio se realiza el análisis no lineal de la máquina síncrona de imanes permanentes utilizando un marco de referencia estacionario dq . Con estos resultados se conoce bajo que condiciones paramétricas se presenta un comportamiento caótico en la máquina para evitar daños internos o externos. Finalmente, se presentan los resultados obtenidos de la respuesta de los controladores implementados en simulación, donde el control neuronal se adapta a las diferentes condiciones operativas limitando las oscilaciones y sobreimpulsos de las variables del sistema en comparación con el desempeño del control convencional PI.

ABSTRACT

This dissertation is essentially concerned with the modeling and control of a Wind Energy Conversion Systems (WECS) based Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG). The WECS adopts a back-to-back converter system with Voltage Source Inverter (VSI) and a Phase-Locked Loop to track continuously the fundamental frequency and its phase from voltage node that is connected to the system generation. One of the central themes of this dissertation is the development of a control scheme that uses a B-spline artificial neural network for controllers tuning when the system is subjected to disturbances. The currents from VSI's are controlled in a synchronous orthogonal dq frame using an adaptive PI control. In the control strategy, the generator-side converter is used to tracks the maximum power point and the grid-side converter is responsible for the control of power flow and DC-link voltage. The B-spline neural network must be able to enhance the system performance and the online parameters updated can be possible. This work proposes the use of adaptive PI controllers to regulate the current, frequency and DC-link voltage. The nonlinear analysis study of the permanent magnet synchronous machine using a stationary reference frame dq is performed. With these results it is known parametric conditions under which chaotic behavior occurs in the machine to avoid internal or external damage. Results of the dynamic behavior of the whole WECS are presented along with different cases subject to various disturbances. The simulations show the feasibility and robustness of the proposed control schemes for PMSG based wind turbines.

CONTENIDO

Resumen	iii
Abstract	iv
Contenido	v
Lista de Figuras	ix
Lista de Tablas	xiii
Glosario	xv
Introducción	1
Estructura del trabajo	4
Objetivo general	5
Objetivos específicos	5
Metas	6
Planteamiento del problema	6
Hipótesis	7
Referencias	7
Capítulo 1	
Antecedentes y Estado del Arte	9
1.1. Introducción	9
1.2. Generadores eléctricos en los sistemas de generación eólicos	11
1.2.1. Generador de inducción jaula de ardilla	12
1.2.2. Generador de inducción con devanado de excitación	12
1.2.3. Generador de inducción doblemente alimentado.	13
1.2.4. Generador síncrono de imanes permanentes	13

1.2.5.	Generador síncrono con devanado de excitación	14
1.2.6.	Generador de corriente directa	14
1.3.	Convertidores basados en electrónica de potencia	15
1.4.	Esquemas de control para sistemas de generación eólica	16
1.4.1.	Control PID	17
1.4.2.	Control óptimo	17
1.4.3.	Control robusto	18
1.4.4.	Control adaptivo	19
1.4.5.	Control por modos deslizantes	19
1.4.6.	Control predictivo	19
1.4.7.	Control difuso	20
1.4.8.	Control por redes neuronales artificiales	20
1.4.9.	Redes neuronales y control PID	20
1.5.	Análisis no lineal de sistemas basados en electrónica de potencia	20
1.6.	Conclusiones	21
1.7.	Referencias	22

Capítulo 2

Modelado de la Máquina Síncrona de Imanes Permanentes	27	
2.1.	Introducción	27
2.2.	Construcción de la máquina síncrona de imanes permanentes	27
2.3.	Modelo matemático de la MSIP en coordenadas abc	29
2.4.	Representación del modelo de la MSIP en marco de referencia $\alpha\beta$	31
2.5.	Representación del modelo de la MSIP en marco de referencia dq	32
2.5.1.	Dinámica de la velocidad del rotor del GSIP	36
2.6.	Aerodinámica de la turbina eólica	37
2.7.	Análisis del GSIP conectado a una carga resistiva e inductiva	39
2.7.1.	Representación en espacio de estado del GSIP conectado a una carga resistiva e inductiva	40
2.8.	Análisis del GSIP en estado estacionario	41
2.9.	Caso de estudio del GSIP sin conexión a la red eléctrica convencional	41
2.10.	Conclusiones	43
2.11.	Referencias	44

Capítulo 3

Análisis No Lineal del Sistema de Generación	45	
3.1.	Introducción	45
3.2.	Convertidores basados en electrónica de potencia	45
3.3.	Dispositivos semiconductores de conmutación	47
3.4.	Sistemas no lineales en electrónica de potencia	47
3.5.	Sistemas eléctricos de potencia	48
3.6.	Convertidor reductor (Buck) CD/CD	49

3.6.1.	Modelado convencional del convertidor reductor	50
3.6.2.	Modelo de conducción continua	50
3.6.3.	Modelo promedio	50
3.6.4.	Modelo perturbado	51
3.6.5.	El convertidor reductor en estado estable	51
3.6.6.	Linearización de las ecuaciones del convertidor reductor	51
3.6.7.	Función de transferencia del convertidor reductor	51
3.6.8.	Análisis de estabilidad del convertidor reductor	52
3.6.9.	Respuesta dinámica del convertidor reductor	52
3.7.	Análisis no lineal del convertidor reductor	54
3.8.	Análisis no lineal de la MSIP	56
3.8.1.	Análisis de la dinámica de la MSIP	56
3.8.2.	Predicción del caos en la MSIP	58
3.8.3.	Interpretación física	59
3.8.4.	Cálculo de los exponentes de Lyapunov	60
3.9.	Conclusiones	62
3.10.	Referencias	63

Capítulo 4

Control Adaptativo por Redes Neuronales 65

4.1.	Introducción	65
4.2.	Introducción a las redes neuronales	66
4.3.	Redes neuronales B-spline	66
4.3.1.	Funciones base monovisible	68
4.3.2.	Funciones base multivariable	69
4.3.3.	Regla de aprendizaje	70
4.4.	Control neuronal del MSIP	71
4.4.1.	Ley de control	72
4.4.2.	Cálculo de la corriente deseada	73
4.4.3.	Estimación del par de carga	74
4.4.4.	Modelo neuronal	74
4.5.	Diseño del controlador PI para el MSIP	76
4.6.	Control neuronal de la velocidad angular del MSIP	78
4.6.1.	Parámetros del MSIP	79
4.7.	Conclusiones	83
4.8.	Referencias	83

Capítulo 5

Análisis y Control del Convertidor Back-To-Back 85

5.1.	Introducción	85
5.2.	Convertidor Back-To-Back	86
5.2.1.	Modelo dinámico del convertidor Back-To-Back	87

5.3.	Desempeño de la turbina eólica	90
5.3.1.	Esquema de control del convertidor lado generador	91
5.4.	Esquema de control del convertidor lado red	92
5.4.1.	Control de Corriente	93
5.4.2.	Control de Potencia Activa y Reactiva	94
5.4.3.	Sintonización del controlador PI de corriente (Versión 1)	95
5.4.4.	Sintonización del controlador PI de corriente (Versión 2)	96
5.5.	Bus de enlace de corriente directa del CBTB	97
5.5.1.	Esquema de control para el bus de voltaje de CD	98
5.6.	Conclusiones	100
5.7.	Referencias	100
Capítulo 6		
Control del Sistema de Generación Eólico		103
6.1.	Introducción	103
6.2.	Sincronización a la red eléctrica	103
6.2.1.	Seguidores de fase (PLL's)	104
6.2.2.	Diseño del seguidor de fase	104
6.2.3.	Esquema de control del seguidor de fase basado en compensadores en adelanto	107
6.2.4.	Esquema de control del seguidor de fase basado en un controlador PID	109
6.3.	Control neuronal del sistema de generación eólico	113
6.3.1.	Ley de control de la B-SNN para el SEGEE	115
6.4.	Simulación del sistema eólico de generación de energía eléctrica	117
6.4.	Conclusiones	121
6.5.	Referencias	122
Conclusiones y Trabajos Futuros		125
Conclusiones generales		125
Trabajos futuros		126
Publicaciones		129

LISTA DE FIGURAS

Capítulo 2	Modelado de la Máquina Síncrona de Imanes Permanentes	
Figura 2.1.	Tipos de construcción del GSIP. a) Polos no salientes. b) Polos salientes....	28
Figura 2.2.	Circuitos del estator y rotor de la máquina síncrona de imanes permanentes.	30
Figura 2.3.	Circuitos equivalente del GSIP en marco de referencia del rotor dq	34
Figura 2.4.	Circuitos equivalentes simplificados del GSIP en marco de referencia del rotor dq	36
Figura 2.5.	Diagrama de bloques para la simulación dinámica del GSIP representado por las ecuaciones (2.48, 2.53-2.54).....	40
Figura 2.6.	Respuesta dinámica de las corrientes en el marco de referencia dq y abc del GSIP conectado de forma aislada, ante una variación del par de carga y conectado a una carga RL.....	42
Figura 2.7.	Respuesta dinámica de los voltajes del GSIP en el marco de referencia dq y abc , conectado de forma independiente al sistema eléctrico convencional...	43
Figura 2.8.	Variación de la velocidad angular del rotor y par electromecánico del GSIP, cuando el sistema se somete a una disminución del par de carga.....	43
Capítulo 3	Análisis No Lineal del Sistema de Generación	
Figura 3.1.	Convertidor reductor CD/CD a lazo abierto.....	49
Figura 3.2.	Convertidor reductor CD/CD a lazo cerrado regulado por un controlador proporcional.....	50
Figura 3.3.	Respuesta dinámica del convertidor reductor; a) Órbita periódica de grado 1 del convertidor con v_{in} 24 volts; b) Órbita periódica de grado 2 del convertidor con v_{in} 25 volts, en las gráficas se muestra el voltaje de control y la señal rampa.....	53

Figura 3.4.	Formas de onda caóticas de la respuesta dinámica del convertidor reductor, donde $v_{in} = 30$ volts. De arriba hacia abajo: corriente en el inductor; voltaje en la resistencia de carga; v_{con} y v_{ramp} ; y voltaje en el diodo.....	53
Figura 3.5.	Diagrama de fase del convertidor reductor con $v_{in} = 30$ volts.....	55
Figura 3.6.	Diagrama de bifurcación del convertidor reductor cuando v_{in} varía entre 15 y 45 volts. En el eje y se gráfica la corriente que circula por la inductancia..	55
Figura 3.7.	Generador síncrono de imanes permanentes con carga resistiva trifásica.....	57
Figura 3.8.	Respuesta en el tiempo de las variables de estado de la MSIP.....	60
Figura 3.9.	Diagrama de fase tridimensional de la respuesta dinámica de la GSIP.....	60
Figura 3.10.	Diagrama de bifurcación de la MSIP.....	61
Figura 3.11.	Exponentes de Lyapunov de la MSIP cuando $\sigma=4$ y $\gamma=30$	62
Figura 3.12.	Espectro de los exponentes de Lyapunov de la MSIP.....	62
Capítulo 4	Control Adaptativo por Redes Neuronales	
Figura 4.1.	Representación esquemática de una red neuronal B-spline.....	67
Figura 4.2.	Vector de puntos de control para un espacio de entrada unidimensional.....	67
Figura 4.3.	Puntos de control de dos dimensiones, donde el área sombreada representa el espacio de entrada. Puntos exteriores equidistantes para el eje uno y coincidentes para el segundo.....	68
Figura 4.4.	Función base monovariante de orden $K = 1, 2, 3$	70
Figura 4.5.	Diagrama esquemático de una fuente inversora de voltaje para regular la velocidad del rotor de un MSIP, basado en un controlador adaptativo.....	72
Figura 4.6.	Lazo de control para regular la velocidad del rotor del MSIP.....	73
Figura 4.7.	Funciones base para ajustar el modelo neuronal del control de velocidad para el MSIP.....	76
Figura 4.8.	Red neuronal propuesta para regular la velocidad del rotor de la máquina síncrona.....	76
Figura 4.9.	Diagrama de bloques de la implementación del esquema de control neuronal del MSIP.....	77
Figura 4.10.	Diagrama esquemático para regular la velocidad angular del rotor de un MSIP, basado en un controlador convencional PI.....	77
Figura 4.11.	Diagrama de bloques del esquema de control de velocidad del MSIP en lazo cerrado.....	78
Figura 4.12.	Respuesta dinámica de la velocidad angular del rotor del MSIP ante diferentes condiciones operativas..	80
Figura 4.13.	Respuesta dinámica de la velocidad angular del rotor del MSIP al arranque.	80
Figura 4.14.	Desempeño de la velocidad angular del rotor ante un incremento súbito del par de carga.	81
Figura 4.15.	Evolución de las señales de salida del neurocontrolador.....	81
Figura 4.16.	Respuesta dinámica de la velocidad angular del rotor del MSIP para una señal sinusoidal de referencia cuando se somete a diferentes perturbaciones del par de carga.	82

Figura 4.17.	Error entre el valor deseado y el valor actual de la velocidad del rotor del MSIP.....	82
Figura 4.18.	Evolución de las señales de salida de la red neuronal B-Spline cuando la trayectoria deseada es sinusoidal ante diferentes variaciones del par de carga.....	83
Capítulo 5	Análisis y Control del Sistema de Generación Eólico	
Figura 5.1.	Convertidor Back-To-Back.	87
Figura 5.2.	Diagrama esquemático de la fuente inversora de voltaje.....	88
Figura 5.3.	Diagrama de bloques del esquema de control del WECS basado en un GSIP de polos no-salientes.....	92
Figura 5.4.	Curvas de máxima potencia en función del par electromagnético y velocidad del viento, para la turbina en estudio.....	93
Figura 5.5.	Diagrama de bloques del sistema de control de corriente de la fuente inversora de voltaje.....	95
Figura 5.6.	Diagrama de bloques del esquema de control para la fuente inversora de voltaje lado generador.	98
Figura 5.7.	Diagrama de bloques del esquema de control para la fuente inversora de voltaje lado red.	98
Figura 5.8.	Diagrama de flujo de potencia en el bus de CD del CBTB.....	99
Figura 5.9.	Diagrama de bloques para regular el bus de CD y determinar la potencia de referencia que se inyecta a la red eléctrica convencional.....	99
Capítulo 6	Control del Sistema de Generación Eólico	
Figura 6.1.	Diagrama esquemático del seguidor de fase basado en un compensador en adelanto.	106
Figura 6.2.	Diagrama de bloques del esquema de control del PLL.....	107
Figura 6.3.	Respuesta dinámica del seguidor de fase con compensadores en adelanto....	108
Figura 6.4.	Respuesta dinámica del seguidor de fase con compensadores en adelanto ante un desbalanceo de voltaje en dos fases del sistema trifásico.....	109
Figura 6.5.	Respuesta dinámica del seguidor de fase con compensadores en adelanto ante una variación de frecuencia.	110
Figura 6.6.	Respuesta a la frecuencia del seguidor de fase sin compensador.....	110
Figura 6.7.	Respuesta a la frecuencia del sistema del PLL sin compensar y compensado..	111
Figura 6.8.	Respuesta dinámica del seguidor de fase con controlador PID.....	111
Figura 6.9.	Respuesta dinámica del seguidor de fase con controlador PID ante un desbalanceo de voltaje en dos fases del sistema trifásico.....	112
Figura 6.10.	Respuesta dinámica del seguidor de fase regulado con un PID ante una variación de frecuencia en el bus de la compañía suministradora.....	113
Figura 6.11.	Diagrama de bloques del esquema de control adaptativo para el CBTB lado generador del sistema de generación eólico.....	115
Figura 6.12.	Diagrama de bloques del esquema del neurocontrolador para el CBTB lado red del sistema de generación eólico.....	115

Figura 6.13.	Diagrama propuesto de la red neuronal para actualizar los pesos de los PI del esquema de control del sistema de generación eólico.	116
Figura 6.14.	Diagrama esquemático del sistema eléctrico de generación de energía eólico.....	118
Figura 6.15.	Perfil de la velocidad del viento para la simulación del SEGEE.	119
Figura 6.16.	Respuesta transitoria del voltaje en el bus de CD del CBTB.....	120
Figura 6.17.	Magnitud de la corriente en marco de referencia dq en el punto común de conexión; (a) desempeño dinámico de i_{dr} ; (b) desempeño dinámico de i_{qr} ...	120
Figura 6.18.	Magnitud de la corriente en marco de referencia abc en terminales lado red ; (a) Ampliación de una pequeña sección de la Fig. 6.18a [0.08 0.09] seg.; (b) Ampliación de una pequeña sección de la Fig. 6.18a [0.16 0.17] seg.....	121
Figura 6.19.	Respuesta en el tiempo de las potencias reactivas y activas que se inyectan al sistema eléctrico.	121
Figura 6.20.	Evolución de las ganancias k_p y k_I de los controladores PI que entrega el neurocontrolador para el CBTB lado red del sistema de generación eólico.....	122

LISTA DE TABLAS

Capítulo 4	Control Adaptativo por Redes Neuronales	
Tabla 4.1.	Parámetros del MSIP.....	79
Capítulo 6	Control del Sistema de Generación Eólico	
Tabla 6.1.	Parámetros del sistema de generación eólico.....	119

GLOSARIO

CBEP	Convertidores Basados en Electrónica De Potencia
CD	Corriente Directa
DFIG	Generador de inducción doblemente alimentado
EP	Electrónica de Potencia
FIV	Fuente Inversora de Voltaje
IGBT	Transistor Bipolar de Compuerta Aislada
IGCT	Tiristor Conmutado de Compuerta Integrada
ITIC	Consejo Industrial de Información Tecnológica
MOSFET	Transistor de Efecto de Campo tipo MOS
NNBS	Red Neuronal de Entrenamiento Instantáneo
PI	Proporcional Integral
PID	Proporcional Integral Derivativo
PLL	Sincronizador de Fase y Frecuencia
PMSG	Generador Síncrono de Imanes Permanentes
PWM	Modulación de Ancho de Pulso
SCIG	Generador de Inducción Jaula de Ardilla
SEGEE	Sistema Eólico de Generación de Energía Eléctrica
SEP	Sistema Eléctrico de Potencia
SGE	Sistema de Generación Eólico
SPWM	Modulación Sinusoidal por Ancho de Pulso
VSC	Fuente Convertidora de Voltaje
WRSG	Generador Síncrono con Devanado de Excitación

La abreviación inicial para cada uno de los términos citados, corresponde a su definición en el idioma inglés.

INTRODUCCIÓN

El suministro de energía eléctrica es un factor decisivo para establecer la calidad de vida de las personas y es un detonante para el desarrollo económico de las naciones. En la mayoría de los países la economía depende substancialmente de la calidad y cantidad del fluido eléctrico disponible en el sistema eléctrico. Sin embargo, el desarrollo incontrolable de la civilización humana y la industrialización tienen un impacto negativo sobre el medio ambiente y en los recursos energéticos no renovables. Para evitar un colapso de los recursos naturales y la degradación de nuestro medio ambiente, las tecnologías futuras deben incluir los principios del desarrollo sustentable [1].

La energía eólica ha logrado avances muy notables en los últimos 40 años debido a diferentes factores. Desde 1980, los avances de la ciencia en aerodinámica, electrónica de potencia, dinámica estructural y micrometeorología han contribuido a un incremento anual del 5% en la producción de energía eléctrica utilizando la fuerza del viento [2-3]. Pero en los últimos tres años el índice de crecimiento promedio anual es cercano a 20%. Para entender la dinámica actual de crecimiento es necesario considerar algunos aspectos que están impulsando su desarrollo. El principal aspecto es que existe una creciente conciencia de la duración de las reservas de combustibles fósiles y los efectos adversos que causa su combustión para la generación de energía eléctrica. El segundo aspecto es la viabilidad de utilizar energía eólica, aunque el viento existe en todo el planeta, solo en algunas regiones se tiene densidad de potencia adecuada para instalar sistemas de generación eólicos (SGE's) rentables. Cabe mencionar, que existen diversas fuentes de energía renovables utilizadas para la producción de electricidad donde el viento no es favorable. En tercer aspecto, es el desarrollo de la ciencia y tecnología que en los últimos años han ayudado a conseguir avances notables en los SGE's. Estos tres factores son necesarios para fomentar el resurgimiento de la energía eólica, pero no son suficientes. Otros factores a considerar para entender la tasa de crecimiento son los costos y los apoyos gubernamentales a las energías verdes. Por ejemplo, en 1960 el costo de la electricidad producida por el viento era mucho más alto comprado con

la producción basada en la quema de recursos no renovables. A la fecha, el costo de la electricidad producida a base de aire es relativamente menor comparada con plantas de generación convencionales que utilizan la quema de combustible como materia prima.

A mediados de los años setenta, múltiples centros de investigación en el mundo retomaron viejos estudios, organizaron grupos de trabajo e iniciaron la construcción y operación de prototipos y sistemas operados con energías renovables. Con esta sinergia, se establecieron diversas empresas para aprovechar las oportunidades que ofrecían los diferentes gobiernos y organizaciones para el desarrollo de estas tecnologías, dados los altos precios de las energías convencionales. Los principales avances tecnológicos en las turbinas eólicas son: a) incremento de la potencia de salida generada, b) aumento en el tamaño de los generadores y longitud de las aspas, c) convertidores basados en electrónica de potencia más compactos y eficientes, d) diseño de aspas y máquinas generadoras más eficientes, e) nuevos algoritmos de control y de optimización para aprovechar la máxima potencia del viento y f) disminución de ruido generado.

Durante el 2012, en el mundo se incremento en 45 GW la capacidad instalada de generación eólica para llegar a la cifra de 283 GW, esta cifra representa un aumento del 19% con respecto al año 2011 [4]. Cuando se inyectan grandes cantidades de potencia eléctrica basada en energía eólica al sistema eléctrico convencional se pueden tener impactos no favorables por la naturaleza estocástica del viento. Para reducir el alcance de estos impactos los operadores del sistema eléctrico en cada país han establecido diferentes requisitos (códigos de red) para poder conectarse. Para cumplir con las exigencias técnicas establecidas, los sistemas eléctricos de generación no convencionales han evolucionado claramente en el uso de los convertidores de potencia [5].

En este contexto, las turbinas eólicas requieren dispositivos basados en electrónica de potencia para ajustar la frecuencia y voltaje generado al de la red eléctrica para poderse conectar. El uso de la electrónica de potencia en los sistemas de generación eólicos ofrece diversas ventajas:

- Control de frecuencia: Con la electrónica de potencia la turbina eólica se puede operar dentro de un rango de frecuencias variables para regular y mejorar su desempeño: (1) aprovechar la máxima potencia mecánica que produce el viento; (2) reducir el par de carga en la caja de engranes; (3) regular el par de carga, para aumentar la vida útil de la transmisión mecánica; (4) en algunos casos el convertidor puede funcionar como caja de transmisión electrónica y; (5) reducir el ruido de la turbina cuando existen bajas velocidades de viento. También hay que considerar, que cuando se utilizan demasiados dispositivos de electrónica de potencia se aumentan las pérdidas de energía y el costo por la inclusión de accesorios extras [6].
- Características del sistema eléctrico: Los dispositivos basados en electrónica de potencia tienen la capacidad de integrar parques eólicos al sistema eléctrico de potencia (SEP) para utilizarlos como elementos activos [7], con lo cual se obtienen los siguientes beneficios: (1) regular el flujo de potencia reactiva del sistema de generación eólico; (2) el convertidor se puede utilizar como una fuente propia de potencia reactiva; (3) el parque eólico puede mejorar la estabilidad del SEP si se maneja adecuadamente y; (4) los convertidores mejoran el desempeño de los aerogeneradores por

que ayudan a limitar la corriente de corto circuito, filtrar armónicos y reducir variaciones de voltaje.

Por muchas razones, los dispositivos basados en electrónica de potencia (EP) forman parte del sistema de control de la turbina eólica. El esquema de control tiene dos objetivos: maximizar la producción de energía eléctrica en función a la velocidad del aire y la aerodinámica de las paletas; y regular la potencia de salida con las características eléctricas deseadas o detener por completo la generación cuando la velocidad del viento es demasiado fuerte [5]. El sistema de control en la mayoría de los SGE's se pueden dividir en dos subsistemas: 1) control de la turbina eólica y; 2) control de los convertidores basados en EP. El primer sub-sistema incluye monitoreo y sincronización con la red, control de potencia activa y reactiva, módulos de seguridad y modo de operación de la turbina [8]. El segundo sub-sistema se divide en dos partes, lado generador y lado red, pero ambos sub-sistemas envían y reciben datos de las mediciones de diferentes variables mecánicas, eléctricas y atmosféricas. El controlador del convertidor lado generador ajusta la velocidad del rotor para obtener la máxima potencia de salida en función de la velocidad del aire utilizando el punto de máxima potencia y curvas características que entrega el fabricante. El punto de máxima potencia se obtiene utilizando diferentes técnicas de control lineal y no lineal para optimizar la relación de la velocidad punta [9]. El controlador del convertidor lado red regula la cantidad y calidad de la potencia eléctrica que se entrega a la red eléctrica cumpliendo los requisitos establecidos en los códigos de red.

Las principales topologías de los convertidores basados en electrónica de potencia (CBEP) utilizadas en los SGE son el convertidor de potencia bidireccional y el convertidor de potencia unidireccional. El convertidor bidireccional, también llamado convertidor Back-To-Back (CBTB), consiste en un inversor y un rectificador, ambos conectados o enlazados por un bus de corriente directa (C.D.). Esta topología se utiliza en generadores eólicos síncronos y asíncronos. El bus de C.D. del CBTB tiene la función de desacoplar al convertidor lado red y al convertidor lado generador y, entonces, el generador pueda trabajar a diferentes frecuencias eléctricas y optimizar la potencia de salida en función a la velocidad del aire. La potencia generada se transfiere al sistema eléctrico mediante el convertidor lado red, regulando la potencia activa y reactiva que se inyecta para mejorar su desempeño dinámico. El sistema de control debe ser capaz de mantener constante la potencia en el bus de corriente directa para cualquier velocidad de la turbina eólica.

Los principales retos técnicos a resolver en un convertidor de potencia conectado a un SGE utilizando como interfaz la red eléctrica, son muchos y complicados, debido principalmente a la dinámica y la naturaleza incierta del sistema eléctrico de potencia, lo que resulta que sea una tarea complicada hacer que el sistema opere de forma adecuada en estrechos márgenes de estabilidad.

Actualmente, en diferentes partes del mundo se están instalando grandes concentraciones de aerogeneradores con capacidad de cientos mega watts de potencia. Los parques eólicos de grandes capacidades poseen la característica de conectarse directamente al SEP mediante una línea de transmisión, y tarde o temprano remplazarán a los sistemas de generación tradicionales. Esta tendencia tendrá como consecuencia que los sistemas eólicos deben contar con características de los sistemas convencionales, es decir, deberán de comportarse como sistemas de control activos dentro del SEP. Los parques eólicos de gran tamaño deberán de cumplir requerimientos técnicos como son: (1) control de

voltaje y de corriente; (2) regular la potencia reactiva y activa que se inyecta al SEP y; (3) tomar acciones de control rápidas cuando el SEP se encuentre en estado transitorio debido a perturbaciones externas.

Las perturbaciones en las redes de energía eléctrica pueden surgir por una gran variedad de situaciones, entre las que destacan las fallas de equipos y aislamientos, conmutación de capacitores, energización de equipos eléctricos de gran capacidad, entre otros. Uno de los problemas más comunes concernientes a la calidad de la energía, se debe a que la mayoría de los eventos están asociados a disminuciones o aumentos en el voltaje, y ocasionando que los procesos industriales se detengan o se provoquen daños en los equipos conectados a la red llevando a la industria, oficina o negocio a pérdidas cuantiosas. Otro factor que afecta al sistema es el desbalance de voltajes que provoca mal funcionamiento y fallas en los equipos eléctricos y electrónicos. A su vez, con el incremento en el uso de aparatos y dispositivos basados en electrónica de potencia junto con cargas no lineales conectadas a la red, se provocan alteraciones en la calidad de la energía mediante la inyección de componentes armónicos indeseables. En su conjunto, estos factores se pueden entender como un problema de calidad de la energía [10].

En los últimos 30 años, se están realizando diferentes investigaciones para desarrollar estructuras de control para que los convertidores de potencia sean capaces de cumplir todos los requisitos solicitados por los operadores del SEP. Debido a que los equipos electrónicos modernos son más sensibles a los disturbios en el suministro de energía que las cargas tradicionales (motores y alumbrado público) [11], se hace cada vez más urgente lograr un desempeño óptimo en la operación y calidad del servicio de energía eléctrica. Por lo tanto, se requiere proveer a los usuarios de alternativas que ayuden a mejorar sus servicios y a su vez el rendimiento de los recursos no renovables.

Estructura del trabajo

En el capítulo 1 se presenta una recopilación de información reciente y básica sobre las características de sistemas de generación eólicos y de forma específica del generador síncrono de imanes permanentes, así como algunas técnicas de modelado y de control, de forma que se establece el estado del arte con la información relevante y reciente sobre los temas implicados en el trabajo.

En el capítulo 2 se presenta el estudio de la turbina eólica basada en un generador síncrono de imanes permanentes (GSIP), estudiando las partes que la componen para conocer su funcionamiento. Se obtiene el modelo dinámico del generador en coordenadas abc y en un marco de referencia $dq\theta$ para realizar su simulación y conocer su desempeño durante diferentes condiciones de operación en estado estable como en estado transitorio. Se encuentra que el conjunto de ecuaciones diferenciales que definen el desempeño del sistema de generación eólico es no lineal, por la multiplicación entre las variables de estado. Se obtiene el comportamiento de la máquina en estado estable y dinámico, cuando el generador es perturbado por una variación en el par de entrada debido a la aleatoriedad del viento.

El análisis no lineal de los principales elementos que conforman al aerogenerador es uno de los objetivos de estudio del sistema de generación eólico, por lo que en el capítulo 3 se presenta una transformación del modelo del GSIP, obteniendo su matriz Jacobiana y sus puntos de equilibrio, para estudiar su comportamiento no lineal ante diferentes variaciones paramétricas. Para determinar si el

generador presenta un comportamiento caótico se calculan los coeficientes de Lyapunov y se obtiene su diagrama de bifurcación. De la misma forma, se desarrolla el modelo dinámico del convertidor reductor de CD-CD, en el que se estudia principalmente su comportamiento no lineal, cuando el convertidor se somete a diferentes valores de voltaje de entrada.

En el capítulo 4 se describen las propiedades y la configuración básica de una red neuronal B-Spline, junto con su regla de aprendizaje que se utiliza para actualizar los pesos sinápticos del neurocontrolador de la planta para que la señal de salida siga el valor de referencia ante diferentes perturbaciones internas o externas. En este capítulo se implementa una red neuronal de entrenamiento instantáneo (BSNN) para regular la velocidad de un motor síncrono de imanes permanentes para conocer su funcionamiento y adaptabilidad. El sistema de control adaptable se diseña tomando en cuenta las no linealidades del sistema de ecuaciones diferenciales de la máquina. La tarea de la BSNN es estimar y ajustar en línea las ganancias proporcionales e integrales de un controlador PI, para que la velocidad del rotor sea igual a un conjunto de valores deseados predeterminado por el usuario. Se desarrolla un observador no lineal para estimar la velocidad del motor y el par de carga que requiere la ley de control.

El capítulo 5 muestra el modelado y control de los elementos necesarios para integrar un SGE basado en una máquina síncrona de imanes permanentes a una red eléctrica simulada por un sistema bus infinito. El objetivo del esquema de control es regular el flujo de potencia que se inyecta a la red eléctrica a través de un convertidor bidireccional (Bact-To-Back) utilizando un controlador convencional PI. Para realizar la sincronización con la red eléctrica se modela y sintoniza un seguidor de fase (PLL, por sus siglas en inglés *Phase-locked loop*) que genera las señales de disparo de los dispositivos semiconductores del CBTB. La simulación de la turbina eólica, el generador, el CBTB, el PLL y los controladores se realiza en Matlab™ bajo diferentes condiciones operativas de la red eléctrica.

En el capítulo 6 se utiliza la BSNN para mejorar el desempeño del controlador PI que se sintoniza para una condición operativa. Se comparan las dos estrategias de control PI y BSNN para conocer su respuesta dinámica durante diferentes condiciones del sistema.

Objetivo general:

Analizar el comportamiento dinámico del GSIP, convertidores basados en electrónica de potencia y el seguidor de fase para desarrollar diferentes algoritmos de control para integrar un sistema de generación eólico a un SEP y conocer su desempeño ante diferentes condiciones operativas.

Objetivos específicos

- Desarrollar algoritmos de control robustos para el sistema de generación eólico que permita aprovechar la máxima potencia mecánica del viento que choca con las aspas del aerogenerador.
- Obtener el análisis no lineal de los principales elementos que componen el sistema de generación eólico basado en una máquina síncrona de imanes permanentes.

- Obtener el modelo matemático para realizar análisis dinámico y control del seguidor de fase para sincronizarse a la red eléctrica.

Metas

- Obtener los algoritmos de control que establezcan una operación satisfactoria y segura del sistema de generación eólico basado en una máquina síncrona de imanes permanentes, utilizando técnicas: lineales, heurísticas o una combinación entre ellas.
- Mostrar mediante simulación el desempeño dinámico de la estructura de control, para el sistema de generación eólico ante diferentes contingencias y requerimientos del sistema eléctrico.
- Establecer los requerimientos de electrónica de potencia para la implementación y puesta en marcha de la sintonización de las estructuras de control para el sistema de generación eólico.
- Mostrar mediante simulación el desempeño dinámico del esquema de control del seguidor de fase para conectarse a la frecuencia establecida en una red eléctrica de prueba.

Planteamiento del problema

El viento se genera por un calentamiento irregular en la superficie de la tierra por parte del sol, dando como resultado una señal aleatoria durante todo el día. Las turbinas eólicas convierten la energía cinética del viento en energía mecánica, la cual mueve un generador que produce energía eléctrica limpia. En la actualidad existen diversas configuraciones de turbinas eólicas. Los generadores eólicos se diferencian por el tipo de máquina eléctrica, el esquema para obtener la máxima potencia del viento y la técnica de disparo de los dispositivos basados en electrónica de potencia.

La turbina eólica es el dispositivo encargado de extraer la energía disponible en el viento. Para extraerla existen diversos tipos de generadores eléctricos que pueden ser acoplados a turbinas eólicas. El GSIP es una excelente opción para los sistemas de generación de baja potencia, porque poseen alta eficiencia, son libres de mantenimiento y el acoplamiento a la red eléctrica es fácil y económico. Por otra parte, debido a la aleatoriedad del viento los SGE's no pueden interconectarse a la red eléctrica de forma directa. Para disfrutar de los beneficios de la mayoría de las energías limpias se requiere de sistemas acondicionadores que permitan hacer una conexión robusta y segura al sistema eléctrico convencional. Los sistemas que permiten acondicionar la señal de salida que entregan los generadores eléctricos en los sistemas eólicos son los CBEP.

El problema a resolver en este trabajo de investigación se enfoca en el modelado y control de un sistema dinámico que consiste en una turbina eólica de velocidad variable, un GSIP, un convertidor bidireccional de potencia y un seguidor de fase para inyectar potencia a una red eléctrica aprovechando la energía del viento. Para desarrollar este modelo se requiere hacer el análisis no lineal del generador

síncrono para determinar si puede comportarse caóticamente, también se necesita obtener el modelado matemático del CBEP para conocer su desempeño en estado estacionario y dinámico; obtener el conjunto de ecuaciones dinámicas del seguidor de fase, para que, al combinar el análisis de estos sistemas y con las estructuras de control necesarias, obtener un SGE estable ante diferentes perturbaciones externas e internas.

Hipótesis

La solución numérica del modelo dinámico basado en un conjunto de ecuaciones diferenciales de primer orden y el análisis de estrategias de control lineal y no lineal, pueden utilizarse para integrar un SGE al sistema eléctrico de potencia de manera fiable y segura utilizando un CBEP y un seguidor de fase.

Referencias

- [1]. M. Islam, S. Mekhilef, R. Saidur., “Progress and recent trends of wind energy technology”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol. 21, pp. 456–468, 2013.
- [2]. O. Barambones, J. Durana, E. Kremers, “A neural network based wind speed estimator for a wind turbine control”, *IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, Vol. 1, pp. 1383-1388, 2010.
- [3]. Z. Hameed, Y. Hong, Y. Cho, S. Ahn, C. Song, “Condition monitoring and fault detection of wind turbines and related algorithms: a review”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol. 13, pp. 1–39, 2009.
- [4]. REN21. 2013. *Renewables 2013 Global Status Report* (Paris: REN21 Secretariat).
- [5]. Z. Chen, J. Guerrero, F. Blaabjerg, “A review of the state of the art of power electronics for wind turbines”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 24, pp. 1859-1875, 2009.
- [6]. T. Ackermann, *Wind Power in Power Systems*, 2^o edición, Ed. Wiley and Sons, London UK., 2012.
- [7]. C. Jauch, P. Sørensen, B. Bak-Jensen, “International Review of Grid Connected Requirements for Wind Turbines”, *Nordic Wind Power Conference*, Vol. 1, pp. 624-631, Sweden, 2004.
- [8]. J. Baroudi, V. Dinavahi, A. Knight “A review of power converter topologies for wind generators”, *Renewable Energy*, Vol. 32, pp. 2369–2385, 2007.
- [9]. Q. Wang, L. Chang, “An intelligent maximum power extraction algorithm for inverter-based variable speed wind turbine systems”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 19, pp. 1242–1249, 2004.
- [10]. E. Haque, M. Negnevitsky, and K. M. Muttaqi, “A Novel Control Strategy for a Variable-Speed Wind Turbine With a Permanent-Magnet Synchronous Generator”, *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 46, pp. 331-339, 2010.
- [11]. L. Shuhui, T. A. Haskew, R. P. Swatloski, and W. Gathings, “Optimal and Direct-Current Vector Control of Direct-Driven PMSG Wind Turbines,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 27, pp. 2325- 2337, 2012.

Capítulo 1

ANTECEDENTES Y ESTADO DEL ARTE

En este capítulo se presenta una revisión bibliográfica de artículos de investigación recientes, sobre los sistemas de generación eólica y convertidores basados en electrónica de potencia, donde proponen diferentes metodologías para el diseño del controlador para inyectar potencia al sistema eléctrico convencional. En este trabajo se hace énfasis en los generadores síncronos de imanes permanentes para obtener información de su comportamiento dinámico, de igual forma, se analiza información sobre el modelado, simulación y control del convertidor Back-to-Back y sincronizadores de fase para una adecuada conexión a la red eléctrica.

1.1 Introducción

La primera turbina eólica para generar energía eléctrica fue diseñada y construida a principios del siglo XX por el Danés Poul La Cour [1]. Durante las Guerras Mundiales I y II ingenieros daneses mejoraron la tecnología eólica para superar la escasez de energía durante el conflicto bélico. En 1941-1942 la empresa danesa FL Smidth construía aerogeneradores utilizando perfiles aerodinámicos modernos. La turbina eólica nórdica contenía un mecanismo para modificar la posición de choque del viento contra las aspas. Al mismo tiempo, en América se construyó una turbina eólica gigante con un diámetro de 53 metros, concebida con una filosofía de diseño diferente. En 1967 el alemán Hutter [2-4] diseñó una turbina eólica que consistía de dos láminas de fibra de vidrio delgadas montadas en un rotor. En su época la turbina de Hutter fue conocida por su alta eficiencia.

Desde la década de 1970 el desarrollo tecnológico en diferentes áreas ha incidido considerablemente para diseñar turbinas eólicas cada vez más grandes y eficientes. A finales de la década de 1990, la

energía eólica ha surgido como uno de los más importantes recursos de energía renovable [5-6]. Durante la última década del siglo XX, la capacidad eólica en todo el mundo se duplicó aproximadamente cada tres años. El costo de la electricidad procedente de la energía eólica se ha reducido a una octava parte del costo que se tenía a principios de los 80's. Continuando con la tendencia, los expertos predicen que la capacidad instalada será cada vez mayor en todo el mundo en un 25% por año hasta el año 2015 y los costos caerán en un adicional del 20 a 40% durante el mismo período de tiempo.

Con la primera crisis del petróleo a principios de los años 70's, volvió a surgir el interés por la potencia contenida en el viento. Sin embargo, los esfuerzos de desarrollo tecnológico se enfocaron en la generación de energía eléctrica, en lugar de aprovechar la energía mecánica como en antaño [1,3,7]. Con toda la sinergia y el uso de otras tecnologías (electrónica de potencia, control automático, redes eléctricas, etc.) es posible emplear el viento como una fuente confiable y consistente para producir electricidad e interconectarse a la red eléctrica.

Actualmente, la tecnología que se emplea para la explotación de la energía eólica evoluciona constantemente explorando nuevas posibilidades de crecimiento y potencia de salida. Por ejemplo, a finales de 1989, con el avance en aquella época, estaba en operación un aerogenerador de 300 kW con un diámetro de rotor de 30 metros. Diez años más tarde, diversos fabricantes ponen en marcha turbinas de 2000 kW con un diámetro de rotor de alrededor de 80 metros. Los primeros aerogeneradores de 3 MW con un diámetro de rotor de 90 metros se instalaron antes del cambio de siglo. A principios del siglo XXI estaban disponibles comercialmente turbinas de 3.6MW. A principios de 2004, se instalaron las primeras turbinas eólicas de 4-5 MW. A la fecha se encuentran operando generadores eólicos de 7.5 MW con aspas de 75 metros de radio con un poste de 223 metros de altura [8-10].

Las turbinas eólicas se pueden dividir en diferentes grupos según su aerodinámica o por la posición de las aspas para atacar el viento. Existen turbinas con orientación del eje de giro en el eje horizontal y turbinas de eje vertical. Las turbinas de eje vertical, también conocidas como turbinas Darrieus, son de aspas ligeramente curvas y simétricas. Las principales ventajas de las turbinas Darrieus es que pueden funcionar independientemente de la dirección del viento; la caja de engranes y el generador se pueden colocar a nivel del suelo [4-5, 8]. Además, como las palas del rotor son verticales no necesitan orientación al viento y funcionan aún cuando éste cambia de dirección rápidamente. Pueden ser ubicadas cerca del suelo, haciendo fácil el mantenimiento de las partes y necesitan velocidades bajas del viento para empezar a girar. El aerogenerador de mayor capacidad de eje vertical se instaló en Canadá, con 4.200 kW a finales de la década de 1980, sin embargo, la investigación y el desarrollo de aerogeneradores de eje vertical es insipiente a la fecha [7-8,11].

Actualmente las turbinas de eje horizontal o tipo hélice se emplean prácticamente en todos los aerogeneradores instalados. Una turbina eólica de eje horizontal se compone de una torre y una góndola que se monta en la parte superior de la torre. La góndola contiene el generador, caja de engranes y el rotor. Existen diferentes mecanismos para alinear la góndola hacia la dirección del viento para aprovechar la máxima potencia del viento o por seguridad en caso de altas velocidades de viento. En pequeños SGE's, el rotor y la góndola se orientan hacia el viento con una veleta en la cola.

Estas turbinas utilizan diferente número de aspas dependiendo para que se utiliza el SGE. Las turbinas de los sistemas eléctricos de generación de energía eólica (SEGEE) emplean dos o tres palas para la producción electricidad [1-2,4-5,12-13]. Turbinas con 20 o más aspas se utilizan para la extracción de agua.

Las turbinas de viento con un número alto de palas poseen una relación de velocidad de punta baja, pero un par de arranque alto. Las turbinas eólicas con dos o tres aspas tienen una velocidad de punta alta, pero con un par de arranque bajo. Estas turbinas requieren cierta velocidad del viento para entrar en el rango de operación y poder generar energía eléctrica. Operar con una velocidad de punta alta, permite el uso de una caja de engranes más pequeña y, por lo tanto, más ligera, logrando velocidades altas que requiere el rotor del generador [1, 6-7, 10].

Los operadores del SEP tienen en cuenta que el objetivo principal de la compañía suministradora es entregar potencia eléctrica con características deseadas a los clientes de la red cuando ellos la requieran. Si se decide utilizar energía eólica para inyectar potencia eléctrica al SEP el objetivo primordial debe cumplirse. El principal desafío a resolver es trabajar con la naturaleza fluctuante de viento y además trabajar con máquinas eléctricas (por ejemplo, generadores de inducción doblemente alimentados, generadores síncronos de imanes permanentes, etc) que se utilizan en aerogeneradores, pero que no son comúnmente utilizadas en los sistemas de generación de energía tradicionales [14].

1.2 Generadores eléctricos en los sistemas de generación eólicos

Los aerogeneradores utilizados en los sistemas eléctricos de potencia pueden ser divididos en dos grandes grupos: de velocidad fija y de velocidad variable [1-4].

- Aerogeneradores de velocidad fija: Casi todos los fabricantes de aerogeneradores de velocidad fija utilizan generadores de inducción conectados a la red. Debido a que la frecuencia de la red es fija, la velocidad de la turbina se regula con la relación de la caja de cambios y el número de polos del generador. Para incrementar la generación de potencia, algunos aerogeneradores de velocidad fija están equipados con un generador que contiene devanados múltiples.

Las desventajas de este tipo de aerogeneradores es la pulsación de la potencia provocada por el gradiente del viento, los efectos de la sombra de la torre y el consumo de potencia reactiva del generador de inducción. Para compensar el consumo de potencia reactiva se usan bancos de capacitores.

- Aerogeneradores de velocidad variable: Actualmente, están en investigación diferentes prototipos de aerogeneradores de velocidad variable, que con los controles adecuados pueden reducir las fluctuaciones de potencia que provienen del gradiente del viento y la sombra de la torre.

Existen diversos tipos de generadores eléctricos que pueden conectarse a la caja de engranes de una turbina eólica.

- Generadores de inducción asíncronos:
Generador de inducción jaula de ardilla (SCIG por sus siglas en inglés *squirrel cage induction generator*).
Generador de inducción con devanado de excitación (WRIG por sus siglas en inglés *wound rotor induction generator*).
Generador de inducción doblemente alimentado (DFIG por sus siglas en inglés *Doubly-fed induction generator*).
- Generadores síncronos
Generador síncrono de imán permanente (PMSG por sus siglas en inglés *permanent magnet synchronous generator*).
Generador síncrono con devanado de excitación (WRSG por sus siglas en inglés *wound rotor synchronous generator*).
- Generador de Corriente Directa

1.2.1 Generador de inducción jaula de ardilla

El generador de inducción es la máquina eléctrica más utilizada en los sistemas de generación eólicos. Algunas ventajas son su robustez, simplicidad mecánica, precio bajo y se puede fabricar en serie. Por otro lado, la principal desventaja es que requiere de una fuente externa de voltaje para producir un campo magnético en el estator, lo que significa que este dispositivo consume potencia reactiva para producir potencia activa.

El SCIG es esencialmente una máquina de velocidad fija, el cual rota con un ligero deslizamiento con respecto al campo magnético rotatorio del estator. El deslizamiento del rotor varía con la potencia convertida y la velocidad del rotor varía en un rango muy pequeño. Este generador siempre consume potencia reactiva al conectarse con la red, la cual se compensa con capacitores para alcanzar el factor de potencia cercano a la unidad [15].

En los aerogeneradores con SCIG el flujo del rotor solo puede ser controlado por el estator empleando un convertidor de potencia bidireccional Back-to-Back, que permite flujo bidireccional de energía activa y reactiva, dado que este tipo de generadores requieren una excitación externa de potencia reactiva que es provista por la red, nótese que el convertidor procesa toda la potencia generada.

Los generadores de inducción con una cantidad reducida de polos, utilizan una caja de engranes para aumentar la velocidad angular del voltaje de salida, que entra al convertidor de potencia. Las principales ventajas de este tipo de generadores es que son relativamente baratos, robustos y requieren bajo mantenimiento.

1.2.2 Generador de inducción con devanado de excitación

Los generadores de inducción con devanado de excitación, requieren circuitos adicionales para controlar el flujo en el rotor del generador. Con este circuito se tiene un grado de libertad adicional en

el control para la máxima transferencia de potencia, pero se incrementa el número de convertidores de potencia, de manera que su costo se eleva considerablemente. El rotor del WRIG cuenta con un devanado trifásico con el mismo número de polos del estator. La conexión de los devanados regularmente es en estrella, el extremo de cada bobina se conecta a un anillo deslizante, obteniendo un grado de libertad más para el diseño del esquema de control del aerogenerador.

1.2.3. Generador de inducción doblemente alimentado

El DFIG es actualmente uno de los sistemas de conversión de energía eólica más utilizados por la industria de las turbinas eólicas, consiste en un generador de inducción de rotor devanado con el estator conectado directamente a la red, mientras que el rotor se conecta a un convertidor bidireccional. El término “doblemente alimentado” se refiere al hecho de que el voltaje en el estator se aplica desde la red y la tensión en el rotor es inducida por el convertidor de potencia.

El generador de inducción doblemente alimentado puede operar en el rango de velocidad subsíncrono y supersíncrono, donde el rotor opera como motor o generador, respectivamente. En el rango de operación normal se comporta como una máquina síncrona. Este tipo de generador combina las ventajas de las máquinas síncronas y asíncronas, además empleando un esquema de control adecuado es posible separar el control de potencia activa y reactiva [16]. El convertidor de potencia del circuito del rotor puede estar en el cuarto cuadrante, permitiendo un control independiente del flujo real y reactivo en cualquier dirección (del rotor a la red o de la red al rotor), o limitando el flujo de potencia real (de la red al rotor).

Estas máquinas tienen un sistema de engranajes que acoplan el eje del generador con el centro de la turbina, el control activa el ángulo de inclinación del asa de la turbina para maximizar la ganancia y controlar la velocidad. La velocidad variable de operación depende del convertidor de potencia y de la turbina (por ejemplo $\pm 30\%$ de la velocidad síncrona del generador).

1.2.4. Generador síncrono de imanes permanentes

El desarrollo de la MSIP se ha incrementado recientemente debido a su gran eficiencia, alta densidad de potencia y autoexcitación que permite una operación con un alto factor de potencia. Esto ha motivado el uso de controladores de alto desempeño para generadores y motores de corriente alterna. En la literatura existen diferentes topologías de la MSIP, las más comunes son la máquina de flujo radial, la máquina de flujo axial y la máquina de flujo transversal [17].

La MSIP es un dispositivo que se utiliza considerablemente en una gran variedad de aplicaciones de baja y mediana potencia, dada su rápida respuesta dinámica. La ausencia del devanado del rotor hace que los anillos colectores en el rotor y las escobillas sean obsoletos, por lo que se reduce el costo de mantenimiento y aumenta la vida media de la máquina. La ausencia de excitación externa en el rotor disminuye las pérdidas haciéndola más eficiente comparada con una máquina de inducción, su mantenimiento es más fácil y económico. Sin embargo, los materiales utilizados para la fabricación de los imanes permanentes son caros, y son difíciles de trabajar durante la elaboración. Además, el GSIP emplea un convertidor de potencia basado en electrónica de semiconductores más robusto para entregar una señal de voltaje con amplitud y frecuencia requerida por la compañía suministradora [18-19].

Una desventaja del GSIP es que los materiales magnéticos son sensibles a la temperatura, por ejemplo, el imán puede perder sus cualidades magnéticas a altas temperaturas durante un corto circuito. Por lo tanto, la temperatura del rotor debe supervisarse requiriendo un sistema de refrigeración [20].

1.2.5. Generador síncrono con devanado de excitación

En el generador síncrono el devanado de campo se excita con corriente directa, a través de las escobillas, que descansan sobre los anillos deslizantes o colectores. Cuando un generador síncrono suministra energía eléctrica a una carga la corriente de la armadura crea una onda de flujo magnético en el entrehierro, que gira a velocidad síncrona. Este flujo reacciona con el flujo creado por la corriente del campo y se provoca un par electromagnético. En el caso del generador este par se opone al giro, el rotor y el impulso de las turbinas debe suministrar el par mecánico. Este par electromecánico permite al generador síncrono convertir la energía mecánica en energía eléctrica [1,2,4,8].

La característica fundamental de las máquinas síncronas es que en estado estable la velocidad del rotor es siempre proporcional a la velocidad de la frecuencia de inducción. Si la máquina síncrona opera como generador, la frecuencia es determinada por la velocidad del rotor. Cambios en la carga causarán que el rotor de la máquina síncrona se adelante o se atrase respecto al campo magnético del estator. Si una turbina eólica usa un generador síncrono al conectarse directamente a la red, esta turbina necesariamente se volverá una máquina de velocidad constante.

1.2.6. Generador de corriente directa

El generador clásico de CD consiste de un devanado denominado de armadura en el rotor, en donde se induce un voltaje por efecto del movimiento y del devanado de campo que está en el estator que se excita con CD. Dependiendo del número de polos se induce un voltaje alterno. El rotor se hace girar normalmente a una velocidad constante mediante una fuente externa de energía mecánica (turbinas) conectada a la flecha o eje.

En la máquina de CD convencional, la rectificación se obtiene en forma mecánica mediante el conmutador. Las escobillas de carbón fijas en el conmutador conectan la armadura con las terminales externas. La necesidad de conmutación es la razón por la cual los devanados de armadura de las máquinas de CD se colocan sobre el rotor. El efecto de la corriente directa en el devanado de campo de una máquina de CD es crear una distribución de flujo magnético estacionaria respecto al estator.

De igual modo, el efecto del conmutador es tal que cuando circula corriente directa a través de las escobillas, la armadura crea una distribución de flujo magnético que es fija en posición. La dirección del flujo está alineada al eje de las escobillas, que típicamente es ortogonal al eje del flujo del campo. Cuando estas máquinas son utilizadas como generadores, pueden proveer su propio campo magnético. El devanado de campo estacionario puede ser remplazado por imanes permanentes con conexión en paralelo [1,2,4].

1.3 Convertidores basados en electrónica de potencia

Los dos principales cuestionamientos a tomar en cuenta para lograr la integración de la energía eólica a la red eléctrica son los siguientes:

1. Cómo mantener un nivel de tensión aceptable para todos los consumidores del sistema eléctrico y los clientes utilicen todos los aparatos eléctricos que están acostumbrados.
2. Mantener la estabilidad del SEP ante la integración de aerogeneradores que interactúan con otras unidades de generación.

La creciente preocupación sobre un uso mucho más eficiente de la energía ha aumentado el interés en incrementar la capacidad de generación eléctrica mediante el uso de SGE.

El objetivo principal de los sistemas SGE es controlar la potencia que se inyecta a la red eléctrica e incluso potencia reactiva según las exigencias del sistema. Para interconectar un SGE a la red eléctrica se pueden utilizar arreglos basados en convertidores CD/CD-CD/CA y convertidores CA/CD-CD/CA en configuraciones Back-to-Back (BTB). El convertidor BTB incluye tres etapas: a) el convertidor de potencia; b) la interfaz de salida (formada por los elementos LC) y; c) el módulo de control [21]. Los convertidores BTB tienen la capacidad de transferir potencia de forma bidireccional entre la red eléctrica y el generador eléctrico. El convertidor en la entrada del BTB se emplea como rectificador de voltaje controlado para maximizar la potencia que entrega el generador eléctrico, en función de la velocidad del viento, como se realiza en [21-28]. El convertidor lado red se utiliza como inversor de voltaje para regular la potencia que se entrega a la red eléctrica y el bus de corriente directa como se hace en [24-31].

Debido al auge en las tecnologías renovables que se vive actualmente, los SGE's son uno de los temas más reportados y estudiados por la comunidad científica y dependiendo de la aplicación se asocian a problemáticas muy particulares. En lo que respecta a las funciones que desarrolla el convertidor BTB en sistemas SGE's, se han enfocado principalmente en el diseño de estrategias de control que permitan una transferencia de potencia rápida y mucho más eficiente de lo que ofrecen las topologías convencionales, así como cancelar perturbaciones debidas al sistema de potencia [32].

Por ejemplo, en relación a los generadores eólicos basados en máquinas de inducción, las estrategias de control vectorial reportan ser una solución muy conveniente para lograr una regulación de alto desempeño de la conversión de energía electromecánica con un mínimo impacto en la red eléctrica [33,34]. Además, se busca integrar a este tipo de estrategias el seguimiento de máxima potencia. En la actualidad, existen tres vertientes de estudio para generadores eólicos: 1) el control local de la tensión; 2) el aprovechamiento de la potencia máxima disponible (MPPT, por sus siglas en inglés *Maximum Power Point Tracking*) y; 3) La gestión de la eficiencia óptima del generador. Para obtener un mejor desempeño de los SGE's y una mayor eficiencia del manejo del flujo de potencia, es importante controlar el flujo bidireccional de potencia, localmente se puede desarrollar utilizando topologías

como el convertidor BTB. Con ello es posible no sólo especificar la cantidad exacta de potencia suministrada, sino también la dirección del flujo.

1.4 Esquemas de control para sistemas de generación eólica

Para la operación adecuada del SGE se debe contar con la tecnología y herramientas necesarias para la puesta en marcha y operación del sistema. Por lo cual, se requieren dispositivos basados en electrónica de potencia y diferentes esquemas de control que funcionen cuando el sistema se encuentre en condiciones de operación en estado estable y transitorio, tomando en cuenta la interacción con la red eléctrica existente. Sin embargo, las estrategias de control y monitoreo que utilizan estos sistemas son en general más complejas que las empleadas convencionalmente en control lineal. Lo que representa áreas de oportunidad para su desarrollo y aplicación en sistemas de suministro de energía eléctrica.

El control de corriente del convertidor BTB se realiza básicamente mediante un modulador por ancho de pulso (MPAP), lo que hace al convertidor el elemento principal de la estructura de control del SGE [19, 22, 25, 35]. El principal objetivo del controlador de corriente es: 1) proveer una respuesta rápida que asegure el seguimiento de la corriente deseada; 2) que sea mínimo el tiempo de duración de los periodos transitorios y; 3) forzar al inversor de voltaje del convertidor a trabajar como una fuente de corriente amplificadora con un lazo de corriente estable. Es decir, el lazo de control de corriente es responsable de inyectar potencia a la carga con las características deseadas y, además, proporcionar una protección de sobre corriente.

Algunos factores que afectan directamente el desempeño del controlador de corriente y perjudica la calidad de la potencia entregada a la red eléctrica, e incluso deterioran la estabilidad del sistema inversor son: a) los armónicos contenidos en la red; b) el desbalance de fases; c) los transitorios y; d) variaciones paramétricas de la red eléctrica. Diversos trabajos muestran que cuando se presentan distorsiones en el voltaje de la red, se observan incrementos de distorsión armónica en la corriente inyectada. En tal sentido, el inversor puede llegar a la inestabilidad debido a las perturbaciones externas de la red y a perturbaciones internas (acoplamiento con el filtro colocado a la salida del inversor). Por lo tanto, minimizar el efecto de los disturbios de la red es una de las principales características que debe poseer el controlador de corriente de la fuente inversora de voltaje (FIV) conectada a un sistema de generación mediante fuentes alternas

Las técnicas más utilizadas para regular la señal de salida de corriente de la FIV son: los esquemas de control por histéresis, control Proporcional Integral (PI) en un marco de referencia síncrono o en un marco de referencia estacionario y algoritmos de control predictivos para la corriente [36-37]. Las leyes de control por histéresis entregan una respuesta rápida a transitorios, sin embargo, pueden producir distorsión entre fases, con un pobre desempeño en estado estacionario con errores en frecuencias de un valor múltiplo a la frecuencia de histéresis [38]. Por otra parte, el convertidor resulta ser impredecible a frecuencias de conmutación que varían en función a los parámetros de la carga y, consecuentemente no es cuantificable el factor de rizo de la corriente de carga.

El control por comparación rampa usando un controlador PI en el marco de referencia estacionario se ha empleado en diversas aplicaciones, pero presenta algunas desventajas, por ejemplo: exhibe errores de fase en estado estacionario y son sensibles a la variación de los parámetros del sistema [39]. Recientemente, se han presentado trabajos de controladores resonantes en el marco de referencia estacionario con la intención de eliminar el error de fase, sin embargo, estos controladores muestran una dinámica modal interna a ciertos modos de frecuencia, además, el proceso de sintonización de estos controladores no es fácil [40]. Al tener un marco de referencia síncrono rotatorio, se puede utilizar un control PI sin la terminal de fase asociada al marco de referencia estacionario, pero este esquema no produce la respuesta dinámica deseada del convertidor debido a su lenta respuesta transitoria y no se puede realizar un análisis de estabilidad transitoria [41].

A continuación se describen diferentes técnicas de control utilizadas para regular los sistemas de generación eólica, como son: control lineal, control óptimo, control robusto, control adaptativo, control por modos deslizantes y control predictivo.

1.4.1 Control PID

Para maximizar la eficiencia de los sistemas de generación eólica en [42-43], emplean técnicas de control PID para mejorar el desempeño de los circuitos basados en electrónica de potencia. Particularmente, en [42] el esquema de control regula el ángulo de disparo del rectificador controlado por tiristores colocado entre el generador eólico y la carga. La entrada al controlador PI es el error entre la potencia máxima de referencia, que esta en función a los cambios de velocidad del rotor de la turbina eólica y la potencia de salida medida en la carga. No obstante, en este trabajo las ganancias del controlador se calculan de forma arbitraria. En [43], se emplea un convertidor CA-DC-CA entre el SGE y la red eléctrica. La parte CA-CD es un rectificador y la parte CD-CA es un inversor, en ambos se controla el ángulo de disparo α_R y α_I respectivamente. Las ganancias de los dos controladores PI, que regulan α_R y α_I , se calculan de forma rigurosa empleando la dinámica no-lineal del sistema, obteniendo como resultado dos frecuencias de conmutación diferentes. Los autores comparan el desempeño de trabajar con dos o una señal de frecuencia de conmutación. Consecuentemente, el controlador multi-frecuencia proporciona mejores resultados que el descrito en [42]. En [43], sugieren utilizar un controlador PI, para regular el ciclo de conmutación de α_I , la estrategia de control asocia la curva de potencia característica de velocidad para determinar la operación del inversor obteniendo la máxima potencia de forma coherente.

1.4.2 Control óptimo

Las estrategias de control óptimo se emplean principalmente para capturar la máxima potencia del viento. En [44] se comparan el problema de la búsqueda del punto de potencia máxima (BPMP) contra el problema de emplear aspas fijas en un GSIP. El algoritmo combina la derivada de la frecuencia del estator y la predicción de máxima potencia de salida de CD comparándolas contra la curva característica de voltaje de CD del sistema de generación eólica. La ley de control no requiere anemómetro para la medición del viento. El controlador propuesto muestra un mejor desempeño en comparación con otros métodos que utilizan un sensor para medir la velocidad del viento o técnicas de estimación.

En la literatura se pueden encontrar otros algoritmos de BPMP que requieren la relación entre el coeficiente de potencia y la velocidad de punta. [45] sugiere encontrar la relación entre el coeficiente de potencia y la medición de la velocidad rotacional, el algoritmo propuesto determina referencias óptimas de la velocidad rotacional. Estos valores óptimos se utilizan para regular la velocidad del generador utilizando un control PI. Los resultados de la simulación muestran que el esquema de control propuesto en [45] es capaz de mantener al sistema de generación eólica en puntos de máxima eficiencia. Sin embargo, no se garantizan resultados semejantes con bajas turbulencias en la velocidad del viento.

En [46] se emplea un esquema de control por retroalimentación de estados (LQR por sus siglas en inglés *linear quadratic regular*) para manipular el ángulo de ataque de las aspas de la turbina eólica. El control emplea un modelo lineal en espacio de estados de un sistema de generación eólico de varios MW. El sistema de regulación se implementó físicamente en un parque eólico utilizando la técnica de control LQR obteniendo mejores resultados en comparación con métodos de control convencionales. Recientemente, [47] desarrolla exitosamente un controlador capaz de actualizar las ganancias del regulador PI, en función al seguimiento y desempeño dinámico del error. El método de búsqueda utilizado es la optimización de enjambre en el que cada partícula representa los parámetros de PI, obteniendo como resultado respuestas satisfactorias en estado estable, pero la implementación del algoritmo consume demasiado tiempo de cómputo.

1.4.3 Control robusto

Para garantizar la robustez del controlador ante perturbaciones, condiciones de incertidumbre y variación de parámetros, [48,49] proponen emplear técnicas de control robustos para los sistemas de generación eólica. Los controladores multi-variables son diseñados para asegurar la estabilidad en lazo cerrado en condiciones de extracción de máxima potencia y la reducción de fluctuaciones de carga. En [49] se compara el desempeño de un sistema de generación eólica cuando se le induce un control H_2 y un control H_∞ . Las simulaciones muestran que la técnica H_∞ hace un sistema más robusto pero con una respuesta dinámica más lenta; que es conveniente para un sistema de generación de velocidad fija. El controlador H_2 entrega buenos resultados para sistemas de generación de velocidad variable.

Debido a la variación estocástica del viento el modelo dinámico del sistema de generación eólico cambia constantemente. Diversos autores utilizan técnicas de control lineales variantes en el tiempo (CLVT). En [50] utilizan la técnica CLVT para diseñar un esquema de control para regular el par eléctrico y el factor de potencia de un generador eólico de inducción doblemente alimentado. El esquema de control responde adecuadamente a perturbaciones externas (variaciones turbulentas del viento) e internas (variación paramétrica del generador). [51] utiliza un filtro de Kalman para estimar la velocidad del viento que requiere el esquema de control para determinar el torque de la turbina eólica. En este contexto [52] combina la técnica de ganancia programada (gainscheduling) con un control PI para encontrar el punto de operación lo más cercano al óptimo. Con esta combinación, las variaciones dinámicas del sistema que el controlador PI no puede corregir, las compensa el regulador de ganancia programada que emplea un margen de error determinado por un modelo LVT.

1.4.4 Control adaptativo

Utilizar técnicas de control adaptativas resultan atractivas cuando se trabaja con sistemas no lineales, debido a la complejidad de modelar todas las dinámicas del sistema estudiado. Un esquema de control adaptativo es utilizado en [53-54] para encontrar las condiciones de operación óptimas del sistema de generación. El esquema de control propuesto emplea una búsqueda basada en la técnica Hill Climb, que es capaz de calcular el punto de máxima potencia del generador en función a la velocidad del viento, y almacena en una memoria los valores óptimos encontrados. El proceso de búsqueda se repite en cada instante de tiempo debido a la aleatoriedad y comportamiento del viento. Las simulaciones muestran que la técnica de control tiene la capacidad de mantener al sistema en un punto de operación óptima.

1.4.5 Control por modos deslizantes

La técnica de control por modos deslizantes tiene la capacidad de llevar diversos sistemas no lineales al valor deseado de forma rápida y robusta en presencia de algunas incertidumbres [55]. En [56] se diseña un esquema de control para un sistema de generación eólico basado en un generador de inducción doblemente alimentado conectado directamente a la red eléctrica por el estator. El estator y el rotor se enlazan por medio de un convertidor basado en electrónica de potencia para controlar el par eléctrico del generador. La técnica de control es capaz de eliminar la relación no lineal entre el par eléctrico del generador, el ángulo de disparo de los dispositivos semiconductores, la frecuencia eléctrica de la red y los parámetros eléctricos del generador.

Una característica del control por modos deslizantes para regular un sistema dinámico es que se presenta el fenómeno de castaño (chattering), para disminuir el problema en [57] emplean un control por modos deslizantes de alto orden en un sistema de generación híbrido. [58] estudia la operación de un sistema de generación eólico compuesto por una máquina doblemente alimentada conectada a la red eléctrica, el trabajo estudia el comportamiento del sistema bajo diferentes condiciones de operación, las simulaciones indican que el controlador de alto orden, es capaz de regular el sistema y llevarlo al punto de operación deseado, cuando existen variaciones de voltaje en el rotor de hasta un 15% menos de su valor nominal.

1.4.6 Control predictivo

El control predictivo se emplea para controlar sistemas no lineales con restricciones de operación o paramétricas. En [59-60] se emplea un modelo en espacio de estados no lineal discreto de una turbina eólica con generador doblemente alimentado conectado a la red eléctrica, para resolver el problema de optimización con una función objetivo cuadrática convexa. El controlador es capaz de seguir la aleatoriedad del viento. Con la experiencia de emplear sistemas de regulación multiobjetivos en un sistema de generación eólica, [61] compara el desempeño dinámico de un sistema de control predictivo no lineal (CPNL) y un control cuadrático lineal gaussiano (CCLG) en una turbina eólica. Los resultados de simulación arrojan que el CPNL actualiza los parámetros del controlador óptimo en cada periodo de muestreo, mientras que el esquema CCLG no modifica las ganancias del controlador, obteniendo como resultado un bajo desempeño.

1.4.7 Control difuso

Esta técnica de control se utiliza ampliamente en los sistemas de generación híbridos basados en sol y aire, para regular el flujo de potencia activa y reactiva entre el generador y la red eléctrica. En [62] se proponen dos controladores difusos para cada uno de los dispositivos de conmutación basados en electrónica de potencia, que componen un convertidor back-to-back. En [63] un controlador difuso se utiliza para determinar la velocidad del generador en función de las variaciones de la potencia eléctrica. Aunque, el esquema difuso no es el controlador principal del sistema, se emplea un regulador PI para llevar al sistema al valor deseado.

Mishra en [64] utiliza un controlador difuso Takagi-Sugeno (TS) para regular la potencia activa y el voltaje de enlace de corriente directa de un generador de inducción doblemente alimentado acoplado a una turbina eólica. Un controlador se emplea para regular el inversor del lado rotor y otro regulador modifica el desempeño del inversor lado red, los resultados del esquema de control muestran pequeñas fluctuaciones en la velocidad del rotor y reduce el estrés mecánico cuando la red eléctrica se sujeta a condiciones de falla, en comparación cuando se utilizan controladores PI.

1.4.8 Control por redes neuronales artificiales

Las redes neuronales artificiales (RNA) se emplean en los sistemas de generación híbridos, básicamente para estimar la velocidad del aire, eliminando el sensor del aire. En [65] se emplea una RNA de tres capas de aprendizaje con dos entradas (potencia de la turbina eólica y velocidad del generador eléctrico) para estimar la velocidad del aire relacionada con la curva característica de potencia de la máquina eléctrica. La diferencia entre la estimación (velocidad de referencia) y la velocidad actual del rotor es la señal de error para el controlador PI del rectificador basado en un convertidor tipo fuente de tensión.

Por otra parte, [66] sugiere una RNA de Jordan que consta de cuatro señales de entrada, a) velocidad del viento; b) velocidad del rotor; c) potencia de salida y; d) potencia máxima, para calcular la velocidad de referencia del rotor. La salida de la RNA se retroalimenta a través de una unidad de retardo y al algoritmo de aprendizaje. El esquema de control se aplica de manera efectiva a un sistema de generación eólico basado en un GSIP.

1.4.9 Redes neuronales y control PID

En la sección anterior se menciona varias veces la posibilidad de actualizar las ganancias de los esquemas de control para mejorar el desempeño del controlador. En [67,68] emplean redes neuronales de aprendizaje back propagation para modificar las ganancias del controlador PID (k_i , k_p , k_d) con la finalidad de regular la potencia de la turbina eólica. De forma similar, pero usando una estrategia de aprendizaje radial basis se actualizan los parámetros del sistema de control del ángulo de ataque de la paleta [69]. En [70] se emplean redes neuronales basadas en wavelets para modificar los parámetros del esquema de control con la finalidad de regular la velocidad rotacional del sistema.

1.5 Análisis no lineal de sistemas basados en electrónica de potencia.

La teoría que define la dinámica de los sistemas no lineales es una rama de las matemáticas más vasta y amplia que la electrónica de potencia. A mediados del siglo pasado, diferentes investigadores

empezaron a utilizar la teoría de los sistemas no lineales para analizar SEP [71]. La historia de la dinámica caótica se remonta a la obra de Henri Poincaré sobre la mecánica celeste alrededor del año 1900. Sin embargo, el primer indicio de que el caos puede ser importante en un sistema real físico fue expuesto en 1963 por Lorenz [72], quien descubrió la extrema sensibilidad de un modelo simplificado del pronóstico del clima atmosférico a las condiciones iniciales. En 1976, May publicó un artículo muy interesante [73] que describe cómo sistemas simples no lineales pueden tener comportamientos caóticos muy complejos.

En 1927 Van der Pol [74,75] fue el primer personaje en reportar diferentes efectos caóticos en un circuito electrónico. En 1981 Linsay publica el primer trabajo experimental donde muestra los resultados caóticos de un dispositivo electrónico [76]. El experimento consistió en un circuito resonante, compuesto por un diodo varactor con la función de trabajar como un capacitor no lineal. En 1983 Chua y Matsumoto [77] sintetizan el primer sistema electrónico caótico autónomo, el cual es conocido hoy en día, como el circuito de Chua. Al circuito también se le reconoce como el primer prototipo de los circuitos electrónicos caóticos. A la fecha muchos autores han publicado diferentes trabajos que demuestran la existencia de caos en los convertidores basados en electrónica de potencia.

La teoría de la bifurcación ayuda a entender, por que la respuesta de algunos sistemas cambia cuando se modifican algunos parámetros de entrada. Estos cambios pueden generar caos, por lo tanto, en 1990 Ott, Grebogi, and Yorke [78] hacen los primeros intentos de controlar el caos en órbitas periódicas. Posteriormente, diferentes físicos y matemáticos realizan estudios para controlar el caos en sistemas prácticos como en láseres, convertidores elevadores y reductores.

En 2001, Soumitro B. [71] realiza una introducción muy basta en como analizar matemáticamente y en laboratorio diferentes comportamientos caóticos, enfocándose principalmente en el convertidor reductor y Cúk. Debido al tipo de respuesta que presentan los convertidores estudiados [79], propone utilizar diferentes técnicas de control no lineal para lograr el comportamiento deseado de los sistemas. Chi Kong [80] proporciona un procedimiento para identificar y diagnosticar las respuestas dinámicas de los CBEP. También, presenta diferentes técnicas para simular y obtener experimentalmente el comportamiento caótico y bifurcaciones en los convertidores elevadores, reductores y Cúk.

1.6 Conclusiones

La generación de energía eléctrica mediante turbinas de viento son una alternativa viable que ha incrementado su uso de forma exponencial en los últimos diez años, debido a diferentes aspectos, principalmente por la escasez del petróleo y efectos ambientales. Los sistemas eólicos ofrecen muchas ventajas sobre los sistemas de generación tradicionales, sin embargo cuentan con la desventaja de mayor complejidad para su control e interconexión con la red eléctrica, problemas que se van simplificando con los avances tecnológicos en electrónica de potencia y teoría de control.

La información recopilada presenta un panorama general para el análisis de un sistema eólico de generación de energía eléctrica, ya que se describen los diferentes tipos de generadores que se utilizan para aprovechar la energía del viento, la necesidad de utilizar electrónica de potencia debido a la

aleatoriedad del aire, así como las diferentes técnicas de control que se pueden emplear para aprovechar las bondades de las energías renovables.

1.7 Referencias

- [1]. T. Ackermann, “*Wind Power in Power Systems*”, Ed. Jonh Wiley, London UK., 2005.
- [2]. T. Burton, N. Jenkins, D. Sharpe, E. Bossanyi, “*Wind Energy Handbook*”, Ed. Jonh Wiley, Second Ed., London UK., 2011.
- [3]. B. Fox, D. Flynn, L. Bryans, R. Watson, O. Anaya-Lara, “*Wind Power Integration*”, London UK., 2007.
- [4]. R. Gasch, J. Twele, “*Wind Power Plants Fundamentals, Design, Construction and Operation*”, Ed. Springer, 2nd Edition, Berlin Germany, 2011.
- [5]. V. Quaschnig, “*Understanding Renewable Energy Systems*”, Ed. Earthscan, London UK., 2005.
- [6]. F. Girbau-Llistuella, A. Sumpera, F. Díaz-González, S. Galceran-Arellano, “Flicker mitigation by reactive power control in wind farm with doubly fed induction generators”, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 55, Feb. 2014, pp. 285–296.
- [7]. Z. Zhen-yu, Y. Tian, G. Zillanteb, “Modeling and evaluation of the wind power industry chain: A China study”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol. 31, March 2014, pp. 397–406.
- [8]. O. Anaya-Lara, N. Jenkins, J. Ekanayake, P. Cartwright M. Hughes, *Wind Energy Generation Modelling and Control*, Ed. John Wiley & Sons, London UK., 2009.
- [9]. K. Van Buren, S. Atamturktur, F. Hemez, “Model selection through robustness and fidelity criteria: Modeling the dynamics of the CX-100 wind turbine blade”, *Mechanical Systems and Signal Processing*, Vol. 43, Feb. 2014, pp. 246–259.
- [10]. M. Saravia, S. Machado, V. H. Cortínez, “A composite beam finite element for multibody dynamics: Application to large wind turbine modeling”, *Engineering Structures*, Vol. 56, Nov. 2013, pp. 1164–1176.
- [11]. G. Bedo, M. Raciti, E. Benini, “Optimization of a Darrieus vertical-axis wind turbine using blade element – momentum theory and evolutionary algorithm”, *Renewable Energy*, Vol. 59, Nov. 2013, pp. 184–192.
- [12]. O. Ki-Yong, L. Jae-Kyung, B. Hyung-Joon, P. Joon-Young, L. Jun-Shin, B. I. Epureanu, “Development of a 20 kW wind turbine simulator with similarities to a 3 MW wind turbine”, *Renewable Energy*, Vol. 62, Feb. 2014, pp. 379–387.
- [13]. I. Munteanu, A. I. Bratcu, N. A. Cutululis, E. Ceanga, “*Optimal Control of Wind Energy Systems*”, Ed. Springer, London UK, 2008.
- [14]. A. Arief, Z. Y. Dong, M. Bachtar, M. Gallagher, “Under voltage load shedding in power systems with wind turbine-driven doubly fed induction generators”, *Electric Power Systems Research*, Vol. 96, pp. 91–100, 2013.
- [15]. R. P. Mukund, “*Wind and solar power systems: design, analysis, and operation*”, Ed. CRC Press, 2nd ed., Boca Raton, FL. 2006.
- [16]. E. Hau, “*Wind Turbines, Fundamentals, Technologies, Applications, Economics*”, Ed. Springer, Edición 2nd, Heidelberg Germany, 2006.
- [17]. J. Manwell, J. Mc Gowan, A. Rogers, “*Wind energy explained : theory, design, and application*”, Ed. John Wiley & Sons, London UK., 2009.
- [18]. S. Li, T. Haskew, L. Xu, “Conventional and novel control designs for direct driven PMSG wind turbines”, *Electric Power Systems Research*, Vol. 80, pp. 328–338, 2010.
- [19]. A. Urtasun, P. Sanchis, M. I. López, L. Marroyo, “Modeling of small wind turbines based on PMSG with diode bridge for sensorless maximum power tracking”, *Renewable Energy*, Vol. 55, pp. 138–149, 2013.

-
- [20]. P. Sharma, W. Sulkowski, B. Hoff, "Dynamic stability study of an isolated wind-diesel hybrid power system with wind power generation using IG, PMIG and PMSG: A comparison", *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 53, pp. 857–866, 2013.
- [21]. S. Mueeen, A. Al-Durra, J. Tamura, "Variable speed wind turbine generator system with current controlled voltage source inverter", *Energy Conversion and Management*, Vol. 52, pp. 2688–2694, 2011.
- [22]. **O. Aguilar**, R. Tapia, J. M. Ramirez, A. Valderrabano, "Adaptive controller for PMSG wind turbine systems with back-to-back PWM converters", *International Joint Conference on Neural Networks*, Vol. 1, pp. 1-6, 2013.
- [23]. **O. Aguilar**, J. M. Sausedo, R. Tapia, "On-Line Control Strategy for a WECS with Permanent Magnet Synchronous Generator", *Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science*, Vol 1, pp. 355-360, 2013.
- [24]. **O. Aguilar**, R. Tapia, J. M. Sausedo, "Wind Energy Conversion System Using PMSG Controlled by B-Spline Network", *Transmission and Distribution Conference and Exposition*, Vol. 1, pp. 1-6, 2014.
- [25]. J. Dai, D. Xu, B. Wu, "A Novel Control Scheme for Current-Source-Converter-Based PMSG Wind Energy Conversion Systems", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 24, pp. 963-972, 2009.
- [26]. A. Uehara, A. Pratap, T. Goya, T. Senjyu, A. Yona, N. Urasaki, T. Funabashi, "A Coordinated Control Method to Smooth Wind Power Fluctuations of a PMSG-Based WECS", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 26, pp. 550-558, 2011.
- [27]. S. Li, T. Haskew, R. Swatloski, W. Gathings, "Optimal and Direct-Current Vector Control of Direct-Driven PMSG Wind Turbines", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 27, pp. 2325-2337, 2012.
- [28]. **O. Aguilar**, "Modelado y Control de un Sistema Híbrido de Generación de Energía Eléctrica", *Ciencia y Tecnología*, Vol. 13, pp. 143-158, 2013.
- [29]. M. Pucci, M. Cirrincione, "Neural MPPT Control of Wind Generators With Induction Machines Without Speed Sensors", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 58, pp. 37-47, 2011.
- [30]. S. Zhang, K. Tseng, D. Vilathgamuw D., T. Nguyen, X. Wang X., "Design of a Robust Grid Interface System for PMSG-Based Wind Turbine Generators", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 58, pp. 316-328, 2011.
- [31]. M. Slepchenkov, K. Smedley, J. Wen, "Hexagram-Converter-Based STATCOM for Voltage Support in Fixed-Speed Wind Turbine Generation Systems", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 58, pp. 1120-1131, 2011.
- [32]. J. Yan, H. Lin, Y. Feng, Z. Zhu, "Control of a grid-connected direct-drive wind energy conversion system", *Renewable Energy*, Vol. 66, pp. 371-380, 2014.
- [33]. M. Basic, D. Vukadinovic, "Vector control system of a self-excited induction generator including iron losses and magnetic saturation", *Control Engineering Practice*, Vol. 21, pp. 395–406, 2013.
- [34]. J. L. Domínguez-García, O. Gomis-Bellmunt, L. Trilla-Romero, A. Junyent-Ferré, "Indirect vector control of a squirrel cage induction generator wind turbine", *Computers & Mathematics with Applications*, Vol. 64, pp. 102–114, 2012.
- [35]. N. Taib, B. Metidji, T. Rekioua, "Performance and efficiency control enhancement of wind power generation system based on DFIG using three-level sparse matrix converter", *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 53, pp. 287–296, 2013.
- [36]. F. Blaabjerg, T. Remus, M. Liserre, A. Timbus, "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 53, pp. 1398-1409, 2006.
- [37]. M. P. Kazmierkowski, L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol 45, pp. 691-703, 1998.
- [38]. J. Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 82, pp. 1194-1214, 1994.

-
- [39]. R. Lorenz, D. Lawson, "Performance of feed forward current regulator for field oriented induction machine controllers", *IEEE Trans. on Industrial Applications*, Vol. 37, pp 597-602, 1987.
- [40]. S. Fukuda, R. Imamura, "Application of a sinusoidal internal model to current control of three-phase utility-interface converters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 52, pp. 420-426, Apr. 2005.
- [41]. C. T. Rim, N. S. Choi, G. C. Cho. H. Cho, "A complete DC and AC analysis of three-phase controlled-current PWM rectifier using circuit dq transformation", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 9, pp. 390-396, 1994.
- [42]. S. Natarajan, K. Sivakumar, A. Sharaf, "Multirate PI control system performance for a wind energy conversion scheme", *International Conference American on Control*, pp. 2774-2775, 1991.
- [43]. I. Tsoumas, A. Safacas, E. Tsimplotefanakis, E. Tatakis, "An optimal control strategy of a variable speed wind energy conversion system", *International Conference on Electrical Machines and Systems*, Vol. 1, pp. 274-277, 2003.
- [44]. K. Tan, S. Islam, "Optimum control strategies in energy conversion of PMSG wind turbine system without mechanical sensors," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 19, pp. 392 - 399, 2004.
- [45]. A. Bratcu, I. Munteanu, E. Ceanga, S. Epure, "Energetic optimization of variable speed wind energy conversion systems by extremum seeking control", *International Conference on Computer as Tool*, Vol. 34, pp. 2536 -2541, 2007.
- [46]. L. Jianlin, X. Honghua, "Research on control system of high power DFIG wind power system," *International Conference on MultiMedia and Information Technology*, vol. 1, pp. 669 -672, 2008.
- [47]. S. Sanchez, M. Bueno, E. Delgado, E. Giraldo, "Optimal PI control of a wind energy conversion system using particles swarm," *Proceedings of International Conference on Electronics, Robotics and Automotive Mechanics*, Vol. 1, pp. 332 -337, 2009.
- [48]. R. Rocha, L. Filho, "A multivariable H_∞ control for wind energy conversion system", *Proceedings of IEEE Conference on in Control Applications*, Vol. 1, pp. 206 - 211, 2003.
- [49]. R. Rocha, L. Filho, M. Bortolus, "Optimal multivariable control for wind energy conversion system - a comparison between H_2 and H_∞ controllers", *IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 7906-7911, 2005.
- [50]. H. Tien, C. Scherer, J. Scherpen, "Robust performance of selfscheduled LPV control of doubly-fed induction generator in wind energy conversion systems," *European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1-10, Sep. 2007.
- [51]. D. Bourlis, J. Bleijs, "Gain scheduled controller with wind speed estimation via Kalman filtering for a stall regulated variable speed wind turbine", *Proceedings of International Conference on Power Engineering Conference*, pp. 1-5, 2009.
- [52]. J. J. Chen, Z. C. Ji, "The gain scheduling control for wind energy conversion system based on LPV model," *Proceedings of Conference on Networking, Sensing and Control*, pp. 653 -657, 2010.
- [53]. J. Hui, A. Bakhshai, "Adaptive algorithm for fast maximum power point tracking in wind energy systems," *Proceedings of International Conference on Industrial Electronics*, Vol. 1, pp. 2119 -2124, 2008.
- [54]. K. Raza, H. Goto, H. Guo, and O. Ichinokura, "A novel speedsensorless adaptive hill climbing algorithm for fast and efficient maximum power point tracking of wind energy conversion systems," *IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies*, Vol. 1, pp. 628 -633, 2008.
- [55]. H. Khalil, *Nonlinear Systems-Second Edition*. Prentice-Hall. Inc., Upper Saddle River, New Jersey, U.S., 1996.
- [56]. H. Battista, P. Puleston, R. Mantz, C. Christiansen, "Sliding mode control of wind energy systems with DOIG-power efficiency and torsional dynamics optimization," *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 15, pp. 728 -734, 2000.

-
- [57]. F. Valenciaga, P. Puleston, "High-order sliding control for a wind energy conversion system based on a permanent magnet synchronous generator," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 23, pp. 860–867, 2008.
- [58]. X. Zheng, W. Wei, D. Xu, "Higher-order sliding mode control of DFIG wind energy system under LVRT," *International Conference on Power and Energy Engineering*, Vol. 1, pp. 1–4, 2010.
- [59]. M. Bayat, H. Karegar, "Predictive control of wind energy conversion system," *International Conference on Developments in Renewable Energy Technology*, Vol. 1, pp. 1–5, 2009.
- [60]. D. Dang, Y. Wang, W. Cai, "Nonlinear model predictive control of fixed pitch variable speed wind turbine," *IEEE International Conference in Sustainable Energy Technologies*, Vol. 1, pp. 29–33, 2008.
- [61]. D. Dang, Y. Wang, W. Cai, "A multi-objective optimal nonlinear control of variable speed wind turbine," *IEEE International Conference on Control and Automation*, Vol. 1, pp. 17–22, 2009.
- [62]. N. Boonpirom, K. Paithoonwattanakij, "Wind farm generator control using self-tuning fuzzy controller," *International Conference on Electrical and Computer Engineering*, Vol. 1, pp. 221–224, 2006.
- [63]. X. Yunqi, "A novel optimum power fuzzy control strategy for doubly-fed wind turbine," *IEEE International Conference on Control and Automation*, Vol. 1, pp. 165–170, 2010.
- [64]. S. Mishra, Y. Mishra, F. Li, Z. Dong Z., "TS-fuzzy controlled DFIG based wind energy conversion systems," *IEEE International Conference on Power Energy Society General Meeting*, Vol. 1, pp. 1–7, 2009.
- [65]. Y. Ren, G. Bao, "Control strategy of maximum wind energy capture of direct-drive wind turbine generator based on neural-network," *International Conference on Power and Energy Engineering Conference*, Vol. 1, pp. 1–4, 2010.
- [66]. J. Thongam, P. Bouchard, H. Ezzaidi, and M. Ouhrouche, "Artificial neural network-based maximum power point tracking control for variable speed wind energy conversion systems," *IEEE International Conference on Control Applications*, Vol. 1, pp. 1667–1671, 2009.
- [67]. X. Yao, X. Su X. L. Tian, "Wind turbine control strategy at lower wind velocity based on neural network PID control," *International Conference on Intelligent Systems and Applications*, Vol. 1, pp. 1–5, 2009.
- [68]. Z. Xing, Q. Li, X. Su, H. Guo, "Application of BP neural network for wind turbines," *International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation*, Vol. 1, Oct. 2009, pp. 42–44.
- [69]. X. Yao, X. Su, L. Tian, "Pitch angle control of variable pitch wind turbines based on neural network PID," *IEEE International Conference on Industrial Electronics and Applications*, Vol. 1, pp. 3235–3239, 2009.
- [70]. M. Kalantar and M. Sedighzadeh, "Adaptive-neural PID control of wind energy conversion systems using wavenets," *IEEE International Conference on Intelligent Control and Automation*, vol. 1, pp. 219–224, 2005.
- [71]. S. Banerjee, G. Verghese, *Nonlinear Phenomena in Power Electronics: Attractors, Bifurcations, Chaos and Nonlinear Control*, Wiley-IEEE Press, NJ USA, 2001.
- [72]. E. N. Lorenz, "Deterministic nonperiodic flow," *Journal Atmospheric Sciences*, Vol. 20, pp. 130–141, 1963.
- [73]. R. M. May, "Simple mathematical models with very complicated dynamics," *Nature*, vol. 261, pp. 459–467, 1976.
- [74]. V. Pol, J. Mark, "Frequency demultiplication," *Nature*, vol. 120, pp. 363–364, 1927.
- [75]. P. Kennedy, L. O. Chua, "Van der Pol and chaos," *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, vol. 33, pp. 974–980, 1986.
- [76]. P. Linsay, "Period doubling and chaotic behavior in a driven anharmonic oscillator," *Physical Review Letters*, vol. 47, pp. 1349–1352, 1987.
- [77]. L. O. Chua, "The genesis of Chua's circuit," *Archiv Für Elektronik und Übertragungstechnik*, vol. 46, pp. 250–257, 1992.

-
- [78]. E. Ott, C. Grebogi, J. Yorke, "Controlling chaos". *Physical Review Letters*, vol. 64, pp. 1196-1199, 1990.
- [79]. H. Sira-Ramírez, R. Silva-Ortigoza, *Control design techniques in power electronics devices*, Springer-Verlag, London UK, 2006.
- [80]. C. T. Kong, *Complex Behavior of Switching Power Converters*, CRC Press, Florida USA, 2005.

Capítulo 2

MODELADO DE LA MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES

2.1 Introducción

El sistema de conversión de energía eólica realiza la transformación de energía cinética que se encuentra en el viento en energía eléctrica. Este proceso se realiza en dos pasos, primero la turbina eólica transforma la energía cinética disponible en el viento en energía mecánica, posteriormente induce un par mecánico al generador eléctrico que la transforma en potencia eléctrica [1-3].

En este capítulo se describe la turbina eólica basada en un generador síncrono de imanes permanentes, estudiando las partes que la componen para conocer su funcionamiento. Se obtiene el modelo dinámico del generador en coordenadas abc y en un marco de referencia $dq0$ para realizar su simulación y conocer su desempeño durante diferentes condiciones de operación en estado estable y en estado transitorio.

2.2 Construcción de la máquina síncrona de imanes permanentes

Las turbinas eólicas se pueden acoplar a diferentes tipos de máquinas eléctricas para realizar la conversión de energía mecánica en energía eléctrica. En los sistemas de generación eólica la máquina eléctrica que se utiliza con mayor frecuencia es el Generador de Inducción (GI). Las ventajas del GI es su bajo costo y simplicidad mecánica. Su principal desventaja es que el estator requiere una corriente reactiva de magnetización. Además, el generador asíncrono requiere una excitación por

separado por que no tiene imanes permanentes. Por lo tanto, tiene que recibir su corriente de excitación de otra fuente y consume potencia reactiva.

El GSIP es la máquina con mayor crecimiento que se utiliza en los nuevos generadores eólicos [4-7]. Las ventajas de tener imanes en el rotor es contar con corriente de magnetización propia, mayor eficiencia y capacidad de trabajar con un factor de potencia unitario. El número de imanes esta en función de la capacidad del sistema de generación eólico, la topología de la máquina y velocidad nominal del rotor. Debido a la ausencia del embobinado del rotor, el generador posee una alta densidad de potencia reduciendo el tamaño y peso. Además, no existen pérdidas debidas al embobinado del rotor, reduce el estrés térmico en el mismo y son más eficientes que un GI. Por su construcción el GSIP no consume potencia reactiva y no posee escobillas en el rotor. La desventaja que presentan los generadores síncronos de imanes permanentes es que son más costosos y propensos a la desmagnetización [8-9].

Dentro de la clasificación de los GSIP existen dos configuraciones principales por su construcción y posición de los imanes permanentes: GSIP de polos no salientes y GSIP de polos salientes. En este trabajo se emplea una máquina síncrona de polos no salientes, por su simplicidad de construcción y modelado matemático.

La Fig. 2.1 muestra dos configuraciones del rotor de la máquina síncrona de imán permanente [7]. El GSIP de polos no salientes mostrado en la Fig. 2.1a tiene 16 imanes montados en la superficie del núcleo del rotor. Los imanes se encuentran separados por un material no ferroso entre ellos para evitar el contacto físico entre polaridades del mismo signo. Mientras la permeabilidad magnética de los imanes es muy cercana al material no ferroso, el espacio efectivo entre el rotor y el estator esta uniformemente distribuido alrededor de la superficie del rotor.

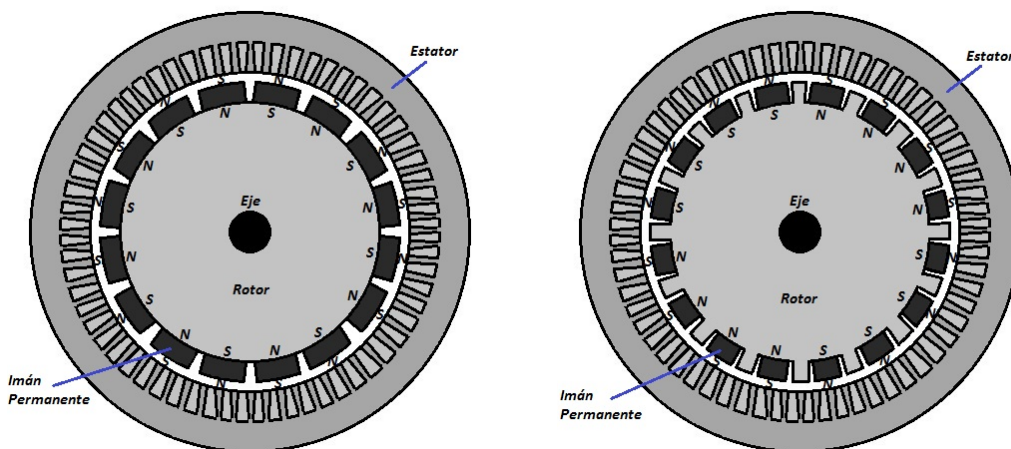


Figura 2.1 Tipos de construcción del GSIP. a) Polos no salientes. b) Polos salientes.

La principal ventaja del GSIP de polos no salientes, es su simplicidad y bajo costo de construcción respecto al GSIP de polos salientes. Pero como los imanes están sujetos a fuerza centrífuga pueden

sufrir desprendimiento de la superficie del rotor, por lo cual, se utilizan en aplicaciones de bajas velocidades.

El GSIP de polos salientes tiene los imanes montados dentro de la superficie del rotor como se observa en la Fig. 2.1b. Los polos salientes son creados por la diferencia de la permeabilidad del material del rotor con los imanes. Esta forma de construcción reduce el estrés rotacional causado a los imanes por la fuerza centrífuga en comparación con el GSIP de polos no salientes, por lo tanto, esta máquina se utiliza en aplicaciones de altas velocidades.

El desarrollo y uso de la MSIP se ha incrementado recientemente debido a su gran eficiencia, alto factor de potencia y alta densidad de potencia. Esto ha motivado el uso de controladores de alto desempeño para motores de corriente alterna. El análisis matemático de la MSIP es el caso más simple de un motor síncrono de polos salientes [4-10].

Los generadores síncronos de imanes permanentes son máquinas rotatorias polifásicas con rotor de imán permanente. Estos sistemas son similares a la máquina síncrona con devanado de excitación excepto que el devanado de campo se reemplaza por imanes permanentes. El generador síncrono de imanes permanentes se puede analizar de manera similar al caso con devanado de excitación, tomando en cuenta la simplificación de que la máquina se excita por una corriente de campo de valor constante.

2.3 Modelo matemático de la MSIP en coordenadas *abc*

Para describir el modelo matemático del GSIP se hacen las siguientes consideraciones:

1. El sistema magnético es lineal, despreciando los efectos de saturación magnética y pérdidas por histéresis. Para realizar un estudio de la respuesta dinámica de la máquina eléctrica los efectos magnéticos anteriores no causan un efecto significativo en su desempeño.
2. Las sobrecorrientes en el estator pueden ser toleradas sin provocar una desmagnetización significativa en el imán permanente.
3. No se consideran devanados de amortiguamiento en el rotor, debido a la construcción del rotor y el número de polos que hacen las mismas funciones.

En la Fig. 2.2, θ_r se define como el ángulo entre eje d y el centro del devanado de la fase a , en dirección al sentido de rotación. En una máquina eléctrica el ángulo se especifica como la posición del rotor. Mientras el rotor gira en sentido anti-horario respecto al estator, el ángulo θ_r se incrementa y es relativo a la velocidad angular del rotor ω_r y al tiempo como sigue:

$$\theta = \omega_r t$$

Las ecuaciones que definen el desempeño dinámico de la máquina síncrona se pueden obtener usando como referencia el acoplamiento de los circuitos que se muestran en la Fig. 2.2. Procediendo de manera similar a una máquina síncrona con devanado de campo, las ecuaciones dinámicas del GSIP se determinan considerando los siguientes cambios: (a) se eliminan los enlaces de flujo producidos por devanados de amortiguamiento; (b) por lo tanto, las corrientes en los devanados de amortiguamiento son iguales a cero y; (c) la corriente de campo se reemplaza por un parámetro constante debido a los enlaces de flujo producido por el imán permanente. Por todo lo anterior, los enlaces de flujo en el estator de la MSIP son [11]:

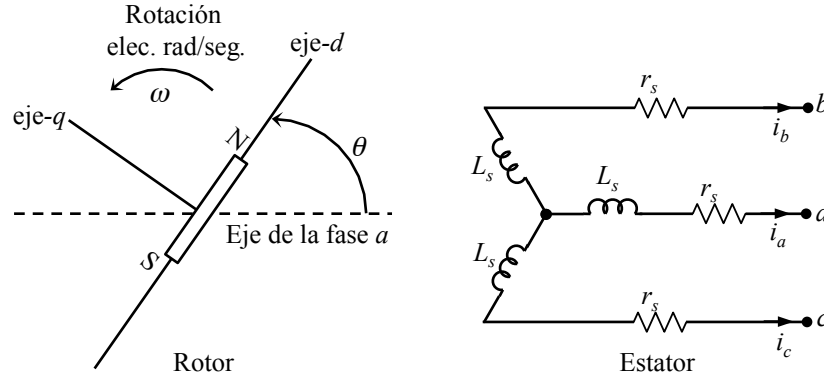


Figura 2.2 Circuitos del estator y rotor de la máquina síncrona de imanes permanentes.

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = L_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \lambda_m \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

donde λ_{abc} son los flujos en el estator, i_{abc} son las corrientes en el estator y θ es el ángulo rotacional. λ_m es el flujo máximo generado por el imán montado en el rotor enlazado por el devanado del estator; L_s , es la matriz de inductancias definida como:

$$\mathbf{L}_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} L_{ls} + L_a + L_b \cos 2\theta & -\frac{L_b}{2} + L_a \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{L_a}{2} + L_b \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\frac{L_a}{2} + L_b \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) & L_{ls} + L_a + L_b \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_a}{2} + L_b \cos 2\theta \\ -\frac{L_a}{2} + L_b \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_a}{2} + L_b \cos 2\theta & L_{ls} + L_a + L_b \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

donde L_b es la inductancia propia del devanado del estator debido a la variación de 2^{da} armónica; L_a es la inductancia mutua entre los devanados del estator. Las inductancias dependen de la construcción de la máquina de imanes permanentes y su geometría. Las ecuaciones (2.1) y (2.2) muestran que los

devanados del estator tienen una inductancia propia e inductancias mutuas que varían respecto a la posición del rotor. Los enlaces de flujo y el voltaje en terminales se relacionan en la siguiente representación en espacios de estados:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_s & 0 & 0 \\ 0 & -r_s & 0 \\ 0 & 0 & -r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

donde r_s es la resistencia del devanado en el estator y v_s es el voltaje en terminales del generador. Las ecuaciones (2.1)-(2.3) describen el desempeño dinámico de la máquina síncrona de imanes permanentes en el marco de referencia abc . Este modelo matemático representa la dinámica de una MSIP con imanes que se encuentran enterrados en el rotor con núcleo de acero.

2.4 Representación del modelo de la MSIP en marco de referencia $\alpha\beta$.

En las ecuaciones (2.1) y (2.2) se observa que la matriz de inductancias y el vector de flujos generado por el imán dependen de la posición del rotor θ . Esta condición hace que el sistema de ecuaciones este acoplado y sea demasiado complejo para realizar la sintonización de controladores. Por lo tanto, es necesario desacoplar el sistema de ecuaciones y disminuir la complejidad del modelo de la MSIP. Para eliminar la posición del rotor de las ecuaciones anteriores, primero se transforma el sistema a un marco de referencia $\alpha\beta$ y posteriormente a un marco de referencia estacionario $dq\theta$. Para obtener la representación del modelo matemático del MSIP en un marco de referencia $\alpha\beta$, cada vector expresado en coordenadas abc se cambia a un marco de referencia $\alpha\beta$ utilizando la siguiente matriz auxiliar de transformación [12]:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Para obtener en el nuevo marco de referencia la expresión de los flujos electromagnéticos (2.1), se realiza de la siguiente forma:

$$\mathbf{M}^T \begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{L} \mathbf{M}^T \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_m \sin(\theta) \\ \lambda_m \sin(\theta - 2\pi/3) \\ \lambda_m \sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

donde \mathbf{M}^T representa la matriz traspuesta de \mathbf{M} . Premultiplicando ambos lados de (2.5) por $(2/3)\mathbf{M}$, se puede deducir que

$$\begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \mathbf{M} \mathbf{L}_s \mathbf{M}^T \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{2}{3} \mathbf{M} \begin{bmatrix} \lambda_m \sin(\theta) \\ \lambda_m \sin(\theta - 2\pi/3) \\ \lambda_m \sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

sustituyendo por \mathbf{M} y \mathbf{L}_s en (2.6), usando respectivamente (2.4) y (2.2), se puede encontrar que

$$\begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{L}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_m \cos(\theta) \\ \lambda_m \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

donde

$$\mathbf{L}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} L_b + L_a \cos 2\theta & L_a \sin 2\theta \\ L_a \sin 2\theta & -L_b + L_a \cos 2\theta \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Siguiendo el mismo procedimiento, la transformación de la derivada de los flujos (2.3) en el marco de referencia $\alpha\beta$ se deduce que

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_s & 0 \\ 0 & -r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

donde $\lambda_{\alpha s}$ y $\lambda_{\beta s}$ son los enlaces de flujo en el marco de referencia $\alpha\beta$, $i_{\alpha s}$ y $i_{\beta s}$ son las corrientes en el estator y $v_{\alpha s}$ y $v_{\beta s}$, son los voltajes de entrada en el estator. Se hace notar que (2.7) y (2.9) representan un sistema simétrico compuesto por solo dos ecuaciones desacopladas que dependen de la posición del rotor.

2.5 Representación del modelo de la MSIP en marco de referencia dq .

La matriz de inductancias (2.8) del modelo de la MSIP en el marco de referencia $\alpha\beta$ incluye θ , la cual varía con la posición del rotor. Por lo tanto, el análisis y diseño de controladores para la MSIP utilizando el modelo anterior no es una tarea fácil. Sin embargo, la transformación de las ecuaciones a un marco dq hace al sistema dinámico que sea invariante en el tiempo y mas cómodo para su análisis cuando se sincroniza con el ángulo θ del rotor. La matriz auxiliar para realizar la transformación de marco de referencia abc a $\alpha\beta$, es de la forma:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

donde

$$\mathbf{R}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Por lo tanto, empleando (2.11), la ecuación de los flujos magnéticos (2.6) se puede escribir como

$$\mathbf{R}^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{L}_{\alpha\beta} \mathbf{R}^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_m \cos(\theta) \\ \lambda_m \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Premultiplicando ambos lados de (2.12) por \mathbf{R} , se obtiene

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \mathbf{R} \mathbf{L}_{\alpha\beta} \mathbf{R}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \mathbf{R} \begin{bmatrix} \lambda_m \cos(\theta) \\ \lambda_m \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

La ecuación (2.13) se puede simplificar como sigue

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

donde $L_d = L_{ls} + L_{md}$ y $L_q = L_{ls} + L_{mq}$. L_{md} y L_{mq} son las inductancias de magnetización equivalentes de las bobinas en el marco de referencia d y q respectivamente, las cuales se pueden calcular con las siguientes expresiones:

$$L_{md} = \frac{3}{2}(L_a + L_b)$$

$$L_{mq} = \frac{3}{2}(L_a - L_b)$$

Para obtener la transformación correspondiente de (2.9), se realiza el mismo procedimiento, por lo tanto, la expresión que describe la dinámica de los flujos queda de la siguiente forma

$$\frac{d}{dt} \left\{ \mathbf{R}^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} -r_s & 0 \\ 0 & -r_s \end{bmatrix} \mathbf{R}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \mathbf{R}^{-1} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

usando la regla de la cadena (2.15) se puede ordenar como se muestra en (2.16)

$$\mathbf{R}^{-1} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} + \frac{d\mathbf{R}^{-1}}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_s & 0 \\ 0 & -r_s \end{bmatrix} \mathbf{R}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \mathbf{R}^{-1} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Premultiplicando ambos lados de (2.16) por \mathbf{R} , se deduce

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = - \left(\mathbf{R} \frac{d\mathbf{R}^{-1}}{d\theta} \right) \left(\frac{d\theta}{dt} \right) \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} + \mathbf{R} \begin{bmatrix} -r_s & 0 \\ 0 & -r_s \end{bmatrix} \mathbf{R}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \mathbf{R}^{-1} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Sustituyendo \mathbf{R} y \mathbf{R}^{-1} en (2.17), se concluye

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -r_s & 0 \\ 0 & -r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

donde

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (2.19)$$

ω es la velocidad angular debido a la frecuencia del estator. En base al sistema de ecuaciones (2.18) se puede construir el diagrama equivalente del modelo del GSIP, como se muestra en la Fig. 2.3.

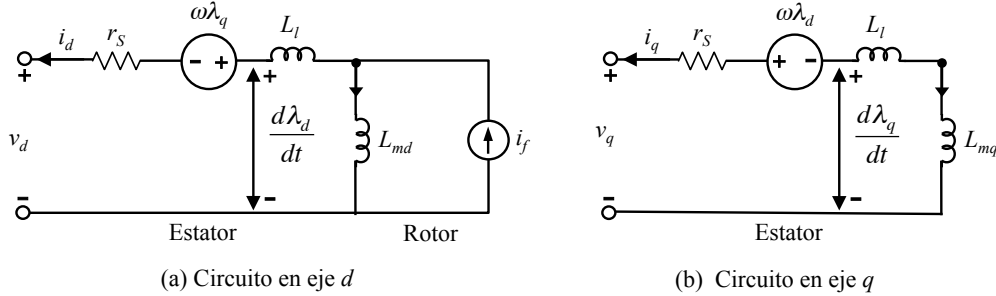


Figura 2.3 Circuitos equivalente del GSIP en marco de referencia del rotor dq .

Para calcular el torque de la máquina por una expresión, se emplea el principio de balance de potencia. La potencia eléctrica entregada por el estator de la máquina en coordenadas dq se puede expresar como [11]

$$P_e = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Sustituyendo $[v_{ds} \ v_{qs}]^T$ de (2.18) en (2.20), se tiene

$$P_e = \frac{3}{2} r_s (i_d^2 + i_q^2) + \frac{3}{2} r_s \left(i_d \frac{d\lambda_d}{dt} + i_q \frac{d\lambda_q}{dt} \right) + \omega \frac{3}{2} P (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (2.21)$$

de (2.21), el primer término representa las pérdidas en el cobre en los devanados del estator, el segundo corresponde a las pérdidas debidas a la interacción con el campo magnético. El tercero

representa la potencia enviada al entrehierro de la máquina, P_{gap} , que es responsable de generar el torque electromagnético (T_e), por lo tanto

$$T_e = \frac{P_{gap}}{\omega} = \frac{3}{2}P(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (2.22)$$

sustituyendo (2.14) en (2.22), se encuentra

$$T_e = P \left[\frac{3}{2}(L_d - L_q)i_d i_q + \frac{3}{2}\lambda_m i_q \right] \quad (2.23)$$

donde P es el número de pares de polos. El par electromagnético es positivo para el caso motor. El par y la velocidad se pueden relacionar como sigue:

$$T_e = J \left(\frac{2}{P} \right) \frac{d\omega}{dt} + D_m \left(\frac{2}{P} \right) \omega + T_l \quad (2.24)$$

donde J representa la inercia del rotor y de la carga conectada en $kg \ m^2$; T_l es el par de la carga en $Nm \ s$. La constante D_m es el coeficiente de viscosidad asociado con el sistema rotacional de la máquina y de la carga mecánica, en $Nm \ s$ por radian, su valor es generalmente pequeño y se desprecia frecuentemente. Para simplificar el modelo dinámico de la MSIP, se realiza el siguiente procedimiento; sustituyendo (2.14) en (2.18) se obtiene

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_m \\ 0 \end{bmatrix} \right\} = \\ \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_m \\ 0 \end{bmatrix} \right\} + \begin{bmatrix} -r_s & 0 \\ 0 & -r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.25)$$

considerando $d\lambda_m/dt = 0$ para un flujo constante en la MSIP, por lo tanto, las ecuaciones dinámicas de la máquina tomando como variables de estado las corrientes del estator, son:

$$\begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega L_q \\ -\omega L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \lambda_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -r_s & 0 \\ 0 & -r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

por lo tanto, las ecuaciones diferenciales de primer orden que definen el comportamiento de la MSIP a partir de (2.26) son las siguientes:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{r_s}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}i_q\omega + \frac{v_d}{L_d} \quad (2.27)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{r_s}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}i_d\omega - \frac{\lambda_m}{L_q}\omega + \frac{v_q}{L_q} \quad (2.28)$$

Cuando la máquina síncrona opera en modo generador, las ecuaciones (2.27-2.28) se convierten como se muestran [1,7,13]a continuación

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{r_s}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}i_q\omega - \frac{v_d}{L_d} \quad (2.29)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{r_s}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}i_d\omega + \frac{\lambda_m}{L_q}\omega - \frac{v_q}{L_q} \quad (2.30)$$

La frecuencia del estator ω , es directamente proporcional a la velocidad rotacional de la turbina eólica, $\omega = P\omega_h$, donde ω_h es la velocidad angular del rotor del generador eléctrico, sustituyendo en (2.29 - 2.30) se tiene

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{r_s}{L_d}i_d + P\frac{L_q}{L_d}i_q\omega_h - \frac{v_d}{L_d} \quad (2.31)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{r_s}{L_q}i_q - P\frac{L_d}{L_q}i_d\omega_h + P\frac{\lambda_m}{L_q}\omega_h - \frac{v_q}{L_q} \quad (2.32)$$

La Fig. 2.4 muestra los circuitos equivalentes del modelo simplificado para el GSIP en coordenadas de referencia dq (2.31–2.32)

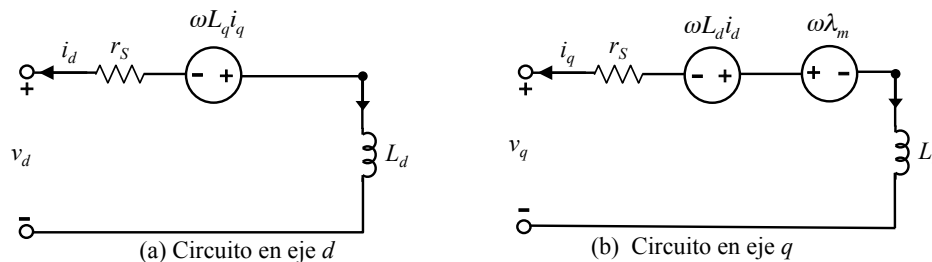


Figura 2.4 Circuitos equivalentes simplificados del GSIP en marco de referencia del rotor dq .

2.5.1 Dinámica de la velocidad del rotor del GSIP

La ecuación mecánica para determinar la dinámica de la velocidad del rotor del GSIP involucra el efecto del tren de engranes. En este trabajo se considera un tren de engranes rígido que consiste en un multiplicador de velocidad para acoplar el rotor de la aspas de la turbina eólica (con velocidad ω_i) y el rotor del generador eléctrico (con velocidad ω_h). El multiplicador es de relación fija i y tiene una eficiencia η , por lo tanto, el generador experimenta una reducción del par aplicado i veces, con un incremento de i veces de la velocidad [1, 11, 12-13].

$$\omega_h = i\omega_l \quad (2.33)$$

La siguiente expresión rige la dinámica de la velocidad del rotor, donde se involucra el comportamiento dinámico del tren de engranes rígido y la velocidad angular del GSIP

$$J_{eq} \frac{d\omega_h}{dt} = \frac{\eta}{i} T_{wt}(\omega_l, v) - T_e(\omega_h) \quad (2.34)$$

donde T_{wt} es el par generado por el viento (Nm); y J_{eq} es la inercia rotacional equivalente del generador (kg m^2) expresada como:

$$J_{eq} = J_g + \frac{J_{wt}}{i} \quad (2.35)$$

donde J_g es la inercia del generador y J_{wt} es la inercia de la turbina.

2.6 Aerodinámica de la turbina eólica

Una turbina eólica es un dispositivo utilizado para extraer la potencia del viento, su comportamiento se caracteriza principalmente por las variaciones de potencia que presenta de acuerdo a las variaciones aleatorias de la velocidad del viento. Otro parámetro que influye en el comportamiento de la turbina es la velocidad punta, la cual proporciona la relación de la velocidad en la punta de las aspas respecto a la velocidad del viento [1] y está dada por:

$$\lambda = \frac{R\omega_l}{v} \quad (2.36)$$

donde R es el largo de las aspas en metros; ω_l es la velocidad angular del rotor (velocidad baja, en rad/s) y v es la velocidad del viento en m/s. La velocidad punta caracteriza la eficiencia en la conversión de potencia de la turbina eólica. La potencia mecánica que proporciona el viento se calcula como [14]:

$$P_w = \frac{1}{2} \rho A v^3 \quad (2.37)$$

donde P_w es la potencia mecánica disponible en el viento en Watts; ρ es la densidad del aire en kg/m^3 ; A es el área de barrido en m^2 y v es la velocidad del viento en m/s. La ecuación (2.37) proporciona la potencia disponible en el viento, no el valor de la potencia que la turbina eólica aprovecha realmente [1, 15]. El valor de potencia mecánica que la turbina eólica extrae del viento se obtiene con la siguiente expresión:

$$P_{wt} = \frac{1}{2} \rho A v^3 C_p(\lambda) \quad (2.38)$$

donde $C_p(\lambda)$ es el coeficiente de potencia que describe la eficiencia de la extracción de potencia de la turbina eólica, con un valor máximo de $C_p(\lambda)=0.593$ según el límite de Betz [1, 8]. La potencia que

extrae la turbina eólica del viento es menor del 59.3% de la potencia disponible, debido a diversos factores como son: el número y la forma de las aspas, la altura, etc. La ec. (2.39) muestra el coeficiente de potencia como una relación de la potencia disponible del viento y la potencia extraída por la turbina, como sigue:

$$C_p(\lambda) = \frac{P_{wt}}{P_w} \quad (2.39)$$

a partir de $C_p(\lambda)$ se puede calcular el coeficiente de par de la turbina eólica, de la siguiente forma:

$$C_T(\lambda) = \frac{C_p(\lambda)}{\lambda} \quad (2.40)$$

Otra forma alternativa de poder expresar $C_T(\lambda)$ es a través de un polinomio en función de la velocidad punta (λ) [1], expresado por:

$$C_T(\lambda) = a_6\lambda^6 + a_5\lambda^5 + a_4\lambda^4 + a_3\lambda^3 + a_2\lambda^2 + a_1\lambda + a_0 \quad (2.41)$$

donde los parámetros a_i , para $i=0\dots6$, se determinan en una tabla que representa características del par experimental determinado por mínimos cuadrados. Para propósitos de un control general no es necesario usar una expresión compleja de $C_T(\lambda)$, se puede utilizar la aproximación con un polinomio de segundo orden, el cual proporciona una descripción adecuada del comportamiento de C_T cerca del régimen óptimo [1], con la siguiente ecuación:

$$C_T(\lambda) = a_2\lambda^2 + a_1\lambda + a_0 \quad (2.42)$$

Después de observar las características de la turbina y su modelo en términos de potencia, es necesario calcular el par electromecánico, que entra al generador para transformarlo en energía eléctrica. El par que genera la turbina está dado por la relación de la potencia extraída y la velocidad angular del rotor de la turbina. La siguiente ecuación muestra la relación, de la potencia P_{wt} (2.38), el coeficiente de par $C_T(\lambda)$ (2.42) y la velocidad punta λ (2.36):

$$T_{wt} = \frac{P_{wt}}{\omega_l} = \frac{1}{2} \pi \rho v^2 R^3 C_T(\lambda) \quad (2.43)$$

donde ω_l es la velocidad angular del rotor de la turbina (velocidad de las aspas de la turbina antes del acople al generador por medio de la caja de engranes). El par mecánico producido por el viento se obtiene sustituyendo (2.36) y (2.42) en (2.43), obteniendo:

$$T_{wt} = d_1 v^2 + d_2 v^2 \omega_l + d_3 \omega_l^2 \quad (2.44)$$

donde

$$d_1 = \frac{1}{2} \pi \rho R^3 a_0 \quad (2.45)$$

$$d_2 = \frac{1}{2} \pi \rho R^4 a_1 \quad (2.46)$$

$$d_3 = \frac{1}{2} \pi \rho R^5 a_2 \quad (2.47)$$

Sustituyendo (2.23) y (2.44) en (2.34) la expresión de la dinámica de la velocidad del rotor es de la forma:

$$J_{eq} \frac{d\omega_h}{dt} = \frac{\eta}{i} (d_1 v^2 + d_2 v^2 \omega_l + d_3 \omega_l^2) - P \left(\frac{3}{2} (L_d - L_q) i_d i_q + \frac{3}{2} \lambda_m i_q \right) \quad (2.48)$$

2.7 Análisis del GSIP conectado a una carga resistiva e inductiva

Asumiendo que el eje q se adelanta 90° al eje d , como se muestra en la Fig. 2.2, los voltajes en el estator del generador en el marco de referencia dq , se pueden calcular como:

$$v_d + jv_q = (i_d + ji_q)(R_l + j\omega L_l) \quad (2.49)$$

donde R_l y L_l es la resistencia y la inductancia de carga, respectivamente, conectadas en las terminales del generador, realizando el producto de la expresión anterior se obtiene:

$$v_d + jv_q = (R_l i_d - \omega L_l i_q) + j(R_l i_q + \omega L_l i_d) \quad (2.50)$$

la ecuación anterior se puede reordenar en las siguientes dos expresiones, que determinan los voltajes en las terminales del generador:

$$v_d = R_l i_d + \omega L_l i_q \quad (2.51)$$

$$v_q = R_l i_q + \omega L_l i_d \quad (2.52)$$

sustituyendo (2.51) y (2.52) en (2.31) y (2.32) respectivamente, se obtiene

$$(L_d + L_l) \frac{di_d}{dt} = -R_s i_d + P \omega_h L_q i_q - (R_l i_d + P \omega_h L_l i_q) \quad (2.53)$$

$$(L_q + L_l) \frac{di_q}{dt} = -R_s i_q - P L_d i_d \omega_h + P \lambda_m \omega_h - (R_l i_q + P \omega_h L_l i_d) \quad (2.54)$$

La Fig. 2.5 muestra el diagrama de bloques en Matlab/Simulink para resolver las ecuaciones dinámicas del GSIP. En el esquema se puede identificar cada una de las ecuaciones diferenciales que definen la dinámica del GSIP. También, se puede observar la retroalimentación de las variables para crear cada una de las expresiones correspondientes. Con este tipo de simulaciones es fácil identificar que el par de carga que entra a la turbina eólica depende principalmente de la velocidad del viento.

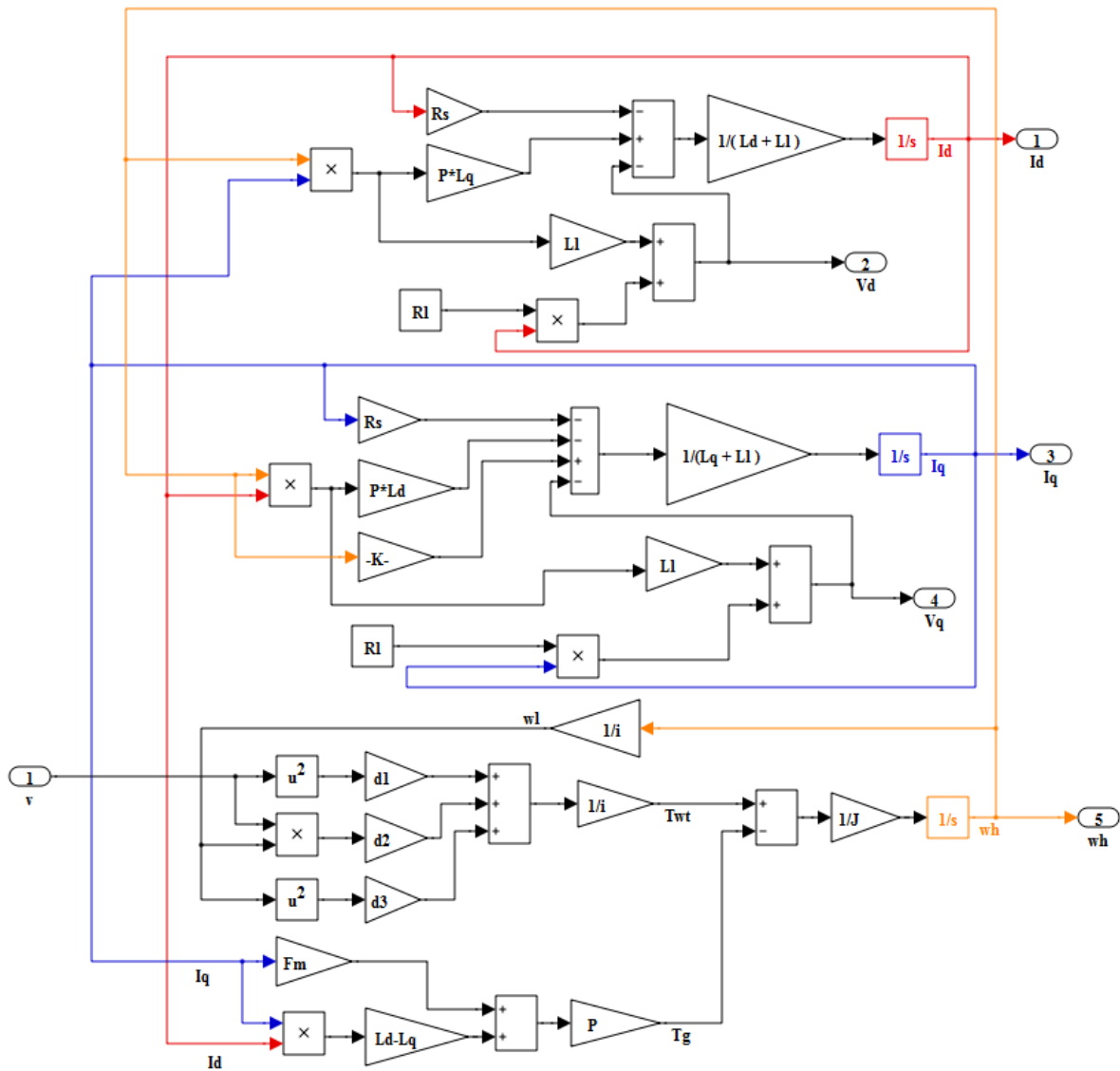


Figura 2.5 Diagrama de bloques para la simulación dinámica del GSIP representado por las ecuaciones (2.48, 2.53-2.54).

2.7.1 Representación en espacio de estado del GSIP conectado a una carga resistiva e inductiva.

La formulación de las ecuaciones de estado para el GSIP conectado a una carga RL, se encuentra manipulando las ecuaciones diferenciales (2.48, 2.53-2.54) [1, 15],

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\omega_h}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(R_s + R_l)}{L_d + L_l} & P \frac{L_q - L_l}{L_d + L_l} \omega_h & 0 \\ -P \frac{L_d + L_l}{L_q + L_l} \omega_h & -\frac{(R_s + R_l)}{L_q + L_l} & P \frac{\lambda_m}{L_q + L_l} \\ 0 & -\frac{P}{J_{eq}} \left(\frac{3}{2} (L_d - L_q) i_d + \frac{3}{2} \lambda_m \right) & \frac{d_2 v + d_3 \omega_h}{J_{eq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_h \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{d_1}{J_{eq}} \end{bmatrix} v^2 \quad (2.55)$$

La representación anterior muestra un sistema no lineal debido principalmente a la multiplicación entre las variables de estados. La representación en espacio de estado permite la simulación de la dinámica del sistema de generación eólico trabajando en condiciones de estado transitorio y estado estable. En los siguientes capítulos se realiza el estudio y análisis dinámico de los subsistemas que componen el SEGEE. En la literatura son relativamente pocas las contribuciones disponibles de los sistemas que detallan el modelado y simulación del sistema de generación [16], la electrónica de potencia y el sistema de control para conectarse al sistema eléctrico de potencia.

2.8 Análisis del GSIP en estado estacionario

El análisis en estado estacionario del GSIP es una herramienta útil para conocer la magnitud de las variables del generador cuando alcanzan sus valores nominales ante una entrada dada. Resolviendo el sistema (2.55) considerando que las corrientes del estator, i_d e i_q , han alcanzado su valor en estado estable, las derivadas de las ecuaciones (2.53) y (2.54) se hacen cero [1, 12-13], por lo tanto, las ecuaciones que describen el comportamiento del GSIP en estado estacionario son:

$$R_l i_d + P \omega_h L_l i_q = -R_s i_d + P L_q i_q \omega_h \quad (2.56)$$

$$R_l i_q + P \omega_h L_l i_d = -R_s i_q - P L_d i_d \omega_h + P \lambda_m \omega_h \quad (2.57)$$

de la ecuación (2.56), la corriente del estator en eje d se puede expresar como:

$$i_d = \frac{(L_q - L_l)}{R_s + R_l} P \omega_h i_q \quad (2.58)$$

Sustituyendo (2.58) en (2.57), la corriente en eje q del estator se puede calcular como

$$i_q = \frac{(R_s + R_l) P \omega_h \lambda_m}{(R_s + R_l)^2 + (L_q - L_l)(L_l + L_d) P^2 \omega_h^2} \quad (2.59)$$

2.9 Caso de estudio del GSIP sin conexión a la red eléctrica convencional

Considerando un GSIP con capacidad de 3 kW, 400 V, 25.52 rpm, tres pares de polos, $R_s = 3.3 \Omega$, $L_d = 41.56$ mH, $L_q = 41.56$ mH, $R_l = 60 \Omega$, $L_l = 0.1828$ mH, $\lambda_m = 0.4382$ Wb, considerando un par

mecánico constante de 15.71 Nm, se obtiene una velocidad angular $\omega_h = 106.949$ rad/seg. Sustituyendo los parámetros anteriores en (3.58-3.59) se obtiene que $i_d = -8.556$ amp e $i_q = 11.9503$ amp. La corriente RMS en el estator se puede evaluar como

$$i_{RMS} = \frac{\sqrt{i_q^2 + i_d^2}}{\sqrt{2}} = 10.39 \text{ amp}$$

Usando las condiciones de carga, los voltajes en terminales del estator, también se pueden calcular como sigue

$$v_d = R_s i_d - PL_q i_q \omega_h = 187.58 \text{ volts}$$

$$v_q = R_s i_q + PL_d i_d \omega_h = 215.24 \text{ volt}$$

El par electromagnético del generador se obtiene usando (2.23)

$$T_e = P \frac{3}{2} [(L_d - L_q) i_d i_q + \lambda_m i_q] = 15.709 \text{ kNm}$$

por lo tanto, la potencia activa que entrega el GSIP se calcula como sigue

$$P_l = 1.5 (v_d i_d + v_q i_q) = 1451 \text{ watts}$$

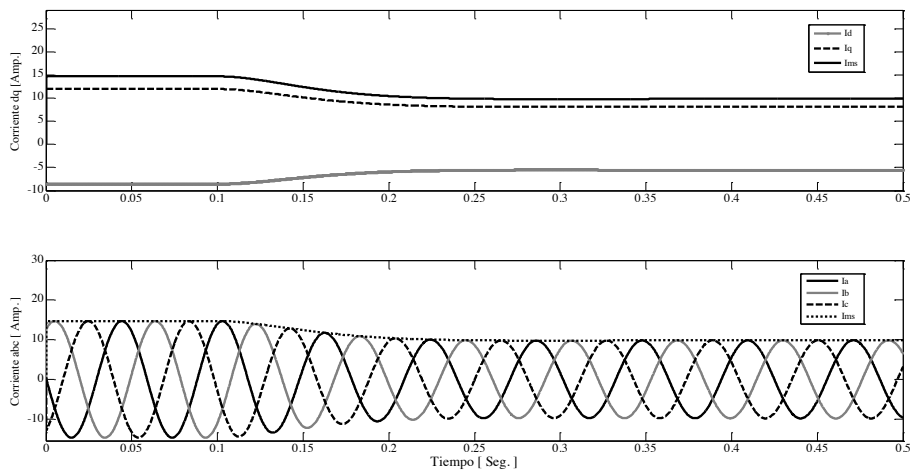


Figura 2.6 Respuesta dinámica de las corrientes en el marco de referencia dq y abc del GSIP conectado de forma aislada, ante una variación del par de carga y conectado a una carga RL.

Las Fig.'s 2.6-2.8 muestran la solución del sistema de ecuaciones (2.55), que describen el comportamiento dinámico del GSIP. En este caso el SGE esta conectado de forma autónomo a una carga resistiva-inductiva (RL). Al inicio de la simulación las variables de estado se inicializan en condiciones de estado estacionario con velocidad del viento constante. A los 0.1 segundos se reduce 5% la velocidad del viento, después de un pequeño transitorio de aproximadamente 0.14 segundos las corrientes del generador i_d y i_q alcanzan un nuevo valor en estado estacionario. La magnitud de las corrientes en el estator I_{ms} , representa el valor pico de las corrientes en el marco de referencia abc ,

que se calcula como sigue $I_{ms} = \sqrt{i_q^2 + i_d^2}$. Un fenómeno similar sucede con los voltajes en terminales del generador.

La respuesta dinámica de la velocidad eléctrica angular del rotor y del par electromagnético se muestran en la Fig. 2.8. En la imagen se puede apreciar la disminución de velocidad y del par electromagnético cuando disminuye la velocidad del aire, alcanzando un nuevo valor en estado estable.

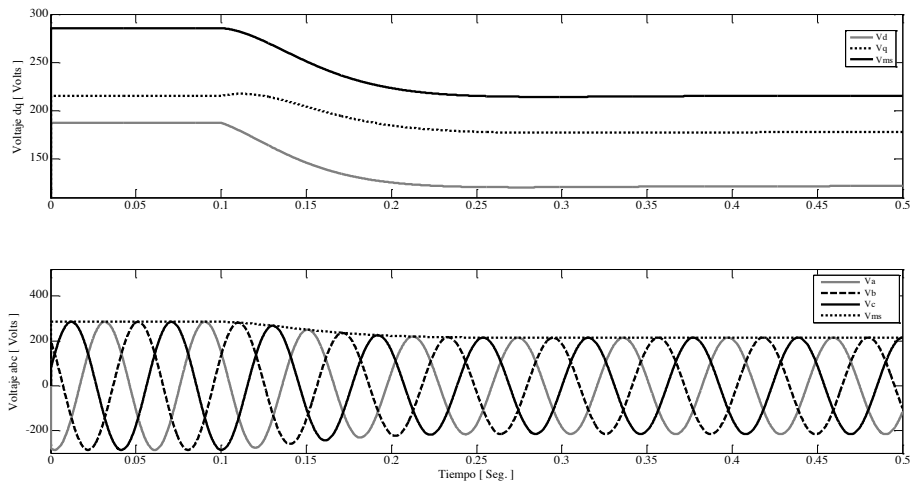


Figura 2.7 Respuesta dinámica de los voltajes del GSIP en el marco de referencia dq y abc , conectado de forma independiente al sistema eléctrico convencional.

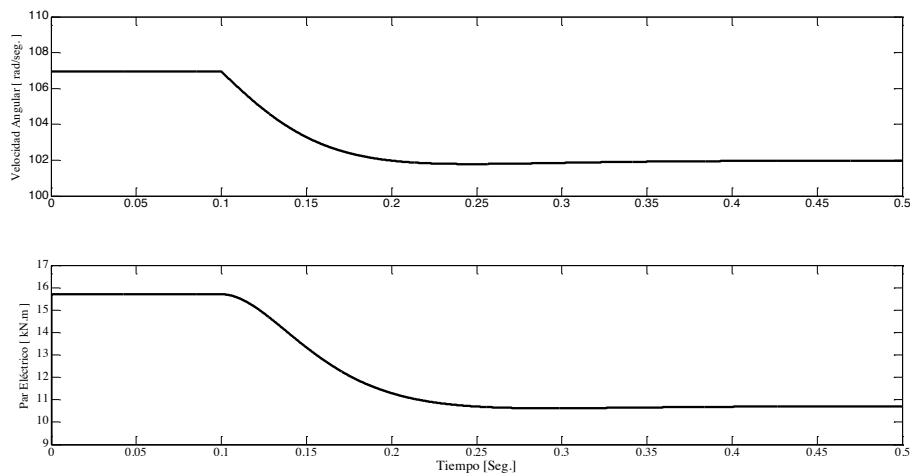


Figura 2.8 Variación de la velocidad angular del rotor y par electromecánico del GSIP, cuando el sistema se somete a una disminución del par de carga.

2.10 Conclusiones

En este capítulo se presenta el desarrollo del modelado matemático del GSIP, en el que se estudia principalmente su comportamiento en estado estable y dinámico, cuando la máquina se somete a una variación en el par de entrada debido a la aleatoriedad del viento. Se encuentra que el sistema de

ecuaciones diferenciales que definen el desempeño del sistema de generación eólico es no lineal. La complejidad del sistema hace necesario utilizar un método de integración robusto (Runge Kutta de cuarto orden) con un paso de integración de 0.001. Se utiliza este método por que la entrada a la planta (viento aleatorio) y la máquina presentan transitorios rápidos. El modelo obtenido se implementa en Matlab/Simulink, el principal resultado es la respuesta de las corrientes y la frecuencia del voltaje generado a diferentes condiciones operativas (velocidad del viento).

2.11 Referencias

- [1]. I. Munteanu, A. Bratcu, N. Cutululis, E. Ceanga, “*Optimal Control of Wind Energy Systems*”, Ed. Springer, London, UK, 2008.
- [2]. B. Wu, Y. Lang, N. Zargari, S. Kouro, “*Power Conversion and Control of Wind Energy Systems*”, Ed. Wiley, New Jersey, USA, 2011.
- [3]. J. Twidell, T. Weir, “*Renewable Energy Resources*”, Ed. Taylor & Francis, New York, USA, 2006.
- [4]. A. Urtasun, P. Sanchis, I. San Martín, J. López, L. Marroyo, “Modeling of small wind turbines based on PMSG with diode bridge for sensorless maximum power tracking” *International Journal Renewable Energy*, pp. 138-149, 2013.
- [5]. S. Pawan, S. Waldemar, H. Bjarte, “Dynamic stability study of an isolated wind-diesel hybrid power system with wind power generation using IG, PMIG and PMSG: A comparison”, *Journal Electrical Power and Energy Systems*, pp. 857-866, 2013.
- [6]. I. Kortabarria, J. Andreu, I. Martínez, J. Jiménez, J. Gárate, E. Robles, “A novel adaptative maximum power point tracking algorithm for small wind turbines”, *International Journal Renewable Energy*, Available online, pp. 785-796, 2014.
- [7]. I. Boldea, “*Synchronous Generators*”, Ed. Taylor & Francis, NW, USA, 2006.
- [8]. E. Hau, “*Wind Turbines Fundamentals, Technologies, Application, Economics*”, Ed. Springer, Berlin, Germany, 2006.
- [9]. S. Mathew, “*Wind Energy, Fundamentals, Resource Analysis and Economics*”, Ed. Springer, Netherlands, 2006.
- [10]. G. M. Master, “*Renewable and Efficient Electric Power Systems*”, Ed. Wiley-Interscience, New Jersey, USA, 2004.
- [11]. P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, “*Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*”, Ed. Wiley Interscience, New Jersey, USA, 2002.
- [12]. A. Yazdani, R. Iravani, “*Voltage-Sourced Converters in Power Systems, Modeling, Control and Applications*”, John Wiley & Sons, New Jersey, USA 2010.
- [13]. W. Bin, L. Yongqiang, K. Samir, “*Power Conversion and Control of Wind Energy Systems*,” IEEE Press, New Jersey, USA 2011.
- [14]. T. Burton, D. Sharpe, N. Jenkins, E. Bossanyi. “*Wind Energy Handbook*”. Ed. Wiley, New York, USA, 2001.
- [15]. J. Martínez, A. Medina, “A State Space Model for the Dynamic Operation Representation of Small-Scale Wind-Photovoltaic Hybrid Systems”, *Renewable Energy*, Vol. 35, pp. 1159–1168, 2010.
- [16]. V. Yaramasu, B. Wu, M. Rivera, J. Rodriguez, “A New Power Conversion System for Megawatt PMSG Wind Turbines Using Four-Level Converters and a Simple Control Scheme Based on Two-Step Model Predictive Strategy—Part I: Modeling and Theoretical Analysis”, *IEEE Journal of emerging and selected topics in power electronics*, Vol 2, pp. 3-13, 2014.

Capítulo 3

ANÁLISIS NO LINEAL DEL SISTEMA DE GENERACIÓN

3.1 Introducción

En este capítulo se realiza el análisis no lineal de los principales elementos que componen al SGE basado en un generador síncrono de imanes permanentes. Los subsistemas a analizar son el convertidor reductor de CD-CD y la MSIP que se describe detalladamente en el capítulo 2. Con los resultados obtenidos se conocerá bajo qué condiciones paramétricas los subsistemas se comportan caóticamente. Es importante saber si los elementos que componen al SGE están propensos a entregar una respuesta caótica, por que en esta condición, se podrían causar daños irreparables al sistema eléctrico. Un aspecto que llama la atención del caos es que a pesar de que se cuenta con el modelo dinámico del sistema, puede existir una variación paramétrica o una dependencia sensible a las condiciones iniciales que hace imposible generar predicciones exactas del comportamiento futuro del sistema. En esta sección se resuelven el conjunto de ecuaciones diferenciales que determinan el desempeño dinámico de los principales subsistemas del SGE utilizando un software comercial. Se obtienen los diagramas de bifurcación y los retratos de fase de las curvas de solución del convertidor CD-CD y los exponentes de Lyapunov de la MSIP para conocer si presentan un comportamiento estable, inestable, oscilante o caótico.

3.2 Convertidores basados en electrónica de potencia

La electrónica de potencia es un área relativamente nueva dentro de la electrónica analógica, que tiene infinitas aplicaciones en diversos campos de la ciencia y tecnología. En este trabajo se utilizan los convertidores basados en dispositivos semiconductores para transformar, regular y aprovechar

eficientemente la energía eléctrica. Los niveles utilizados en las diferentes aplicaciones son de fracción de watts (convertidores CD-CD para dispositivos móviles o de escritorio), de algunos kilowatts (controladores industriales) o megawatts (sistemas de transmisión de corriente alterna). Para aumentar la eficiencia de los convertidores, los dispositivos semiconductores (tiristores, transistores de potencia) siempre se emplean en combinación con elementos pasivos (diodos, inductancias, capacitores y transformadores) [1].

Los convertidores basados en electrónica de potencia presentan una gran cantidad de fenómenos no-lineales. La principal fuente de no linealidad es el elemento de conmutación presente en la mayoría de los convertidores basados en circuitos electrónicos de potencia. Los componentes no lineales (diodos de potencia) y las técnicas de conmutación para su funcionamiento (por ejemplo, PWM por sus siglas en inglés *pulse width modulation*) son fuentes de no linealidad. Por lo tanto, los convertidores de potencia se han convertido en importante fuente de estudio de fenómenos no-lineales [2].

La mayoría de las ramas de la electrónica tienen que ver con el procesamiento de información o de señales. En contraste, la electrónica de potencia realiza la manipulación de las señales propias de la energía eléctrica. Los convertidores de energía no tienen un usuario propio, pero siempre son el intermediario entre el productor de energía y el consumidor final. Se estima, que durante el siglo XXI el 90% de la energía eléctrica generada en los países desarrollados será manipulada por la electrónica de potencia antes de llegar al consumidor final [3].

La tecnología de la electrónica de potencia se encuentra cada vez más en el hogar y en el trabajo [4]. Por ejemplo un atenuador de luz interna, fuentes de alimentación conmutadas para las computadoras personales, controles de calefacción e iluminación, balastos electrónicos para lámparas fluorescentes, unidades de control industrial, calefacción de inducción, cargadores de baterías, las aplicaciones de tracción como locomotoras, relés de estado sólido y disyuntores, sistemas de energía para aeronaves espaciales, sistemas de alimentación ininterrumpida (UPS), acondicionamiento de energía proveniente de sistemas de generación eólicos y/o fotovoltaicos, la electrónica en automóviles y vehículos eléctricos [5].

La electrónica de potencia complementa el grupo de las denominadas tecnologías "verde", con los siguientes tres objetivos principales [3]:

1. Convertir la energía eléctrica de una forma a otra, para facilitar su regulación y control,
2. Obtener alta eficiencia de conversión, y por lo tanto, bajas pérdidas por disipación de calor,
3. Reducir el tamaño de los convertidores de potencia y del equipo que regulan (motores, etc.).

A diferencia de otras áreas de la electrónica analógica, la electrónica de potencia utiliza dispositivos semiconductores como interruptores. Existen diferentes tipos de fuentes de alimentación de corriente eléctrica, pueden ser: de corriente alterna o corriente directa. Por lo tanto, existen cuatro tipos básicos de convertidores de potencia: convertidores rectificadores CA-CD, convertidores CD-CD (reductores, elevadores de voltaje, etc.), convertidores inversores CD-CA y ciclo convertidores CA-CA [3].

Los interruptores basados en dispositivos semiconductores funcionan cíclicamente y se emplean para variar las interconexiones o la topología del circuito en el transcurso de un ciclo. Los capacitores e inductores realizan acciones de filtrado, regulación de flujos de energía mediante el almacenamiento o el suministro de energía temporal. Los transformadores de voltaje y de corriente, proporcionan aislamiento eléctrico entre la fuente y la carga. Por lo tanto, idealmente los dispositivos de conmutación, condensadores, inductores y transformadores no desperdician energía, y entregan señales de corrientes o voltajes constantes (sin pulsos) [6].

3.3 Dispositivos semiconductores de potencia

En este trabajo se considera a un conmutador ideal, como un dispositivo por el cual no circula corriente alguna y no hay pérdidas de voltaje en sus terminales (abierto o cerrado). También se considera, que requiere un tiempo casi igual a cero para hacer una transición entre dos estados. Por lo tanto, su disipación de potencia siempre es cero. En la práctica los componentes salen del comportamiento ideal, obteniendo como resultado pérdidas de energía por disipación de calor [7].

La clave del éxito de la electrónica de potencia es la disponibilidad de diversos dispositivos de conmutación que existen en el mercado. Los principales dispositivos utilizados en la electrónica de potencia son: i) diodos; ii) tiristores; iii) transistor de unión bipolar (BJT); iv) transistor semiconductor de óxido metálico con efecto de campo (MOSFET); transistor bipolar de gatillo aislado (IGBT).

En el diseño de convertidores se debe considerar que una frecuencia de conmutación relativamente alta, implica tener un convertidor más compacto. Por lo tanto, se pueden utilizar capacitores, inductores y transformadores más pequeños, para cumplir con las especificaciones y características deseadas del circuito. Sin embargo, contar con una frecuencia alta, también significa que se obtienen mayores pérdidas asociadas con el aumento de la frecuencia debido a las transiciones de conmutación. También, se generan pérdidas y limitaciones asociadas con la operación de alta frecuencia de los diversos componentes. Se recomienda que las frecuencias de conmutación sean mayores a la gama audible por el ser humano. La selección del interruptor de conmutación depende de los requisitos de cada convertidor y de la aplicación a desarrollar [7-9].

3.4 Sistemas no lineales en electrónica de potencia

El objetivo general de los sistemas convertidores de potencia es regular o manipular las características de la potencia eléctrica con la mayor eficiencia posible. Por lo tanto, es necesario emplear elementos con el menor porcentaje de pérdidas. Además, la planta o el dispositivo a controlar debe ser lineal para diseñar fácilmente su esquema de control [7]. Existen dos grupos básicos de dispositivos que intervienen para que los convertidores de potencia sean sistemas dinámicos no lineales:

1. Elementos de interrupción (transistores y diodos): los diodos semiconductores cuentan con una curva característica de operación $v-i$ no-lineal.

2. Componentes pasivos reactivos (inductancias y capacitancias) son capaces de absorber, regresar y almacenar energía. Estos componentes se caracterizan por ser modelados por ecuaciones diferenciales.

Los convertidores de potencia utilizan componentes de ambos grupos, la energía se manipula por los dispositivos de conmutación, mientras que los componentes pasivos reactivos tienen la función de almacenar y/o transferir energía. El uso de los dos grupos en los convertidores hace que el circuito sea no lineal y variante en el tiempo, por lo tanto, los sistemas basados en electrónica de potencia son difíciles de analizar y son propensos a presentar una gran cantidad de comportamientos inusuales [3].

En la práctica existen diferentes elementos necesarios no-lineales, que no son deseados en los convertidores de potencia:

1. Los dispositivos de conmutación basados en semiconductores tienen características intrínsecamente no lineales.
2. Las inductancias no lineales se presentan en diversos dispositivos que conforman el sistema, como son: transformadores, reactancias, amplificadores magnéticos y bobinas de reactancia saturables utilizadas en amortiguadores (snubbers), etc.
3. Los sistemas de control por lo general lo conforman componentes no lineales, por ejemplo: comparadores, PWM's, multiplicadores, seguidores de fase, monoestables y controladores digitales, etc.

3.5 Sistemas eléctricos de potencia

La ingeniería en SEP se encarga de analizar la generación, transmisión y distribución de energía eléctrica a 60 Hz [10,11]. Diferentes autores han utilizado la teoría de bifurcación en los SEP para estudiar su dinámica no lineal y analizar el comportamiento de las oscilaciones de baja frecuencia y colapsos de voltaje [12-13].

En los últimos años el uso de sistemas basados en electrónica de potencia se ha incrementado gradualmente en los SEP's. En países con mayor desarrollo tecnológico el 60% de la energía generada se emplea para alimentar diferentes tipos de motores eléctricos y un 20% la consumen diferentes tipos de lámparas. Los dispositivos mencionados se controlan por sistemas de conmutación basados en electrónica de potencia, los cuales se conectan a la red de suministro eléctrico [14].

Recientemente, las empresas suministradoras de energía eléctrica están incrementando el uso de la electrónica de potencia para mejorar el desempeño dinámico del SEP. Este tipo de dispositivos se denominan sistemas flexibles de transmisión de corriente alterna [15].

3.6 Convertidor reductor (Buck) CD-CD

El convertidor reductor (Buck) es uno de los sistemas más simples basados en electrónica de potencia, utilizados para reducir de magnitud una señal de voltaje de CD. Diferentes tipos de fuentes de alimentación conmutadas requieren de estos circuitos para trabajar adecuadamente. Los convertidores Buck se emplean para reducir el voltaje (de 5 a 3.3 volts) que emplean los chips de la mayoría de los microprocesadores de las computadoras personales. Un procesador para estos propósitos puede tener una eficiencia del 92% comparada con la de un regulador lineal de tan solo 66% [8].

El diagrama básico del convertidor reductor se muestra en la Fig. 3.1. El dispositivo semiconductor abre y cierra a una frecuencia de conmutación f_s , con un ciclo de trabajo d . Cuando el interruptor S esta cerrado, el voltaje de entrada se distribuye en los componentes del filtro LC . Si S esta abierto, se mantiene fluyendo la corriente del inductor, provocando que el diodo D conduzca y mande a cero la entrada del filtro LC . El filtro ve una señal cuadrada con una magnitud entre 0 y el voltaje de entrada. Si la frecuencia de corte del filtro es menor que f_s , el voltaje de salida en la resistencia R es suave y sin ondulaciones. El voltaje de salida se puede variar modificando el ciclo de trabajo d [7].

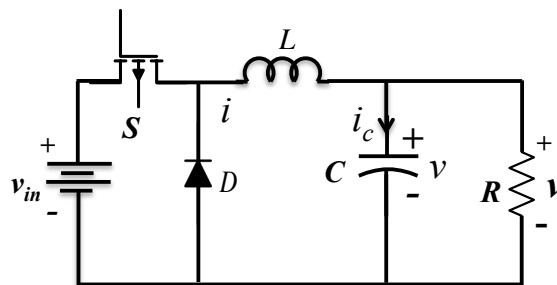


Figura 3.1 Convertidor reductor CD/CD a lazo abierto.

En la práctica, es necesario regular el voltaje de salida v ante variaciones del voltaje de entrada y de la corriente de carga. Por lo tanto, se requiere diseñar un control en lazo cerrado como se muestra en la Fig. 3.2. La imagen muestra el esquema de un control proporcional, que funciona de la siguiente manera:

1. La diferencia entre el voltaje de referencia v_{ref} y el voltaje de salida v , es la señal de error;
2. La señal de error se amplifica con una ganancia A para obtener la señal de control [$v_{con}=A(v-v_{ref})$];
3. La señal de control alimenta al PWM; y
4. El PWM compara una señal diente de sierra de frecuencia f_s y voltaje v_{ramp} [16].

3.6.1 Modelado convencional del convertidor reductor

Existen diferentes formas de obtener el modelo matemático que describe el comportamiento dinámico del convertidor reductor. La forma más simple es tomar el valor promedio en cada ciclo de

conmutación [17]. Desde el punto de vista de la teoría de control se requiere un modelo lineal, el cual se obtiene al linealizar el modelo promedio en un punto de operación adecuado. La representación en espacio de estados del modelo promedio [18,19], esta en función de los estados del circuito. Un método alternativo es usar corrientes inyectadas y absorbidas [20].

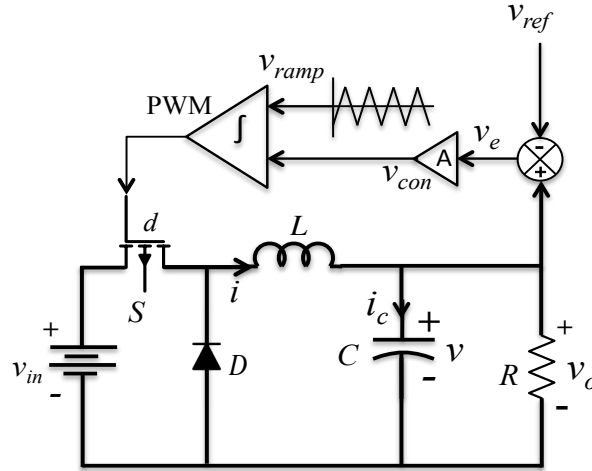


Figura 3.2 Convertidor reductor CD/CD a lazo cerrado regulado por un controlador proporcional.

3.6.2 Modelo de conducción continua

Para demostrar las deficiencias de las técnicas de modelado convencional, se emplean las ecuaciones en espacio de estado que describen el comportamiento dinámico del convertidor reductor [21]. Las ecuaciones diferenciales de primer orden son:

$$\frac{di}{dt} = \begin{cases} (v_{in} - v)/L & S \text{ abierto, } D \text{ no conduce} & (a) \\ -v/L & S \text{ cerrado, } D \text{ conduce} & (b) \\ 0 & S \text{ cerrado, } D \text{ no conduce} & (c) \end{cases} \quad (3.1)$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{i - v/R}{C} \quad (3.2)$$

donde $i=i(t)$, $v_{in}=v_{in}(t)$, $v=v(t)$, y así en lo sucesivo.

3.6.3 Modelo promedio

Las ecuaciones promedio se obtienen multiplicando (3.1.a) por d y (3.2.b) por $(3-d)$ [22], obteniendo

$$\frac{di}{dt} = \frac{v_{in}d - v}{L} \quad (3.3)$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{i - v/R}{C} \quad (3.4)$$

Las ecuaciones (3.3) y (3.4) representan los valores promedio instantáneos de las ecuaciones (3.1) y (3.3).

3.6.4 Modelo perturbado

El sistema representado por (3.3) y (3.4), se le inducirá una perturbación, compuesta por un valor nominal (simbolizada por una letra mayúscula), y una componente de perturbación (representada por un símbolo en minúscula con un acento griego). Para la corriente, la perturbación es de la forma $i(t)=I+\hat{i}(t)$, sustituyendo en (3.3) y (3.4), asumiendo que $dI/dt=0$, se obtienen las siguientes expresiones [16]:

$$\frac{d\hat{i}}{dt} = \frac{(V_{in} + \hat{v}_{in})(\bar{d} + \hat{d}) - (V + \hat{v})}{L} \quad (3.5)$$

$$\frac{d\hat{v}}{dt} = \frac{(I + \hat{i}) - (V + \hat{v})/R}{C} \quad (3.6)$$

donde, \bar{d} es el valor nominal de d .

3.6.5 El convertidor reductor en estado estable

Para encontrar el estado estable de (3.3) y (3.4), los términos diferenciales y de perturbaciones son cero, por lo tanto

$$V = \bar{d}V_{in} \quad (3.7)$$

$$I = \frac{V}{R} \quad (3.8)$$

las ecuaciones (3.7) y (3.8) son acordes a la operación del circuito [5].

3.6.6 Linealización de las ecuaciones del convertidor reductor

Para obtener el modelo linealizado, se trabaja con (3.3) y (3.4), en relación a un punto de equilibrio en estado estable dado por (3.7) y (3.8). Por lo tanto, manipulando (3.9) y (3.10), se deduce que

$$\frac{d\hat{i}}{dt} = \frac{V_{in}\hat{d} + \bar{d}\hat{v}_{in} - \hat{v}}{L} \quad (3.9)$$

$$\frac{d\hat{v}}{dt} = \frac{\hat{i} - \hat{v}/R}{C} \quad (3.10)$$

Las ecuaciones diferenciales lineales (3.9) y (3.10), representan el comportamiento del convertidor reductor en pequeñas señales.

3.6.7 Función de transferencia del convertidor reductor

La función de transferencia del convertidor reductor se obtiene calculando la transformada de Laplace de (3.9) y (3.10), asumiendo que $\hat{v}(t) = 0$, se obtiene [22]

$$\frac{\hat{v}}{\hat{d}} = \frac{V_{in}}{s^2LC + sL/R + 1} \quad (3.11)$$

donde $\hat{v} = \hat{v}(s)$. La ecuación (3.11) forma parte del sistema de control con retroalimentación y ayuda a conocer la estabilidad del circuito en lazo cerrado. La función de transferencia del PWM y la amplificación del error que se muestran en la Fig. 3.2, se encuentra que [6]

$$\frac{\hat{d}}{\hat{v}_e} = \frac{A}{V_u - V_l} \quad (3.12)$$

La ganancia del sistema en lazo cerrado es

$$G(s) = \frac{\hat{v}}{\hat{v}_e} = \frac{AV_{in}}{V_u - V_l} \frac{1}{s^2LC + sL/R + 1} \quad (3.13)$$

3.6.8 Análisis de estabilidad del convertidor reductor

La función de transferencia anterior, describe el comportamiento de un sistema de segundo orden con ganancia $AV_{in}/(V_u - V_l)$. De la función de transferencia se obtiene una frecuencia natural de amortiguamiento $\omega_n = 1/\sqrt{LC}$ y, un factor de amortiguamiento $\zeta = \sqrt{L/4CR^2}$ [3]. Donde R , L y C se seleccionan por el usuario, tomando en cuenta las siguientes consideraciones: L debe ser lo suficientemente grande para asegurar la operación en modo de conducción continua y C se escoge de tal forma que la salida de voltaje tenga un factor de rizo aceptable. Por lo tanto, con las especificaciones anteriores se obtiene una respuesta subamortiguada, tal que ($\zeta < 1$) con $\omega_n / 2\pi \ll f_s$.

3.6.9 Respuesta dinámica del convertidor reductor

Para conocer el desempeño dinámico del convertidor reductor se definen los siguientes parámetros: $f_s = 2.5$ kHz, $A=8.4$, $V_u = 8.2$ volts, $V_l = 3.8$ volts, $V_{ref} = 12$ volts, $L=20$ mH, $C=47$ μ F y $R=22$ Ω ; por lo tanto $\omega_n / 2\pi = 164$ Hz y $\zeta = 0.47$. El convertidor entrega una señal regulada de 12 volts cuando la señal de entrada se encuentre en un rango de 15 a 45 volts.

Se resuelve el sistema de ecuaciones diferenciales (3.3-3.4), más el esquema de control proporcional que muestra en la Fig. 3.2. En la Fig. 3.3 se observa que el voltaje de control del convertidor tiene el mismo periodo que la forma de onda triangular, cuando el voltaje de entrada está cerca de los límites inferiores. Cuando el voltaje de entrada se encuentra cerca de los límites superiores, el periodo muestra "órbitas" que definen un sistema inestable, por que se repiten cada dos ciclos en cada ciclo de la señal rampa.

Si el voltaje de entrada aumenta el voltaje en la resistencia de carga se comporta de forma errática, aleatoria y aperiódica, como se muestra en la Fig. 3.4. Tal comportamiento aperiódico se conoce como caos. El comportamiento dinámico del modelo promedio del convertidor reductor es estable mientras trabaja con una resistencia de carga y con un voltaje de entrada dentro de los límites de operación. Además, si el voltaje de entrada está por encima del valor establecido el sistema presenta subarmónicos y caos [16].

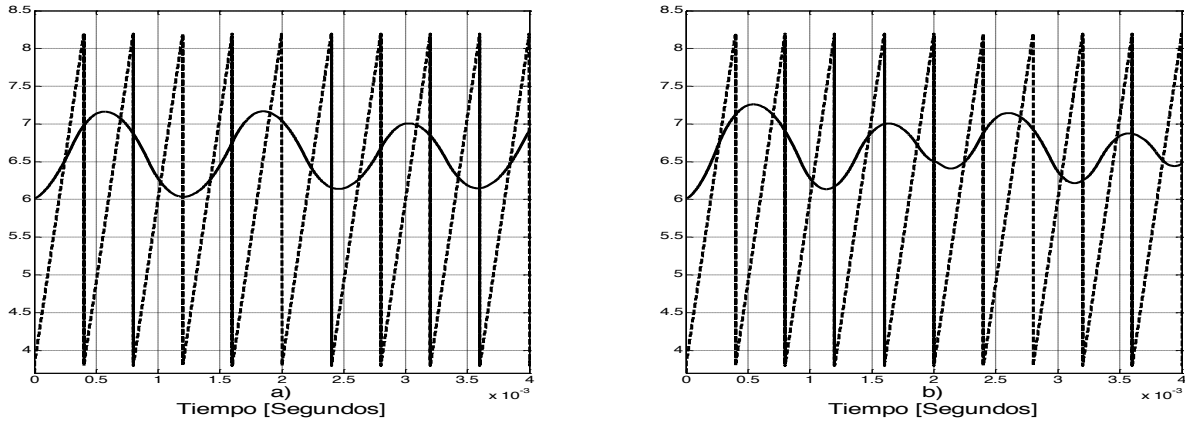


Figura 3.3 Respuesta dinámica del convertidor reductor; a) Órbita periódica de grado 1 del convertidor con v_{in} 24 volts; b) Órbita periódica de grado 2 del convertidor con v_{in} 25 volts, en las gráficas se muestra el voltaje de control y la señal rampa.

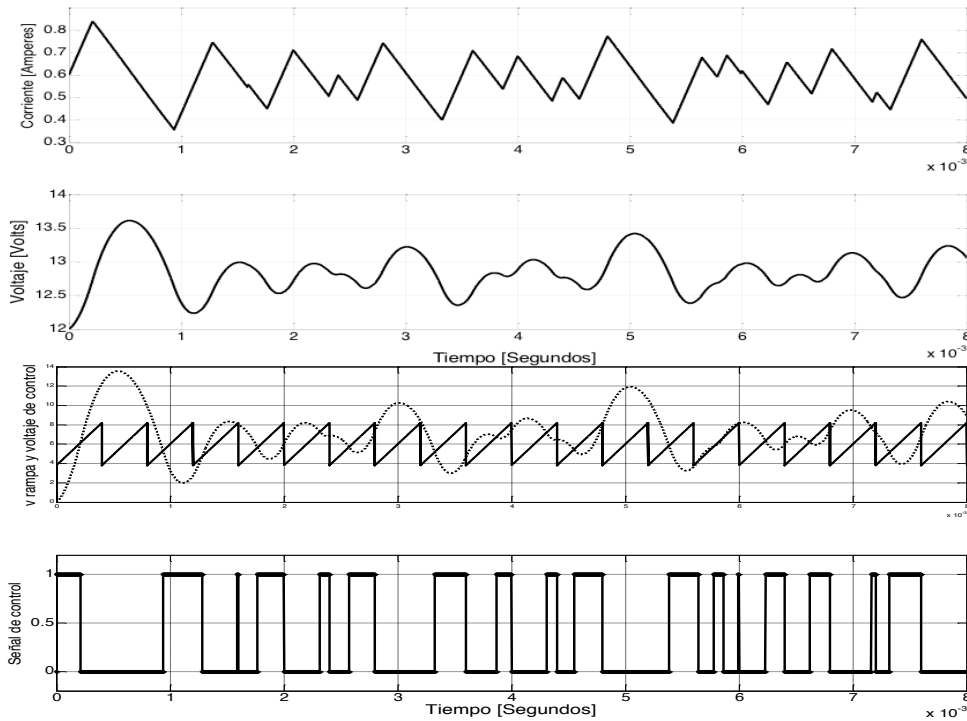


Figura 3.4 Formas de onda caóticas de la respuesta dinámica del convertidor reductor, con $v_{in} = 30$ volts. De arriba hacia abajo: corriente en el inductor; voltaje en la resistencia de carga; v_{con} y v_{ramp} ; y voltaje en el diodo.

3.7 Análisis no lineal del convertidor reductor

Definiendo como variables de estado la corriente de la inductancia i y el voltaje en el capacitor v , se tiene un espacio de estado de dos dimensiones. Por lo tanto, existe un mapeo de la forma $\mathbf{F}: \mathbf{R}^2 \mapsto \mathbf{R}^2$ que describe como el vector de estados evoluciona de un ciclo de la rampa al próximo: $\mathbf{x}_{m+1} = \mathbf{F}(\mathbf{x}_m)$, donde \mathbf{x}_m es un vector con la solución de las variables de estado hasta el m -ésimo

ciclo de la rampa [16]. El periodo en estado estacionario corresponde a un punto fijo del mapa $\mathbf{x}^* = \mathbf{F}(\mathbf{x}^*)$. Mientras el interruptor S este cerrado (3.1a) y (3.2) describen la evolución de las variables de estado en el tiempo. La solución de estas ecuaciones se puede escribir como [16]

$$i = e^{-\frac{t}{2CR}} (a_1 \sin \omega_d t + b_1 \cos \omega_d t) + \frac{V_{in}}{R} \quad (3.14)$$

$$v = e^{-\frac{t}{2CR}} (a_2 \sin \omega_d t + b_2 \cos \omega_d t) + V_{in} \quad (3.15)$$

donde $\omega_d = \left(\frac{1}{LC} - \frac{1}{C^2 R} \right)^{1/2}$, a_1 , a_2 , b_1 y b_2 son constantes definidas por las condiciones iniciales. Las ecuaciones (3.14) y (3.15) son validas mientras se cumple la condición $v_{con} = v_{ramp}$. Por otro lado, cuando S abre en el instante de tiempo $t = t_s$, (3.1b) y (3.2) determinan el comportamiento del vector de estados solución del sistema, la expresiones que definen la solución del convertidor se pueden calcular como sigue

$$i = e^{-\frac{t}{2CR}} (a'_1 \sin \omega_d t + b'_1 \cos \omega_d t) \quad (3.16)$$

$$v = e^{-\frac{t}{2CR}} (a'_2 \sin \omega_d t + b'_2 \cos \omega_d t) \quad (3.17)$$

donde a'_1 , a'_2 , b'_1 y b'_2 se determinan a partir de a_1 , a_2 , b_1 y b_2 . La solución de los dos sistemas alternativos debido a la conmutación del interruptor, define el mapeo \mathbf{F} que toma \mathbf{x}_m a \mathbf{x}_{m+1} . Desafortunadamente, no es fácil encontrar el conjunto de instantes de conmutación t_s de manera analítica. Existen diferentes factores que se consideran para calcular de manera precisa los tiempo de apertura y cierre del interruptor; por ejemplo: en la práctica un dispositivo semiconductor esta compuesto por diferentes elementos parásitos que dificultan calcular el tiempo de recuperación, reapertura o recierre.

En la actualidad existen diferentes técnicas y herramientas para analizar la dinámica no-lineal de los convertidores electrónicos de potencia. Por ejemplo, para el convertidor reductor, se puede dibujar su diagrama de retrato de fase con $v_{in} = 30$ volts, Fig. 3.5. En el diagrama de fase se puede observar que el sistema tiene un número infinito de trayectorias que indican una solución aperiódica. Si la condición inicial se coloca fuera de esta región, la solución del sistema sigue la trayectoria de los puntos que se muestran dentro de la figura. Si los puntos de la dinámica de los estados son atraídos a esta región, entonces la región mostrada en la figura se le denomina atractor [23].

Los atractores se producen en los sistemas periódicos estables y también en los que se sienten atraídos condiciones iniciales a un único punto fijo estable del mapa. También puede haber comportamientos estables en los que se sienten atraídos condiciones iniciales a dos puntos en el espacio de estado y en el punto de equilibrio donde exista una alteración entre los dos. Entonces, se le llama atractor con

período 2. Si un atractor contiene un número infinito de puntos delimitados dentro de una región definida del espacio de estado, el comportamiento resultante se denomina caos [24].

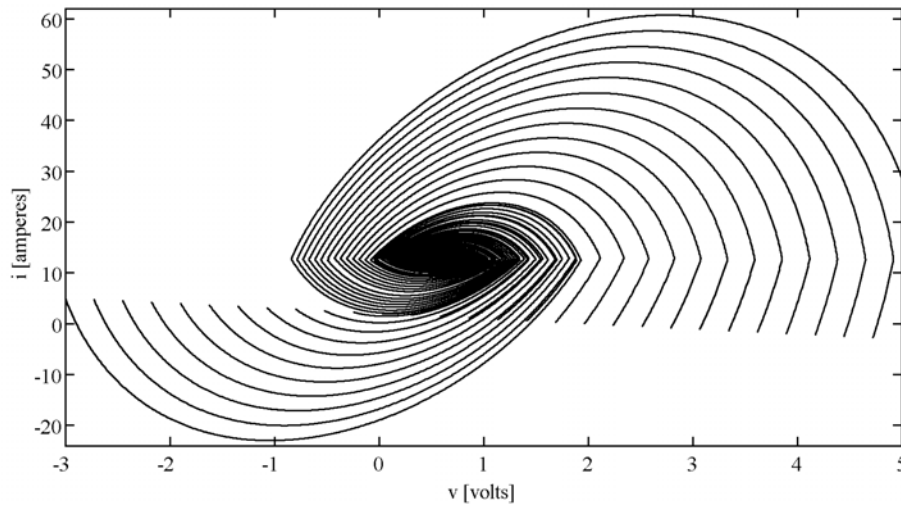


Figura 3.5 Diagrama de fase del convertidor reductor con $v_{in} = 30$ volts.

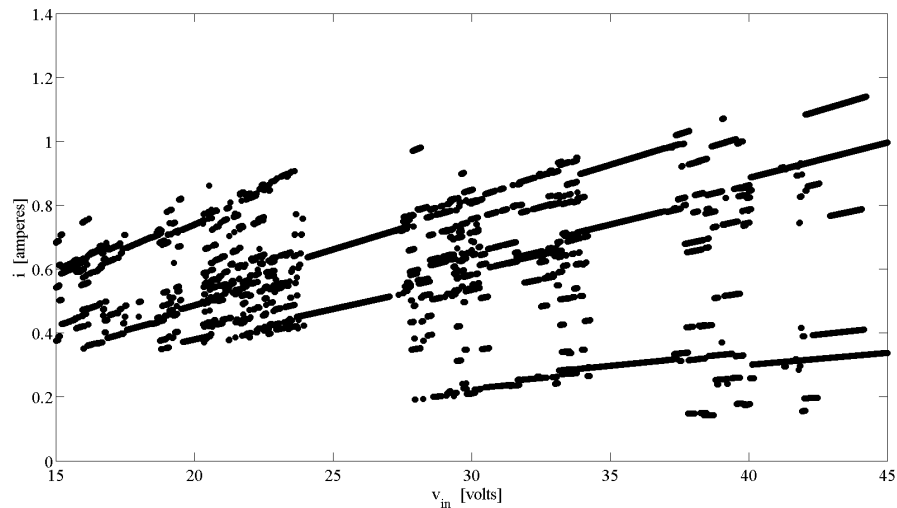


Figura 3.6 Diagrama de bifurcación del convertidor reductor cuando v_{in} varía entre 15 y 45 volts. En el eje y se gráfica la corriente que circula por la inductancia.

En el análisis de sistemas lineales, también existe una gráfica para estudiar sistemas caóticos llamada “*diagrama de bifurcación*” [16, 24]. La gráfica permite conocer el comportamiento dinámico del sistema cuando se modifica algún parámetro de entrada. En el diagrama se observa, cuando el convertidor reductor, deja de entregar una señal de CD con un rizo aceptable ($v_{in} = 25$ volts) y conocer cuando entrega señales con comportamiento errático, aleatorio y caóticas ($v_{in} = 34$ volts). El diagrama de bifurcación del convertidor reductor se muestra en la Fig. 3.6. La imagen se realiza mediante la solución de (3.3) y (3.4), variando las condiciones iniciales de entrada para un rango de v_{in} entre 15 y 45 volts.

3.8 Análisis no lineal de la MSIP

El comportamiento no lineal de los sistemas dinámicos se han analizado ampliamente en muchos campos de la ingeniería, la medicina, la ecología, la biología y la economía [12,13,16,23,24]. De hecho, el caos puede ocurrir en muchos procesos naturales, mecánicos, electromecánicos, economía, entre otros. Un campo de investigación, donde se ha presentado el fenómeno del caos es en los sistemas para el control de máquinas eléctricas [25]. Diferentes autores mencionan que el caos degrada o disminuye el rendimiento del MSIP [26-28]. Algunas consecuencias de este fenómeno en la máquina, se pueden presentar como variaciones aleatorias del torque y también hacer que la velocidad fluctúe en diferentes valores. Por lo tanto, en los sistemas que se analizan en este trabajo no es recomendable que se presenten comportamientos caóticos. En muchas situaciones prácticas, para eliminar el caos de ciertos sistemas se recurre a técnicas de control robustas [29-32]. A continuación, se analiza el conjunto de ecuaciones diferenciales que describen el modelo dinámico de la MSIP para determinar si existe comportamiento caótico para un cierto rango de parámetros. En capítulos posteriores se utilizan diferentes técnicas de control para regular las variables de salida del motor y generador síncrono de imanes permanentes.

3.8.1 Análisis de la dinámica de la MSIP

La MSIP es una especie de máquina eléctrica de alta eficiencia y alta potencia, que se utiliza ampliamente como motor, servomecanismos, máquinas de control numérico, robots y electrodomésticos. Recientemente, se utilizan como generadores en los sistemas eólicos por su alta eficiencia y bajo costo de mantenimiento. En este campo de aplicación, si el generador entra en caos puede causar pérdidas irreparables al sistema eléctrico de potencia. Por lo tanto, es importante conocer si existe o es vulnerable a presentar caos la MSIP en el SGE. Aunque existen diversos esquemas de protección y códigos de red que protegen al sistema eléctrico nacional, el problema se presenta con mayor frecuencia en sistemas de generación no conectados a la red convencional [33].

Para realizar el análisis no lineal de la MSIP se utilizan las ecuaciones diferenciales de primer grado que se indujeron en el capítulo dos. El modelo dinámico del MSIP tiene la forma:

$$\frac{di_d}{dt} = \left(-R_s i_d + PL_q i_q \omega - v_d \right) \frac{1}{L_d} \quad (3.18)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \left(-R_s i_q - PL_d i_d \omega + P\psi\omega - v_q \right) \frac{1}{L_q} \quad (3.19)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{2J} \left[\left(\frac{3P}{2} (\psi i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \right) + T_m - D_m \omega \right] \quad (3.20)$$

donde D_m es el coeficiente de viscosidad de amortiguamiento del rotor, T_m es el par de carga externo. Para realizar el estudio se asume que la MSIP se usa en modo generador acoplado a una turbina eólica mediante una caja de engranes como se muestra en la Fig. 3.7. Por simplicidad, se conecta una carga trifásica simétrica R_l al estator del GSIP. Con esta configuración los voltajes u_d y u_q se pueden expresar como $R_l i_d$ y $R_l i_q$, como en [33-34]. Para hacer el análisis se asume que el torque

electromecánico es proporcional a i_q . Entonces, la ecuación $T_m - T_{pm} = \mu i_q$, donde T_{pm} es el par producido por el imán permanente y μ es una constante, se puede calcular como en [33]. La relación de T_{pm} es

$$T_{pm} = \frac{3P}{2} \psi i_q$$

Utilizando el par electromagnético producido por el imán permanente, las ecuaciones del sistema dinámico para el GSIP se pueden reescribir como:

$$\frac{di_d}{dt} = \left(-(R_l + R_s) i_d + PL_q i_q \omega \right) \frac{1}{L_d} \quad (3.21)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \left(-(R_l + R_s) i_q - PL_d i_d \omega + P\psi \omega \right) \frac{1}{L_q} \quad (3.22)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{2J} \left[\left(\mu i_q + \frac{3P}{2} (L_d - L_q) i_d i_q \right) - D_m \omega \right] \quad (3.23)$$

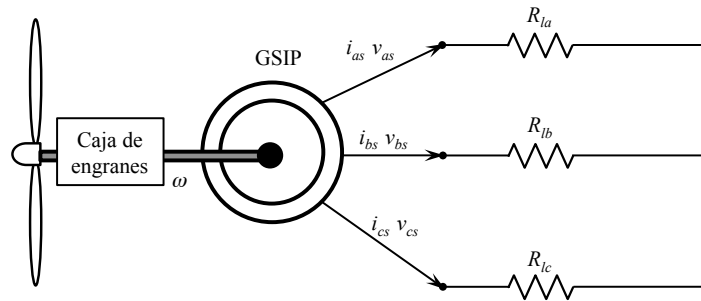


Figura 3.7 Generador síncrono de imanes permanentes con carga resistiva trifásica.

Las ecuaciones (3.21–3.23) se pueden simplificar haciendo una transformación de escalamiento en el tiempo $t = \tau \hat{t}$ y una transformación de escalamiento $x = \lambda \hat{x}$ [33], donde

$$x = \begin{bmatrix} i_d & i_q & \omega \end{bmatrix}^T, \quad \hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{i}_d & \hat{i}_q & \hat{\omega} \end{bmatrix}^T, \quad \lambda = \begin{bmatrix} bk & 0 & 0 \\ 0 & k & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\tau P} \end{bmatrix}, \quad b = \frac{L_q}{L_d}, \quad \tau = \frac{L_q}{R_l + R_s}, \quad k = \frac{D_m}{P\tau\zeta}$$

Por lo tanto, el sistema simplificado queda de la siguiente manera

$$\frac{d\hat{i}_d}{dt} = -b\hat{i}_d + \hat{i}_q \hat{\omega} \quad (3.24)$$

$$\frac{d\hat{i}_q}{dt} = -\hat{i}_q - \hat{i}_d \hat{\omega} + \gamma \hat{\omega} \quad (3.25)$$

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \sigma(\hat{i}_q - \hat{\omega}) + \varepsilon \hat{i}_q \hat{i}_d \quad (3.26)$$

donde

$$\gamma = \frac{\psi}{kL_q}, \quad \sigma = \frac{D_m \tau}{J}, \quad \varepsilon = \frac{3P^2 b \tau^2 k^2 (L_d - L_q)}{2J}.$$

El modelo anterior es válido para un GSIP con imanes montados en la superficie del rotor. Si los imanes están montados dentro del rotor el GSIP no existe saliencia en rotor, por lo tanto, $L_d = L_q$, con esta condición el modelo de la MSIP se puede presentar como

$$\frac{d\hat{i}_d}{dt} = -\hat{i}_d + \hat{i}_q \hat{\omega} \quad (3.27)$$

$$\frac{d\hat{i}_q}{dt} = -\hat{i}_q - \hat{i}_d \hat{\omega} + \gamma \hat{\omega} \quad (3.28)$$

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \sigma(\hat{i}_q - \hat{\omega}) \quad (3.29)$$

por lo tanto, los puntos de equilibrio del nuevo sistema dinámico son:

$$\begin{aligned} \hat{i}_{d0} &= \hat{\omega}_0^2 \\ \hat{i}_{q0} &= \hat{\omega}_0 \\ \hat{\omega}_0 &= 0, \quad \hat{\omega}_0 = \pm \sqrt{\gamma - 1} \end{aligned}$$

el Jacobiano del sistema dinámico descrito por las ecuaciones (3.27-3.29), con estas condiciones

$$J = \begin{bmatrix} -1 & \hat{\omega}_0 & \hat{i}_{q0} \\ -\hat{\omega}_0 & -1 & -\hat{i}_{d0} + \gamma \\ 0 & \sigma & -\sigma \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

3.8.2 Predicción del caos en la MSIP

Conociendo que el GSIP posee tres puntos de equilibrio, todos se deben de analizar para conocer su factor de impacto dentro de la dinámica del sistema (3.27-3.29). Un punto de equilibrio es inestable si la matriz Jacobiana tiene al menos un valor característico con parte positiva real [33,35]. Esta condición se analiza con el criterio de estabilidad de Routh-Hurwitz. Considerando el polinomio característico de la matriz Jacobiana evaluada en cada punto de equilibrio x_0 ,

$$\det(\lambda I - J|_{x_0}) = 0 \quad (3.31)$$

para el primer punto de equilibrio $x_0 = \hat{\omega}_0$ el polinomio característico es:

$$\lambda^3 + (\sigma + 2)\lambda^2 + (2\sigma - \sigma\gamma + 1)\lambda + \sigma(1 - \gamma) = 0 \quad (3.32)$$

Usando el criterio de Routh-Hurwitz, el área inestable para valores positivos de σ y γ se pueden calcular como

$$\left\{ \gamma > \frac{\sigma - (\sigma + 2)(2\sigma + 1)}{\sigma - (\sigma + 2)\sigma} \right\} \cup \{ \gamma > 1 \} = \gamma > 1 \quad (3.33)$$

Ahora bien, para el punto de equilibrio $\hat{\omega}_0 = \pm\sqrt{\gamma - 1}$, el polinomio característico es:

$$\lambda^3 + (\sigma + 2)\lambda^2 + (\sigma + \gamma)\lambda + 2\sigma(\gamma - 1) = 0 \quad (3.34)$$

De la misma forma que el anterior, usando el criterio de Routh-Hurwitz, el área inestable para valores positivos de σ y γ se pueden calcular

$$\left\{ \gamma > \frac{\sigma(\sigma + 4)}{\sigma - 2} \right\} \cup \{ \gamma < 1 \} \quad (3.35)$$

Por lo tanto, el área para los valores positivos de σ y γ en la cual todos los puntos de equilibrio son inestables se calculan con la siguiente desigualdad

$$\gamma > \frac{\sigma(\sigma + 4)}{\sigma - 2} \quad (3.36)$$

3.8.3 Interpretación física

Para analizar e interpretar la posibilidad de existencia de caos en la MSIP los coeficientes σ y γ deben estar relacionados con los parámetros de la máquina. Entonces se puede encontrar que [33]

$$k = \frac{D_m}{P\tau\mu}, \quad \tau = \frac{L_q}{R_s + R_l}, \quad \gamma = \frac{\psi P\mu}{D_m(R_s + R_l)} \quad \text{y} \quad \sigma = \frac{D_m L_q}{J(R_s + R_l)}$$

de las ecuaciones (3.33, 3.35 y 3.36) se puede concluir que la probabilidad de que se presente un comportamiento caótico de la MSIP depende de la modificación de R_s , R_l , L_q y ψ , que en la realidad pueden suceder o modificarse si no se opera de forma adecuada el sistema. En la Fig. 3.8 se muestra la solución de las ecuaciones (3.27-3.29), cuando $\gamma = 20$ y $\sigma = 20$ con condiciones iniciales $\hat{i}_d^0 = 0.5$, $\hat{i}_q^0 = 0$ y $\hat{\omega}^0 = 40$. El diagrama de fase tridimensional se muestra en la Fig. 3.9.

El diagrama de fase indica que existen atractores con un comportamiento extraño como se muestra en la Fig. 3.9 [27]. En la imagen se puede observar que la MSIP presenta un comportamiento caótico con ciertos parámetros ($\sigma=4$ y $\gamma=30$). El diagrama de bifurcación de la MSIP se muestra en la Fig. 3.10. La imagen se realizó mediante la solución de (3.27-3.29), variando las condiciones iniciales de entrada y al coeficiente γ en un rango entre 1 y 30. La Fig. 3.10 indica que la MSIP presenta un comportamiento caótico cuando $\gamma > 18.1$.

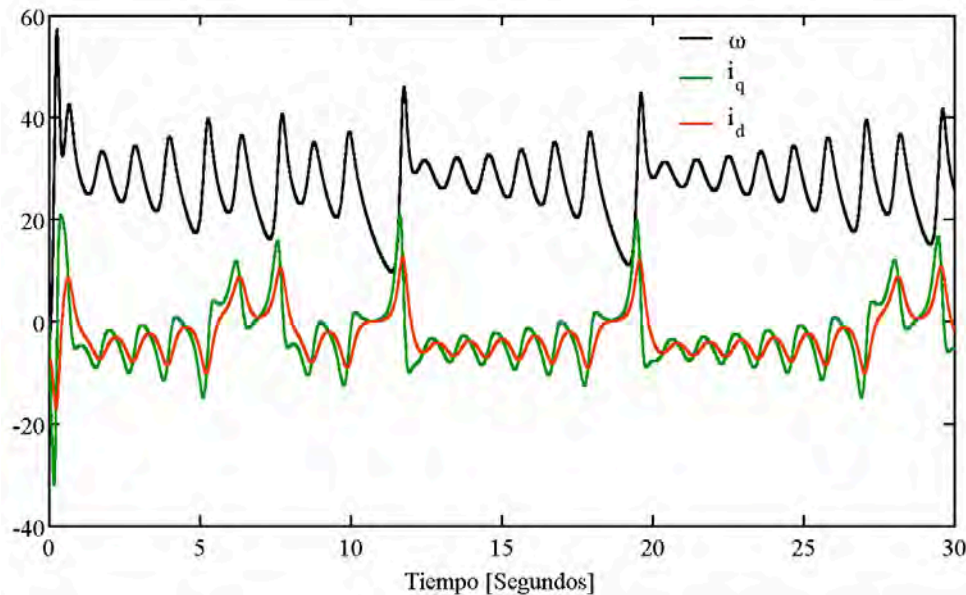


Figura 3.8 Respuesta en el tiempo de las variables de estado de la MSIP.

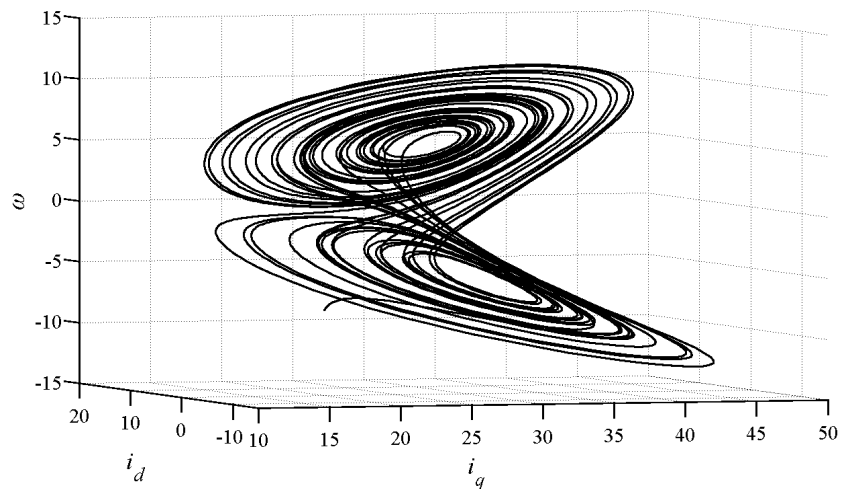


Figura 3.9 Diagrama de fase tridimensional de la respuesta dinámica de la GSIP.

3.8.4 Cálculo de los exponentes de Lyapunov

Los exponentes de Lyapunov sirven para conocer la tasa media de crecimiento de una región acotada de condiciones iniciales. Los coeficientes calculados se utilizan para caracterizar los diferentes tipos de comportamiento en los sistemas no lineales [36]. Con el análisis se puede encontrar si el sistema es susceptible a presentar caos, es periódico o cuasi-periódico [27]. El sistema presenta un

comportamiento caótico cuando alguno de los exponentes de Lyapunov es positivo. Los exponentes de Lyapunov han demostrado ser la herramienta más confiable para diagnosticar caos en un sistema dinámico [35]. Considerando un sistema continuo de la forma

$$\dot{x} = f(x) + u \quad (3.37)$$

donde $x \in R^n$ es el vector de estados y $f(x)$ es una función suave continua y diferenciable en R^n y $u \in R^n$ es la señal de control.

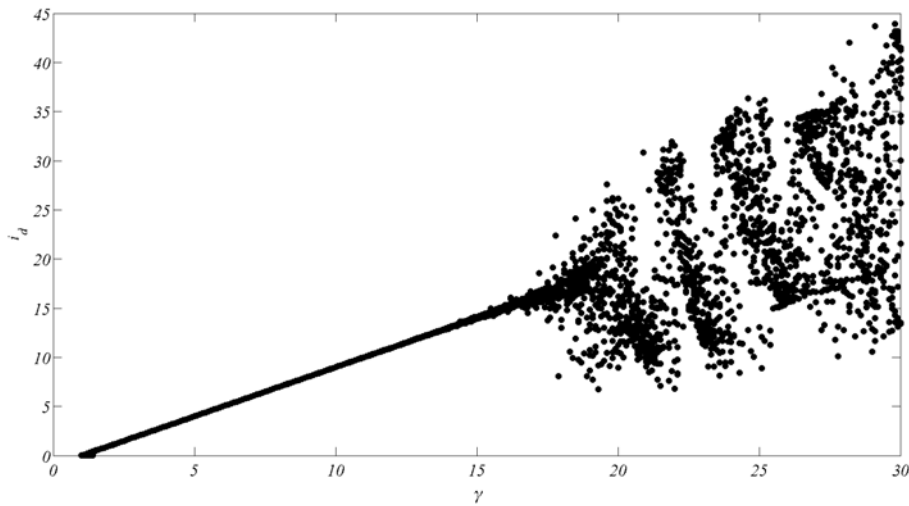


Figura 3.10 Diagrama de bifurcación de la MSIP

Los exponentes de Lyapunov se pueden calcular de la siguiente forma [37]:

$$\lambda_m = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \int_0^t \frac{\xi(t)^T J \xi(t)}{\|\xi(t)\|^2} dt \quad (3.38)$$

donde J es la matriz Jacobiana del sistema en lazo cerrado y $\xi(t) \in R^n$ es un vector de perturbación normalizada. $\xi(t)$ se calcula de la diferenciación con respecto al tiempo de la siguiente expresión:

$$\dot{\xi}(t) = \left(I - \frac{\xi(t)^T \xi(t)}{\|\xi(t)\|^2} \right) J \xi(t) \quad (3.39)$$

donde I es la matriz identidad con dimensión $n \times n$ y $\xi(0) \neq 0$. Los exponentes de Lyapunov para el sistema dinámico definido por (3.27-3.29) cuando $\sigma=4$ y $\gamma=30$ se muestran en la Fig. 3.11. La imagen revela que existe un índice ($\lambda_{id} > 0$), por lo tanto, el sistema de la MSIP exhibe un comportamiento caótico, tal como se muestra en la Fig. 3.9. El espectro de los coeficientes de Lyapunov respecto al

parámetro γ se muestran en la Fig. 3.12. Los coeficientes positivos que se encontraron en el análisis y con con la Fig. 3.10 se ratifica la existencia de caos en la MSIP con determinados valores de los parámetros. El cálculo de los exponentes de Lyapunov de la Fig. 3.12 se calculan usando el programa MATDS [38].

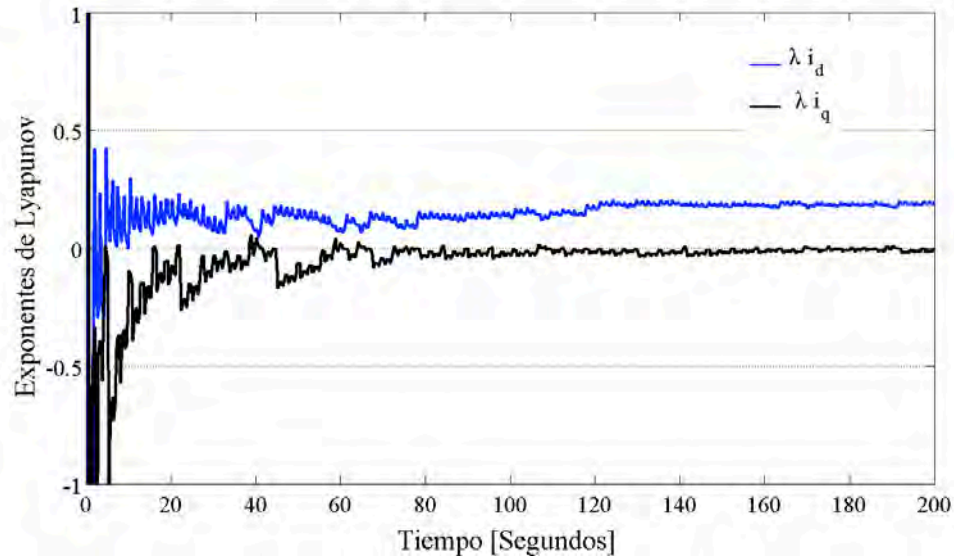


Figura 3.11 Exponentes de Lyapunov de la MSIP cuando $\sigma=4$ y $\gamma=30$.

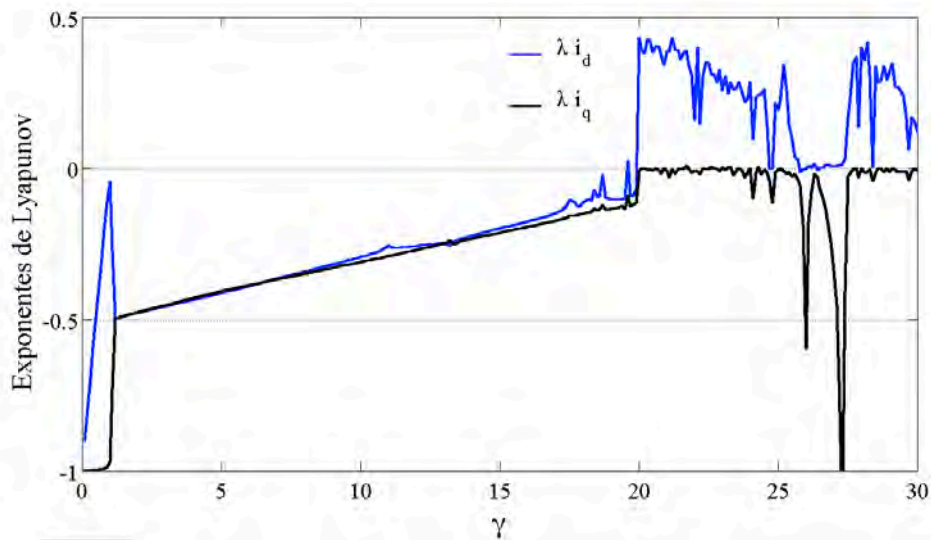


Figura 3.12 Espectro de los exponentes de Lyapunov de la MSIP

3.9 Conclusiones

En este capítulo se presenta el análisis no lineal de los principales elementos que conforman el SGE. El primer estudio presenta el desarrollo dinámico del convertidor reductor de CD-CD, en el que se

analiza principalmente su comportamiento no lineal, cuando el convertidor se somete a diferentes valores de voltaje de entrada. El modelo obtenido se implementa en Matlab, los resultados permiten conocer su comportamiento caótico cuando se varía el parámetro de entrada. El segundo estudio describe el análisis no lineal de la MSIP, donde se determina que la máquina síncrona puede presentar caos dependiendo de las variaciones paramétricas externas e internas del sistema como son: el tamaño del imán, el número de polos y el par de carga externo.

3.10 Referencias

- [1] B. K. Bose, *Modern Power Electronics: Evolution, Technology and Applications*, New York: IEEE Press, 1992.
- [2] R. E. Tarter, *Solid-State Power Conversion Handbook*. New York: Wiley-Interscience, 1993.
- [3] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters. Applications and Design*. New York: Wiley, 2^{da} Edición, 1995.
- [4] I. Dobson, H. D. Chiang, "Towards a theory of voltage collapse in electric power systems", *Systems and Control Letters*, Vol. 13, pp. 253-262, 1989.
- [5] B. Andres, L. Antonio, *Problemas de Electrónica de Potencia*, Madrid España, Pearson Prentice Hall, 2^{da} Edición, 2009.
- [6] W. Shepherd, L. N. Hulley, *Power Electronics and Motor Control*, Cambridge Press, 2^{da} Edición, Cambridge Uk, 1999.
- [7] H. M. Rashid, *Power Electronics Circuits, Devices, and Applications*, Pearson Prentice Hall, 3^{ra} Edición, NJ USA, 2004.
- [8] K. B. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall, NJ USA, 2002.
- [9] J. J. Cathey, *Theory and Problems of Electronics Devices and Circuits*, McGraw-Hill, second ed. NJ USA, 2002.
- [10] H. G. Kwatny, A. K. Pasrija, L. H. Bahar, "Static bifurcations in electric power networks: Loss of steady-state stability and voltage collapse", *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, Vol. 33, pp. 981-991, 1986.
- [11] H. D. Chiang, C. W. Liu, P. P. Varaiya, F. F. Wu, M. G. Lauby, "Chaos in a simple power system", *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 8, pp. 1407-1417, 1993.
- [12] B. Lee, V. Ajjarapu, "Period-doubling route to chaos in an electrical power system", *IEE Proc. Part C*. Vol. 140, pp. 490-496, 1993.
- [13] H. O. Wang, E. Abed, A. M. Hamdan, "Bifurcations chaos and crises in voltage collapse of a model power system", *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, Vol. 41, pp. 294-302, 1994.
- [14] K. S. Kalyan, L. S. Mey, *Introduction to FACTS Controllers: Theory, Modeling and Applications*, Wiley and Sons, NJ USA, 2009.
- [15] E. Acha, C. Fuerte-Esquivel, H. Ambriz-Pérez, C. Angeles-Camacho, *FACTS Modelling and Simulation in Power Networks*, Wiley and Sons, NJ USA, 2004.
- [16] S. Banerjee, G. Verghese, *Nonlinear Phenomena in Power Electronics: Attractors, Bifurcations, Chaos and Nonlinear Control*, Wiley-IEEE Press, 2001.
- [17] G. W. Wester, R. D. Middlebrook, "Low-frequency characterization of switched dc-to-dc converters", *IEEE Power Processing and Electronics Specialists*, pp. 9-20, 1972.
- [18] R. D. Middlebrook, S. Cúk, "A general unified approach to modeling switching converter power stages", *IEEE Power Electronics Specialists*, pp. 18-34, 1976.
- [19] S. Cúk R. D. Middlebrook, "A general unified approach to modeling switching dc-to-dc converters in discontinuous conduction mode", *Power Electronics Specialists Conf*. pp. 36-57. 1977.

-
- [20] A. S. Kislovski, R. Redl, N. O. Sokal, *Dynamic Analysis of Switching-Mode DC DC Converters*, New York: Van Nostrand Reinhold, 1991.
- [21] H. Sira-Ramirez, R. Silva-Ortigoza, *Control Design Techniques in Power Electronics Devices*, Springer-Verlag, London UK, 2006.
- [22] M. H. Nehrir, C. Wang, *Modeling And Control of Fuel Cells Distributed Generation Applications*, Wiley and Sons, NJ USA, 2009.
- [23] H. Márquez, *Nonlinear Control Systems*, Wiley and Sons, NJ USA, 2003.
- [24] H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*, 2nd ed., Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1996.
- [25] P. Deivasundari, G. Uma, R. Santhi, "Experimental verification of Hopf bifurcation in pulse-width modulated inverter fed cage induction motor drive system", *IET Power Electronics*, Vol. 7, pp. 340-349, 2014.
- [26] Z. Li, J.B. Park, Y.H. Joo, B. Zhang, G. Chen, "Bifurcations and chaos in a permanent-magnet synchronous motor", *IEEE Trans. Circuits Systems*, Vol. 49, pp. 383-387, 2002.
- [27] M. Caoyuan, W. Longshun, Y. Zhe, L. Jianfeng, C. Diyi, "Sliding mode control of chaos in the noise-perturbed permanent magnet synchronous motor with non-smooth air-gap", *Mining Science and Technology*, Vol. 21, pp. 835-838, 2011.
- [28] M. S. Tavazoei, M. Haeri, S. Jafari, S. Bolouki, and M. Siami, "Some Applications of Fractional Calculus in Suppression of Chaotic Oscillations," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, pp. 4094-4101, 2008.
- [29] M. Khanchoul, M. Hilaret, D. Normand-Cyrot, "A passivity-based controller under low sampling for speed control of PMSM", *Control Engineering Practice*, Vol. 26, pp. 20-27, 2014.
- [30] M. Karabacak, H. Eskikurt, "Speed and current regulation of a permanent magnet synchronous motor via nonlinear and adaptive backstepping control", *Mathematical and Computer Modelling*, Vol. 53, pp. 2015-2030, 2011.
- [31] N. Thi-Thuy, H. Ho, J. Jin-Woo, "Certainty equivalence adaptive speed controller for permanent magnet synchronous motor" *Mechatronics*, Vol. 22, pp. 811-818, 2012.
- [32] F. Grouz, L. Sbita, M. Boussak, A. Khlaief, "FDI based on an adaptive observer for current and speed sensors of PMSM drives", *Simulation Modelling Practice and Theory*, Vol. 35, pp. 34-49, 2013.
- [33] A. Rasoolzadeh, M. Saleh, "Prediction of chaos in non-salient permanent-magnet synchronous machines", *Physics Letters A*, Vol. 377, pp. 73-79, 2012.
- [34] I. Munteanu, A. Iuliana, N. Cutululis, and E. Ceanga, *Optimal control of Wind Energy Systems*, London, UK, Springer, pp. 29-60, 2008.
- [35] M. Ataei, A. Kiyoumarsi, B. Ghorbani, "Control of chaos in permanent magnet synchronous motor by using optimal Lyapunov exponents placement", *Physics Letters A*, Vol. 374, pp. 4226-4230, 2010.
- [36] J. Szezech, A. Schelina, I. Caldas, S. Lopes, P. Morrison, R. Viana, "Finite-time rotation number: A fast indicator for chaotic dynamical structures", *Physics Letters A*, Vol. 377, pp. 452-456, 2013.
- [37] A. Wolf, J. Swift, H. Swinney, J. Vastano, "Determining Lyapunov exponents from a time series", *Physica D*, Vol. 16, pp. 285-317, 1985.
- [38] V. Govorukhin, Lyapunov.m free software, MATDS-program, <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/4628-calculation-lyapunovexponents-for-ode/content/lyapunov.m>, 2004.

Capítulo 4

CONTROL ADAPTATIVO POR REDES NEURONALES

4.1 Introducción

En este capítulo se describen las propiedades, la configuración básica de una red neuronal B-Spline y la regla de aprendizaje que utiliza para actualizar los pesos sinápticos que requiere la red. La BSNN es una herramienta eficiente para implementar un control de velocidad adaptable, tomando en cuenta las no linealidades del MSIP descrito en el capítulo dos. En este contexto, una de las principales tareas de la BSNN es estimar y ajustar las ganancias proporcionales e integrales de un controlador PI, para que la velocidad del rotor siga la trayectoria deseada. El desempeño del controlador propuesto se compara con un esquema de control convencional PI.

El MSIP es un dispositivo que se utiliza considerablemente en una gran variedad de aplicaciones de baja y mediana potencia, dada su rápida respuesta dinámica. La ausencia del devanado del rotor hace que los anillos colectores en el rotor y las escobillas sean obsoletos, lo que se reduce el costo de mantenimiento y aumenta la vida útil del motor. La ausencia de excitación externa en el rotor elimina las pérdidas, obteniendo una máquina más eficiente con un mantenimiento fácil y económico, comparado con un motor de inducción convencional o un motor de CD. Algunas de las aplicaciones de los MSIP son: máquinas herramientas, robots manipuladores, generadores, actuadores aeroespaciales, vehículos eléctricos, etc. En este capítulo se diseña un neurocontrolador para regular la velocidad del rotor del MSIP. La robustez del controlador se prueba en diferentes condiciones de operación como son: perturbaciones externas (variaciones del par de carga, cambio de velocidad de referencia y sentido de giro) e internas (variaciones paramétricas).

4.2 Introducción a las redes neuronales

Las redes neuronales artificiales (ANN por sus siglas en inglés) se describen como la interconexión de un número finito de neuronas que simulan el sistema biológico del cerebro humano. Las ANN's tienen la capacidad y habilidad de aprender y aproximar sistemas dinámicos en una gran variedad de ramas de la ciencia. Una cualidad de las ANN's es que son un aproximador universal, esto implica que se pueden entrenar para modelar funciones lineales o no-lineales con el grado de precisión que se requiera [1-3]. A la fecha, las ANN's más populares son las denominadas multicapa del tipo perceptrón, que son ampliamente utilizadas en los sistemas de control. En algunas aplicaciones de control, las ANN's se entrenan, ya sea en línea o fuera de línea, de modo que una entrada particular conduce a una salida específica. El algoritmo de entrenamiento más utilizado por las ANN's es del tipo perceptrón denominado retropropagación (back propagation), por que es estable, robusto y eficiente [1-3].

Diversos esquemas de control se han desarrollado para diferentes aplicaciones industriales utilizando ANN's con las dos formas de entrenamiento. Las ANN's entrenadas fuera de línea utilizan sumas, multiplicaciones y una función sigmoide para su aprendizaje, que son fáciles de implementar en un microprocesador de bajo costo. Aunque la ANN entrenada fuera de línea tiene la ventaja de ser programada fácilmente, su entrenamiento requiere un gran número de ejemplos como patrones de aprendizaje. Por otra parte, debido a que los pesos permanecen fijos durante su funcionamiento, por que fueron determinados durante su entrenamiento, el desempeño del controlador neuronal se limita a los casos experimentados. Por lo tanto, el controlador neuronal entrenado fuera de línea, solo ofrece la ventaja de mejorar la robustez del sistema [1].

Con el entrenamiento de la ANN en línea, la ley de control se adapta en cada momento. A diferencia del entrenamiento de una red fuera de línea, que presenta desventajas debido a que se debe realizar previamente un entrenamiento y posteriormente, cuando se implementa y si se modifica la condición de operación, se lleva a cabo otro entrenamiento [4]. Por otro lado, las técnicas convencionales de ANN's en aplicaciones de identificación de sistemas y control requieren establecer en ocasiones una estructura multicapa de neuronas, lo que incrementa la complejidad; en contraparte, las redes neuronales B-Spline eliminan esta limitante con su estructura de tres capas, por lo que se convierten en una alternativa con perspectivas importantes. Una vez que se fijan las funciones base, el entrenamiento de estos sistemas son de convergencia cuadrática (cuando se utiliza una función cuadrática como criterio de error).

4.3 Redes neuronales B-Spline

A semejanza de las redes neuronales convencionales (perceptrón, perceptrón multicapa, Adalina, BK, etc.) se requiere definir su estructura, en este caso se compone por tres capas, que son: 1) un espacio l -dimensional de entradas normalizado; 2) un conjunto de funciones base p y; 3) la salida de la red, como se muestra en la Fig. 4.1. Uno de los elementos medulares a definir en la estructura de las BSNN son las funciones base, que se especifican a partir de un conjunto de vectores con puntos de control (knot vector) Fig. 4.2, que pueden incorporar conocimiento previo de la planta por parte del

diseñador. Las funciones base B-Spline se obtienen utilizando una relación recurrente descrita por diferentes autores [5-6], las cuales son numéricamente estables, computacionalmente eficientes, y pueden tratar con cualquier distribución estratégica de puntos de control. La parte más complicada en el diseño de estos modelos neuronales se puede considerar que es la definición de las funciones base. Sin embargo, con un poco de experiencia, se pueden establecer consideraciones prácticas de gran utilidad. Así también a la posible combinación de funciones base dependiendo si existen este tipo de intervalos perfectamente definidos en el sistema, o si de alguna forma el diseñador los puede establecer.

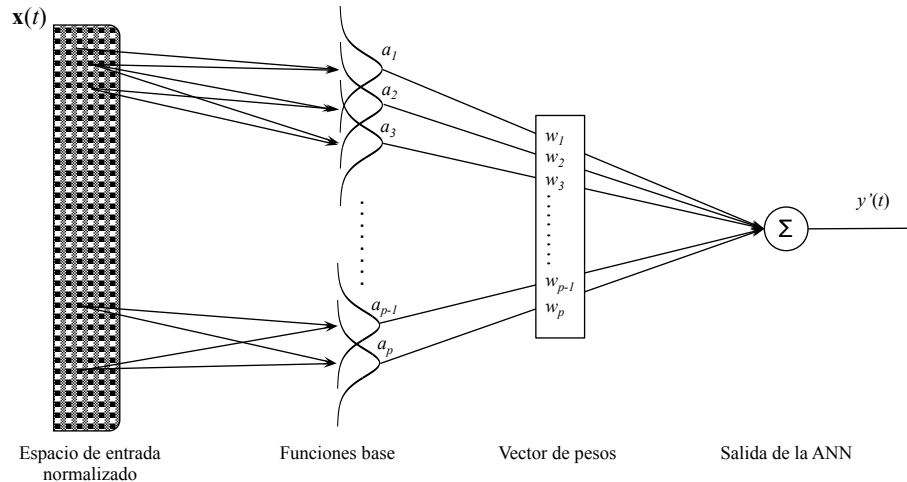


Figura 4.1 Representación esquemática de una red neuronal B-spline.

Los vectores de puntos de control se deben especificar para cada uno de los ejes de entrada, debido a que se tiene la posibilidad de trabajar con funciones base monovariante o funciones base multivariante. Estos valores determinan el tamaño y la forma de las funciones base y se establecen por el usuario (si se tiene un conocimiento previo del sistema). En la Fig. 4.3, se muestra la definición de los puntos de control para el caso de una función base multivariante de dos dimensiones. Como se puede ver en las Fig's. 4.2-4.3, los vectores se componen de puntos interiores y exteriores [7]. Los puntos interiores, $\lambda_{i,j}$, ($j = 1, \dots, r_i$, $i = 1, \dots, l$) cumplen con la siguiente relación,

$$x_i^{min} < \lambda_{i,1} \leq \lambda_{i,2} \leq \dots \leq \lambda_{i,r_i} < x_i^{max} \tag{4.1}$$

donde x_i^{min} y x_i^{max} definen los valores mínimos y máximos de la i -ésima entrada respectivamente.

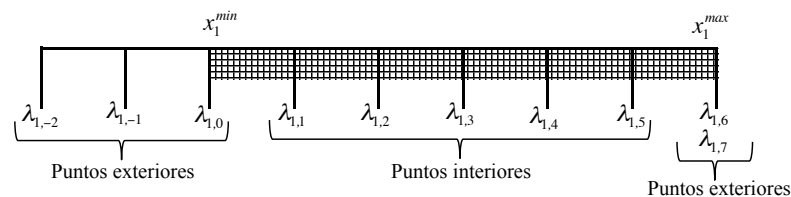


Figura 4.2 Vector de puntos de control para un espacio de entrada unidimensional.

Para seleccionar los puntos exteriores se tienen dos posibilidades, la primera es considerar los puntos exteriores igual al valor final, y la segunda es seleccionarlos en intervalos equidistantes al punto final, ambas estrategias se aprecian en la Fig. 4.3. Es decir, el conjunto \mathcal{P}_i de puntos exteriores se relacionan conforme a,

$$x_i^{min} = \lambda_{i, -(\theta_i - 1)} \leq \dots \leq \lambda_{i, 0} \quad x_i^{max} = \lambda_{i, r_i + 1} \leq \dots \leq \lambda_{i, r_i + \theta_i} \quad (4.2)$$

El espacio de entrada de la red se define en el dominio establecido por los valores mínimos y máximos, $[x_1^{min}, x_1^{max}] \times \dots \times [x_n^{min}, x_n^{max}]$, por lo tanto los puntos exteriores sirven únicamente para definir la función base y los extremos del espacio de entrada. El espacio que existe entre cada uno de los puntos del vector se denomina intervalo, donde el j -ésimo intervalo de una variable en el i -ésimo eje se denota por $I_{i,j}$, y se define como,

$$I_{i,j} = \begin{cases} [\lambda_{i,j-1}, \lambda_{i,j}] & \text{para } j = 1, \dots, r_i \\ [\lambda_{i,j-1}, \lambda_{i,j}] & \text{si } j = r_{i+1} \end{cases} \quad (4.3)$$

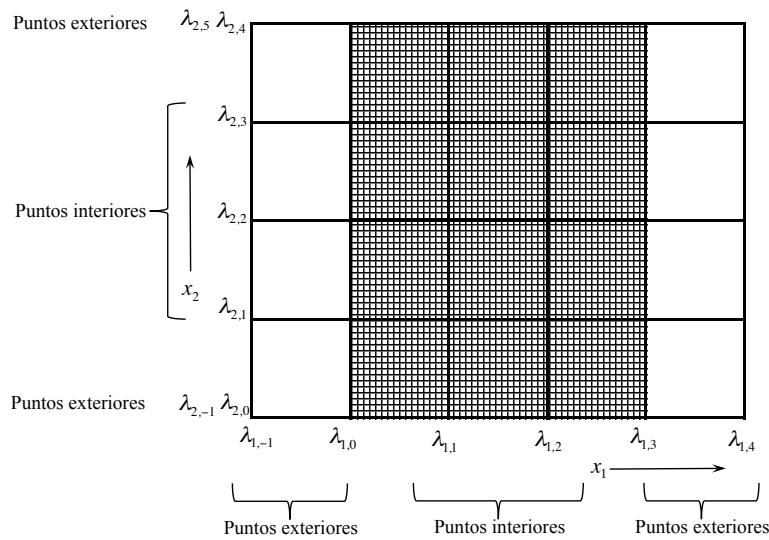


Figura 4.3 Puntos de control de dos dimensiones, donde el área sombreada representa el espacio de entrada. Puntos exteriores equidistantes para el eje uno y coincidentes para el segundo.

4.3.1 Funciones base monovariante

A partir de los puntos de control que se definen por el diseñador, la j -ésima función base de orden K monovariante se denota por $N_K^j(\cdot)$ y se define por los siguientes términos de recurrencia [7]:

$$N_K^j(x) = \left(\frac{x - \lambda_{j-K}}{\lambda_{j-1} - \lambda_{j-K}} \right) N_{K-1}^{j-1}(x) + \left(\frac{\lambda_j - x}{\lambda_j - \lambda_{j-K+1}} \right) N_{K-1}^j(x) \quad (4.4)$$

$$N_i^j(x) = \begin{cases} 1 & \text{if } x \in I_j \\ 0 & \text{otro caso} \end{cases} \quad (4.5)$$

donde λ_j es el j -ésimo punto de control e $I_j = [\lambda_{j-1}, \lambda_j]$ es el j -ésimo intervalo. Una vez definido el vector de puntos de control y empleando las ecs. (4.4-4.5), se crean las funciones base monovariante, un ejemplo de ello son las funciones de orden $K = 1, \dots, 3$, que se aprecian en la Fig. 4.4; se puede ver que la función se vuelve más suave conforme se incrementa su orden.

4.3.2 Funciones base multivariable

Una función base multivariable se forma tomando el producto tensorial de l funciones base monovariante, donde una y solamente una función base monovariante se define en cada eje de entrada. Debido a que las funciones base multivariable se forman a partir de las funciones base monovariante, las ecs. (4.4-4.5), conservan de forma natural todas sus propiedades y cualidades. La j -ésima función B-Spline multivariable $N_K^j(\cdot)$ se genera a partir de l funciones base monovariante $N_{K_i}^j(x_i) i = 1, 2, \dots, l$:

$$N_K^j(\mathbf{x}) = \prod_{i=1}^l N_{K_i}^j(x_i) \quad (4.6)$$

donde cada función multivariable se calcula empleando un conjunto diferente de funciones base monovariante y, \mathbf{K} es un vector de enteros l -dimensional que contiene el orden de cada una de las funciones base de una variable, K_i . Por lo tanto, el orden de las funciones base monovariante determina la suavidad de la función multivariable y en consecuencia la salida de la red. A partir de las ecs. (4.4-4.6), se pueden formar funciones base multivariable con diferentes formas y tamaño combinando el orden y tamaños de las funciones base monovariante.

Es decir, con este tipo de funciones base se pueden crear una gran diversidad de formas y tamaños; sin embargo, lo importante para seleccionar cualquiera de ellas, ya sea monovariante o multivariable, radica completamente en la habilidad del diseñador para interpretar la naturaleza del sistema y plasmarlo en el algoritmo al momento de realizar su modelado y/o control.

La función de salida de la ANN es una combinación lineal de las salidas de las funciones base, Fig. 4.4 y es en general continua. Los coeficientes lineales son los pesos ajustables, w_i y debido a que la salida es linealmente dependiente del conjunto de pesos, el entrenamiento es simplemente un problema de optimización lineal [8]. Por lo cual se puede escribir [7],

$$\hat{y} = \sum_{i=1}^p a_i w_i = \mathbf{a}^T \mathbf{w} \quad (4.7)$$

donde las salidas de las funciones base dependen no linealmente de las entradas, esto se puede escribir en el tiempo t mediante,

$$\hat{y} = \mathbf{a}^T(t) \mathbf{w}(t-1) = \mathbf{a}^T \mathbf{x}(t) \mathbf{w}(t-1) \quad (4.8)$$

donde \mathbf{a} es un vector p -dimensional que contiene las salidas de las funciones base y \mathbf{w} es el vector correspondiente de pesos; \mathbf{x} es el vector de entradas de la red.

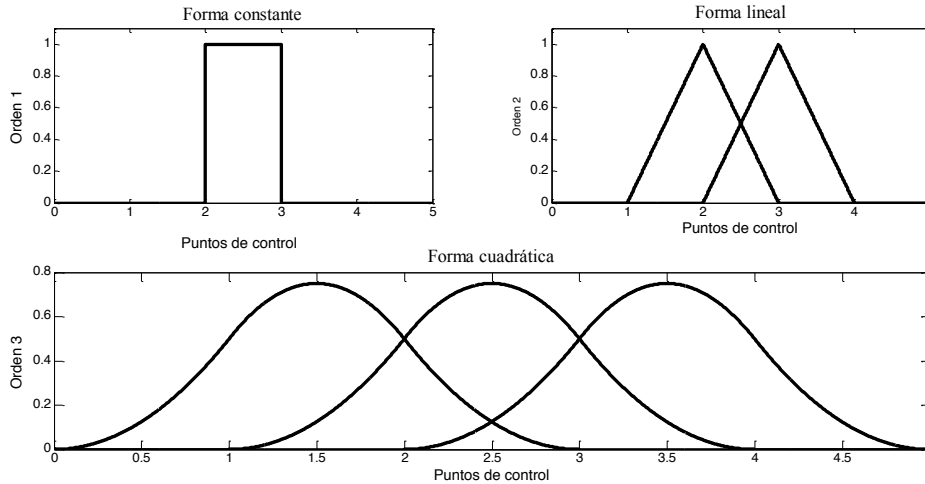


Figura 4.4 Función base monovariante de orden $K = 1, 2, 3$

4.3.3 Regla de aprendizaje

Una red neuronal se configura de tal forma que al aplicarle un conjunto de entradas produzca el conjunto de salidas deseadas. En la actualidad existen un gran número de métodos para ajustar los valores óptimos de las conexiones del modelo neuronal. Una manera es ajustar los pesos explícitamente, es empleando conocimiento previo del sistema. Otra manera es entrenar la red neuronal proporcionándole patrones de aprendizaje y manteniendo estos cambios en sus pesos de acuerdo a alguna regla de adaptación, siendo esta técnica la que se utiliza en el entrenamiento de las redes neuronales B-spline.

Una regla de adaptación típicamente minimiza una función de desempeño que se debe especificar antes de que el aprendizaje comience. La selección de la función de desempeño determina el tipo de regla de aprendizaje, su complejidad computacional y el modelo final, aunque generalmente se adopta una función de desempeño del error cuadrático medio (por sus siglas en inglés *mean square error*, MSE) debido a que proporciona un resultado satisfactorio en la mayoría de los casos y las reglas de aprendizaje resultantes son simples para su implementación. Un gran número de reglas de aprendizaje de redes neuronales son simplemente algoritmos de entrenamiento instantáneo y en los últimos años se ha intensificado el interés en entender qué y cómo aprenden las ANN's. Esto es de gran importancia en todas las áreas de aplicación de los modelos neuronales, principalmente donde los algoritmos se diseñan para operar con el mínimo de intervención humana. Las reglas de aprendizaje instantáneo se formulan minimizando la estimación instantánea de una función de desempeño del MSE de la salida y los parámetros se actualizan empleando reglas del gradiente descendente.

Hay dos formas prácticas para implementar el método del gradiente: el entrenamiento por lotes (batch learning) y en línea (online learning). El entrenamiento por lotes corresponde al método gradiente estándar, donde los pesos de la red se actualizan solo una vez en cada iteración del procedimiento de entrenamiento, después de que todos los ejemplos de aprendizaje se procesan por la red. El entrenamiento en línea es una variación del método del gradiente estándar, donde los pesos de la red se actualizan después de que se procesa cada uno de los ejemplos de aprendizaje. En ingeniería computacional de las redes neuronales, el método del gradiente en línea se emplea comúnmente debido a su simplicidad y eficiencia [7, 9].

La selección de usar reglas del gradiente descendente y si se utiliza entrenamiento en línea o por lote depende de la aplicación en particular. En este trabajo se decide que las reglas del gradiente descendente son apropiadas para las redes B-Spline, en vez de los algoritmos recursivos de mínimos cuadrados más complicados, siendo adecuados para una implementación en línea. Para la actualización de los pesos se utiliza una regla de aprendizaje instantáneo de la forma [7],

$$\Delta \mathbf{W}(t-1) = \frac{\gamma e_y(t)}{\|\mathbf{a}(t)\|_2^2} \mathbf{a}(t) \quad (4.9)$$

donde γ es la relación de aprendizaje y $e_y = y(t) - \hat{y}(t)$.

4.4 Control neuronal del MSIP.

En este capítulo se utiliza las BSNN para regular la velocidad angular del rotor del MSIP a través de una fuente inversora de voltaje como se muestra en el diagrama esquemático de la Fig. 4.5. El neurocontrolador propuesto debe ser robusto ante perturbaciones internas (variaciones paramétricas) y disturbios externos (variaciones del par de carga o velocidad de referencia). La Fig. 4.5 muestra el diagrama esquemático de la fuente inversora de voltaje a frecuencia variable para el sistema de control del MSIP. El controlador consiste de las siguientes partes: un MSIP, un esquema de control neuronal, un modulador sinusoidal por ancho de pulso y un inversor de voltaje, todos modelados en un marco de referencia estacionario dq .

El uso de las redes neuronales artificiales (RNA) ofrecen una alternativa para resolver problemas de los métodos analíticos lineales en el control de velocidad del MSIP [10], donde las ecuaciones del sistema se linealizan en un punto de operación y los controladores se sintonizan alrededor de ese punto, para obtener el mejor desempeño posible. Además, los modelos neuronales son capaces de adaptivamente modelar o identificar en línea procesos de múltiples entradas múltiples salidas (por sus siglas en inglés MIMO) no lineales y no estacionarios que por su naturaleza los parámetros del sistema varían debido a perturbaciones internas y/o externas. La naturaleza de las RNA's permite que las técnicas de control puedan ser adaptables, robustas, óptimas e híbridas, con características deseables para el control de máquinas eléctricas [11].

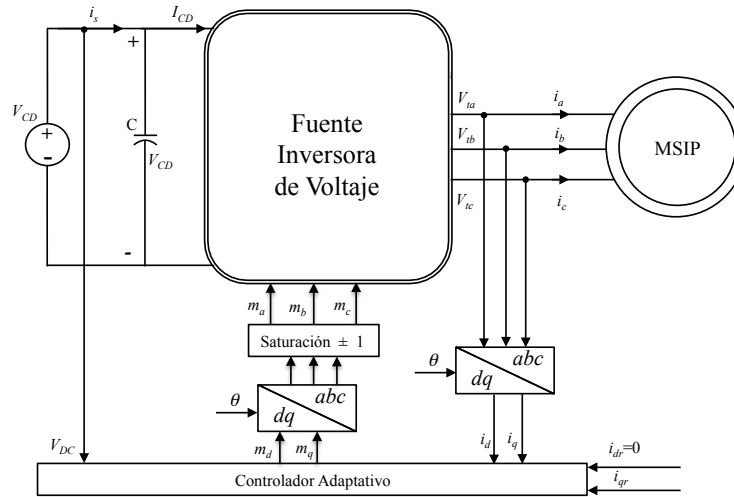


Figura 4.5 Diagrama esquemático de una fuente inversora de voltaje para regular la velocidad del rotor de un MSIP, basado en un controlador adaptativo.

4.4.1 Ley de control

El modelo matemático del MSIP, basado en las ecuaciones (2.24, 2.27, 2.28) es un sistema dinámico con dos entradas de control (v_d y v_q). Si de alguna forma se puede hacer que la componente de la corriente en eje directo sea igual a cero, se obtiene un comportamiento similar al de un motor de CD con excitación de flujo constante [12,13]. El diseño del algoritmo de control está basado en el modelo del MSIP con la siguiente forma:

$$L_d \frac{di_d}{dt} = -R_s i_d + PL_q i_q \omega + v_d \quad (4.10)$$

$$L_q \frac{di_q}{dt} = -R_s i_q - P(L_d i_d + \psi) \omega + v_q \quad (4.11)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{2} \left[\left(\frac{3}{2} P [\psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \right) - T_l \right] \quad (4.12)$$

Las ecuaciones (4.10,4.12) indican que el MSIP es un sistema no lineal debido al acoplamiento que existe entre las diferentes variables de estado (corrientes y velocidad del rotor). También, se puede observar que los parámetros dependen de las condiciones de operación; principalmente del par de carga y de la temperatura de operación. La principal meta del neurocontrolador es regular la velocidad angular del rotor del MSIP para que siga una trayectoria deseada ante diferentes perturbaciones paramétricas y variaciones del par de carga. Por lo tanto, la principal señal de error se puede definir como [14]

$$e = \omega_r - \omega \quad (4.13)$$

donde ω_r es la señal de referencia para la velocidad del rotor. En (4.10-4.11) se tienen dos variables de control independientes (v_d y v_q), si la señal de control v_q regula la velocidad del motor, se tiene un grado libertad disponible (v_d) y se puede tomar ventaja de ello. Una ventaja es evitar la desmagnetización de los imanes permanentes, lo cual se logra haciendo que la corriente en eje directo

sea igual a cero. Si se cumple la condición anterior, la corriente del estator es igual a la corriente en eje q , entonces el par electromagnético del MSIP es proporcional a i_q . Otra ventaja es que los enlaces de flujo constantes tienen una relación lineal con la corriente en el estator con lo cual se puede estimar su valor fácilmente. Definiendo el error de seguimiento de la corriente en eje d como [14]

$$e_d = i_{dr} - i_d \quad (4.14)$$

donde i_{dr} es la señal de referencia. En teoría el controlador propuesto obliga a la corriente i_d , tener un valor igual a cero, en un tiempo finito y, por lo tanto, el par eléctrico es proporcional a la corriente i_q . Por lo tanto, se define el error para la corriente en eje q , como sigue

$$e_q = i_{qr} - i_q \quad (4.15)$$

donde i_{qr} es la señal de referencia. El sistema de control propuesto se basa en un esquema PWM, donde la señal de control es m_d y m_q , Fig. 4.6

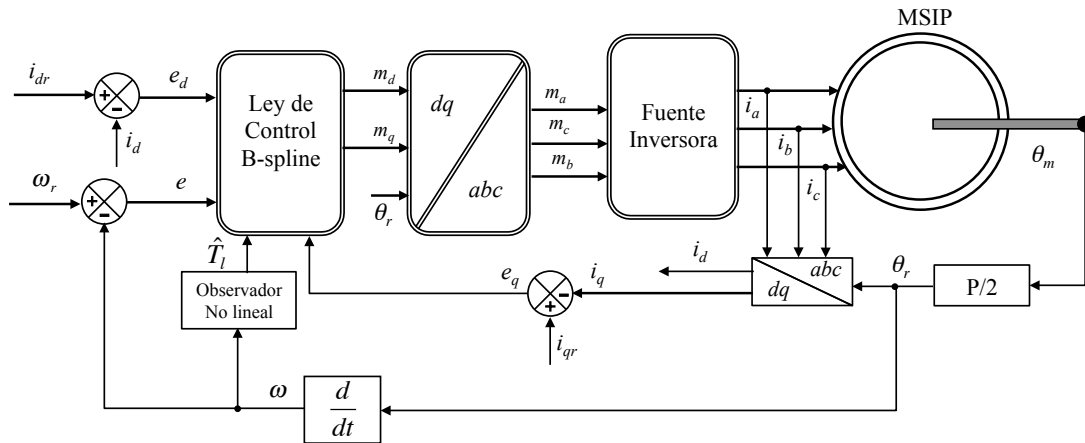


Figura 4.6 Lazo de control para regular la velocidad del rotor del MSIP.

4.4.2 Cálculo de la corriente deseada

Para calcular la corriente deseada en eje q , se asume que los imanes del MSIP están montados en la superficie del rotor. Por lo tanto, $L_d=L_q$, entonces (4.12) se simplifica

$$J \frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{2} \left[\frac{3}{2} P (\lambda_m i_q) - T_l \right] \quad (4.16)$$

Derivando (4.13) respecto al tiempo y sustituyendo en (4.16) se obtiene

$$\frac{de}{dt} = \frac{d\omega_r}{dt} - \frac{d\omega}{dt} = \frac{d\omega_r}{dt} - \frac{P}{2J} \left[\frac{3}{2} P (\lambda_m i_q) - T_l \right] \quad (4.17)$$

Definiendo la dinámica deseada para el error de (4.17), donde se pretende que la velocidad del rotor sea igual a la velocidad deseada en un tiempo finito, se elige la siguiente expresión

$$\frac{de}{dt} = -c_1 e \quad (4.18)$$

La ecuación (4.18) describe el comportamiento deseado del error, la cual se comporta como un sistema lineal de primer orden, que converge exponencialmente a cero. La velocidad de la convergencia depende de la constante c_1 . Igualando (4.17) y (4.18) y despejando i_q , se obtienen la corriente deseada para la corriente en eje de cuadratura

$$i_{qr} = \frac{2}{3} \left(\frac{d\omega_r}{dt} \frac{J}{k} + \frac{c_1 e J}{k} \right) + \frac{T_l}{k} \quad (4.19)$$

donde $k = 0.5P i_q$. La ecuación anterior depende de algunos parámetros del MSIP, del par de carga y la velocidad del rotor.

4.4.3 Estimación del par de carga

En la práctica el par de la carga es desconocido, por lo tanto, es necesario diseñar un estimador para incluirlo, en el cálculo de la corriente deseada. Las ecuaciones que describen al estimador no lineal son:

$$e_\omega = \omega - \hat{\omega} \quad (4.20)$$

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \frac{k_l i_q}{J} - \frac{\hat{T}_l}{J} - e_\omega l_1 \quad (4.21)$$

$$\frac{d\hat{T}_l}{dt} = e_\omega l_2 \quad (4.22)$$

donde $k_l = 1.5P\lambda_m$, l_1 y l_2 son los parámetros del observador, e_ω es el error de la velocidad del rotor estimada $\hat{\omega}$ y \hat{T}_l es el par de carga estimado. El sistema de ecuaciones (4.20-4.22) se puede considerar, como un sistema lineal autónomo asintóticamente estable, con una elección adecuada de los valores de l_1 y l_2 . Esto significa que el error del observador decae exponencialmente a cero en un tiempo acotado. La posición del rotor puede ser decodificada con diversos dispositivos electrónicos comerciales.

4.4.4 Modelo neuronal

Para construir el controlador con BSNN, se especifican algunos parámetros de diseño, por ejemplo el orden de la función base, la relación de aprendizaje y, la distribución de los puntos de control. Una vez definidos estos parámetros, con el conocimiento previo del sistema por parte del diseñador, se puede entrenar la red considerando las entradas apropiadas que entreguen la señal de control deseada. Debido a su naturaleza, estos parámetros solo se tienen que especificar una vez y el control neuronal se adapta instantáneamente a los cambios que se puedan presentar en el sistema como resultado del entrenamiento en línea.

Como primer paso de diseño se deben definir la(s) función(es) base para la aplicación. En este trabajo, de su definición se establece que solo se tiene una entrada al sistema; por lo tanto, se puede

definir como punto de partida el empleo de funciones base monovariante. Una vez determinado el número de entradas, el intervalo de valores en el que se presentan y con un conocimiento general de cómo es la respuesta del sistema real, se puede proponer la forma y el tamaño de la función base a utilizar, Fig. 4.4. Si bien, pueden existir diversas formas de representar la función que se desea modelar, el empleo de funciones base monovariante de orden 2 presenta buenos resultados, considerando que para obtenerla se necesitan menos cálculos que, por ejemplo, de orden 3 o 4; lo cual, permite establecer otra característica de las redes B-spline en lo referente al almacenamiento de información local.

Para definir las funciones base se establece un conjunto de vectores con puntos de control, en este caso 4 vectores. Por ejemplo, para la función B-spline a_2 su vector de puntos de control es $[-1 \ 1 \ 2 \ 3]$, donde -1 y 3 son los puntos exteriores, mientras 1 y 2 son los puntos interiores. De manera similar se definen los correspondientes a a_1 , a_3 y a_4 , no olvidando que estos valores se definen a partir del intervalo de valores de entrada que se pueden presentar en el sistema.

Entonces, se hace necesario analizar las posibilidades que se tienen para este sistema. Por ejemplo, se pueden tener disponibles mediciones de voltajes, corrientes, velocidad del rotor y par de carga. Por tal motivo se hace congruente emplear en este caso la medición de la magnitud de las corrientes y compararlas con un valor de referencia previamente establecido, obteniendo finalmente una señal de error. Para este modelo, esta diferencia se considera como el error empleado en la actualización de los pesos en el entrenamiento (4.9), y así obtener la señal controlada que permita llevarlo a cero.

Hasta este momento se ha establecido las señales de salida de cada red B-spline. Por otro lado, la entrada del controlador neuronal se define de forma similar, estableciendo características y propiedades del sistema y de la ANN, concluyendo finalmente en la señal más apropiada para esta aplicación. Se establece como entrada a la red el error obtenido por la diferencia entre una referencia y la magnitud de las corriente en eje q , e_q , para el controlador de la relación de modulación, m_q , y la diferencia entre una referencia y la magnitud de las corriente en eje d , e_d , para el controlador de la relación de modulación, m_d . A diferencia de los controladores tipo PID que se calculan a base de la respuesta a la frecuencia, lugar geométrico de las raíces, etc, para un punto de operación establecido, el controlador neuronal propuesto resulta más simple. Por lo tanto, los controladores neuronales propuestos tienen una entrada y una salida como se muestra en la Fig. 4.1. Entonces la red se puede describir como:

$$m_q = NN_1(e_q, \mathbf{w}_1) \quad (4.23)$$

$$m_d = NN_2(e_d, \mathbf{w}_2) \quad (4.24)$$

donde NN_i especifica la BSNN que se emplea para calcular m_q y m_d , \mathbf{w}_i es el vector de pesos correspondiente. Así, para regular la velocidad del rotor del MSIP se tienen tres intervalos perfectamente definidos para la entrada, se propone utilizar 4 funciones base B-spline monovariante de orden 2, como se muestra en la Fig. 4.7, donde la red neuronal B-spline queda definida como se observa en la Fig. 4.8.

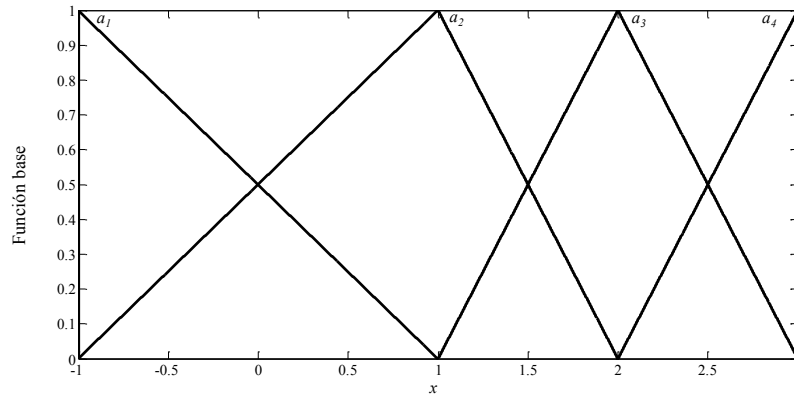


Figura 4.7 Funciones base para ajustar el modelo neuronal del control de velocidad para el MSIP.

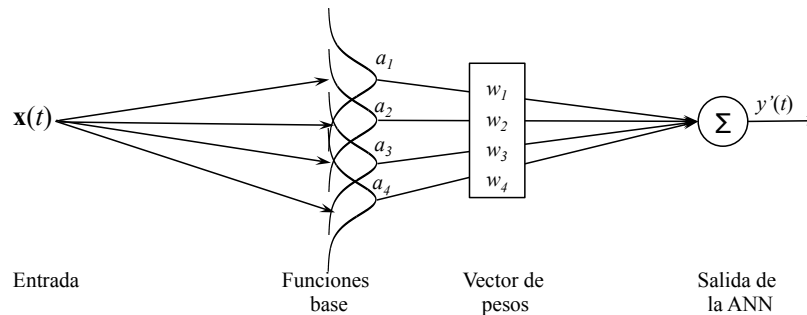


Figura 4.8 Red neuronal propuesta para regular la velocidad del rotor de la máquina síncrona.

La Fig. 4.9 muestra el diagrama de bloques de un esquema de control neuronal para regular la velocidad angular del rotor para el MSIP, en el marco de referencia dq , donde u_d y u_q es la señal de modulación proveniente del neurocontrolador.

Puesto que el objetivo es realizar el control en línea del MSIP, en esta etapa del trabajo se presentan simulaciones en el tiempo, realizadas a partir del modelo matemático del sistema para obtener la velocidad angular del motor y observar así el desempeño del control neuronal. Por lo tanto, para todo el estudio se emplea un modelo de tercer orden del MSIP descrito en el Capítulo dos. En las simulaciones se presenta el modelo neuronal, utilizando un RK4 orden programado en Matlab[®] para obtener la evolución dinámica de las variables del sistema, con un paso de integración de 0.0001 seg.

4.5 Diseño del Controlador PI para el MSIP

Para comparar el desempeño del neurocontrolador se diseña un esquema de control convencional PI, para regular la velocidad del rotor del MSIP, como se muestra en la Fig. 4.10. Tomando como punto de partida las ecs. (4.10-4.12), se definen las siguientes señales de control como en [15]

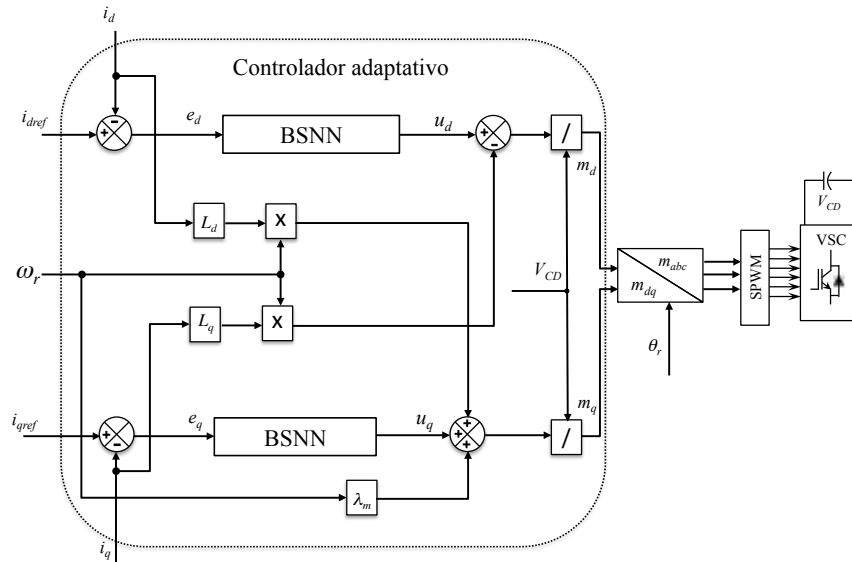


Figura 4.9 Diagrama de bloques de la implementación del esquema de control neuronal del MSIP.

$$u_d = PL_q i_q \omega + v_d \tag{4.25}$$

$$u_q = -P(L_d i_d + \lambda_m) \omega + v_q \tag{4.26}$$

sustituyendo (4.25 y 4.26) en (4.10 y 4.11) respectivamente, se obtiene lo siguiente

$$L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d = u_d \tag{4.27}$$

$$L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q = u_q \tag{4.28}$$

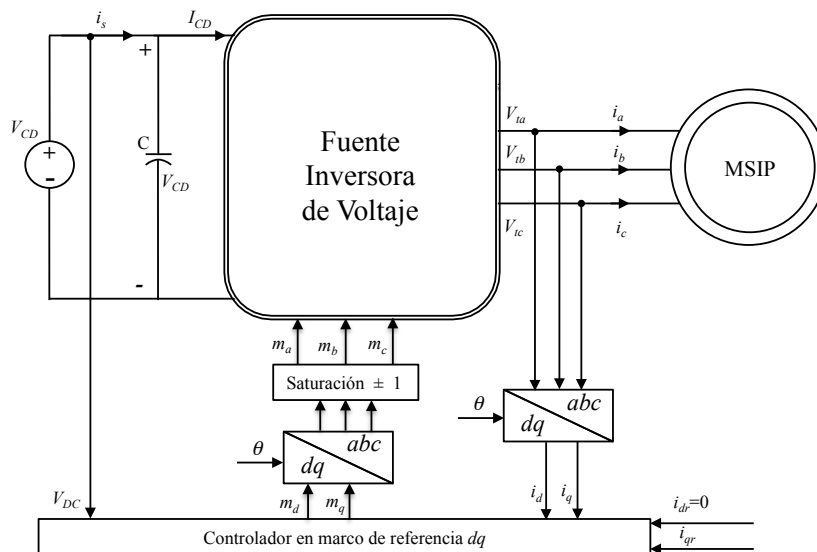


Figura 4.10 Diagrama esquemático para regular la velocidad angular del rotor de un MSIP, basado en un controlador convencional PI.

De las ecs. (4.27 y 4.28) se puede observar que se obtiene un sistema desacoplado de primer orden. Por lo tanto, se utilizan dos sistemas de control independientes a lazo cerrado para regular i_d e i_q , como se muestra en la Fig. 4.11. El esquema de control utiliza dos controladores PI para regular la velocidad angular del rotor y mejorar el desempeño del motor. El controlador está formado por dos lazos internos, los cuales regulan las corrientes del estator en el marco de referencia estacionario del rotor. El par electromagnético y la velocidad del rotor se pueden regular directamente utilizando la componente en eje de cuadratura i_q .

En la Fig. 4.11 se muestra que el controlador para i_d , manipula el error $e_d = i_{dr} - i_d$ y calcula u_d . De forma similar, el controlador de i_q , procesa el error $e_q = i_{qr} - i_q$ y entrega u_q . Asumiendo que la función de transferencia en lazo cerrado de (4.27-4.28) son de primer grado y semejantes, los controladores PI propuestos son de la forma

$$G_{id}(s) = \frac{sL_d + R_s}{\tau s} \quad (4.29)$$

$$G_{iq}(s) = \frac{sL_q + R_s}{\tau s} \quad (4.30)$$

donde τ es el retardo de tiempo de la respuesta del controlador. Las señales de control que entregan los controladores de corriente se transforman al marco de referencia abc , para compararlos con una señal triangular. Los pulsos que genera la comparación de las dos señales se envían a los dispositivos semiconductores de potencia de la fuente inversora de voltaje para alimentar al MSIP.

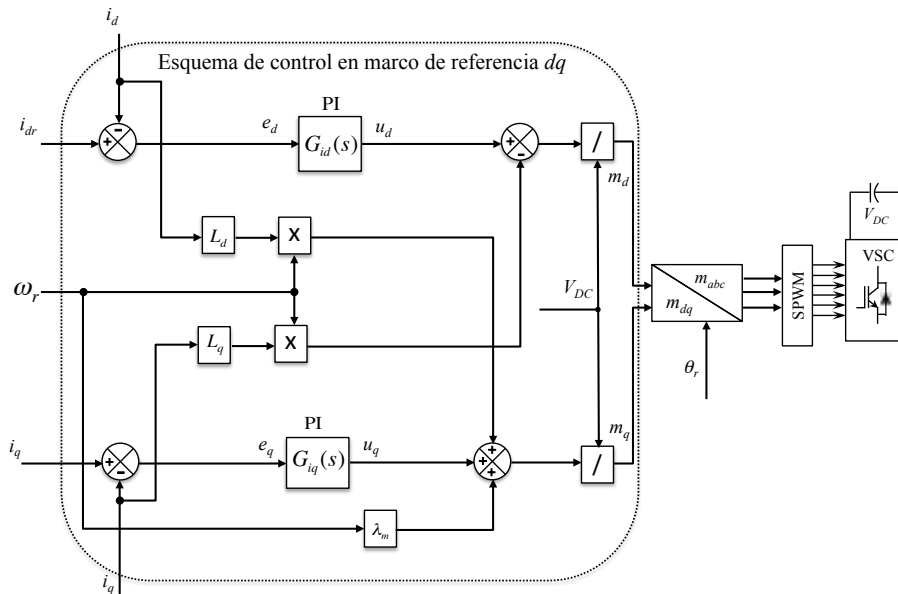


Figura 4.11 Diagrama de bloques del esquema de control de velocidad del MSIP en lazo cerrado

4.6 Control Neuronal de la Velocidad Angular del MSIP

Como se aprecia en (4.19) la velocidad angular del rotor de un MSIP se puede controlar a través de la regulación de la corriente en eje q . El sistema de control propuesto se basa en un esquema SPWM,

donde las señales de control son u_d y u_q , Fig. 4.9. La ley de control adaptativa considera la naturaleza no lineal de la planta y la carga, y se puede adaptar a los cambios en los parámetros para regular la velocidad del motor. La estructura del neurocontrolador se basa en cuatro funciones base monovariante de orden 2, Fig. 4.7. Para evaluar la regulación de la velocidad, se estudian resultados de simulaciones utilizando el arreglo del MSIP de la Fig. 4.1, bajo diferentes condiciones de operación. Se incluyen los siguientes escenarios: a) simulación con controlador BSNN y b) simulación con controlador convencional PI. Para las simulaciones se emplea Matlab[®]. Para estudiar el desempeño del controlador propuesto se analizan dos casos.

4.6.1 Parámetros del MSIP.

El MSIP consiste de un rotor de superficie magnética con geometría isotrópica donde las inductancias L_d y L_q son iguales; aunque el algoritmo desarrollado puede considerar inductancias de valor diferente y así poder conocer el desempeño del control en caso de saliencia diferente de cero en el rotor. Los parámetros eléctricos y mecánicos del MSIP son los siguientes:

Parámetro	Valor y unidades
Número de pares polos	$P=2$
Resistencia del estator	$r_s = 2.6 \Omega$
Inductancia en eje q	$L_q = 6.73e-3 \text{ H}$
Inductancia en eje d	$L_d = 6.73e-3 \text{ H}$
Frecuencia nominal	$f = 60 \text{ Hz}$
Voltaje nominal	$V = 120 \text{ volts}$
Coefficiente de inercia	$J = 3.5e-5 \text{ Nm}$
Flujo magnético	$\lambda_m = 0.319 \text{ Vs}$

Caso 1

Los requerimientos de velocidad deseada (ω_r) bajo los cambios de par de carga (T_l) se representan por las siguientes funciones:

$$T_l = \begin{cases} 0.5 \text{ Nm} & \text{para } t < 0.05 \text{ seg} \\ 1.0 \text{ Nm} & \text{para } 0.05 \leq t < 0.095 \text{ seg} \\ 0.6 \text{ Nm} & \text{para } 0.095 \leq t < 0.13 \text{ seg} \\ 1.1 \text{ Nm} & \text{para } t \geq 0.13 \text{ seg} \end{cases} \quad (4.31)$$

$$\omega_r = \begin{cases} 150 \text{ rpm} & \text{para } t < 0.04 \text{ seg} \\ 50 \text{ rpm} & \text{para } 0.04 \leq t < 0.11 \text{ seg} \\ 100 \text{ rpm} & \text{para } t \geq 0.11 \text{ seg} \end{cases} \quad (4.32)$$

El coeficiente para la dinámica deseada para el motor, (4.18) es $c_f = 100$. La velocidad de convergencia del estimador del par de carga se determina por la elección de los eigenvalores del sistema expresado

por (4.21-4.22), los valores propuestos son $\lambda_{1,2}=-440$, y las ganancias para el estimador son: $l_1=880$ y $l_2=-6.776$. El sistema de control tiene dos estructuras de control de lazo cerrado: una corriente de control de lazo interno y otra corriente de control de lazo externo, con su operación conjunta se obtiene la dinámica deseada en lazo cerrado para el MSIP, Fig. 4.6.

En la Fig. 4.12 se muestra el desempeño dinámico de la velocidad del rotor del MSIP sometido a diferentes condiciones de operación dadas por (4.31,4.32). Se puede observar sobreimpulsos provocados por la perturbación externa (par de carga). En las Fig.'s 4.13 y 4.14 se tiene que la red neuronal mantiene un desempeño significativamente mejor. Las ganancias que entregan las redes neuronales tienen la capacidad de adaptarse a la nueva condición de operación deseada para el MSIP, Fig. 4.15.

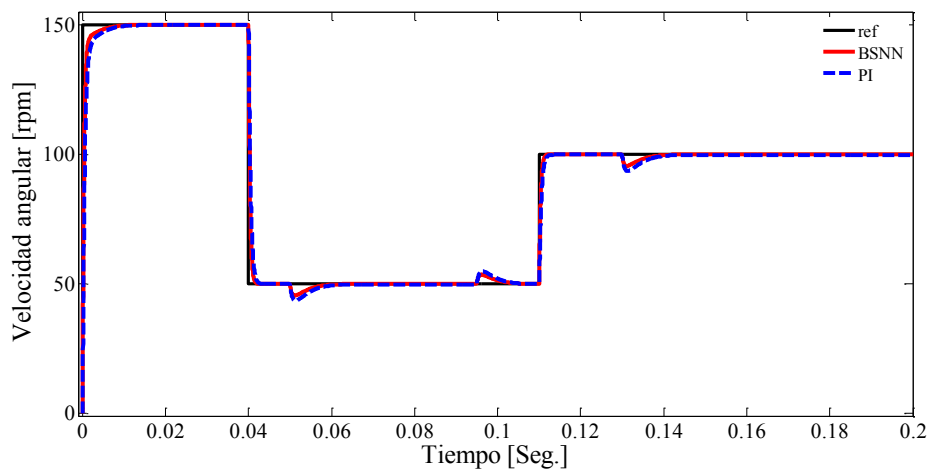


Figura 4.12 Respuesta dinámica de la velocidad angular del rotor del MSIP ante diferentes condiciones operativas.

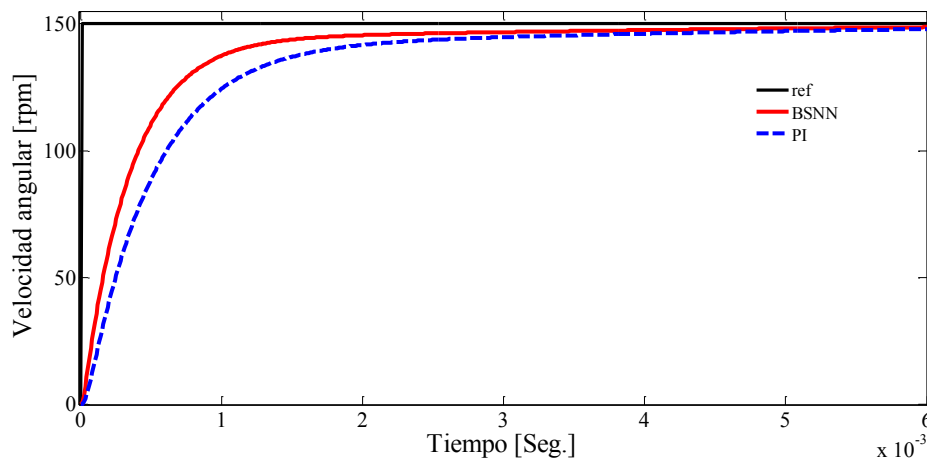


Figura 4.13 Respuesta dinámica de la velocidad angular del rotor del MSIP al arranque.

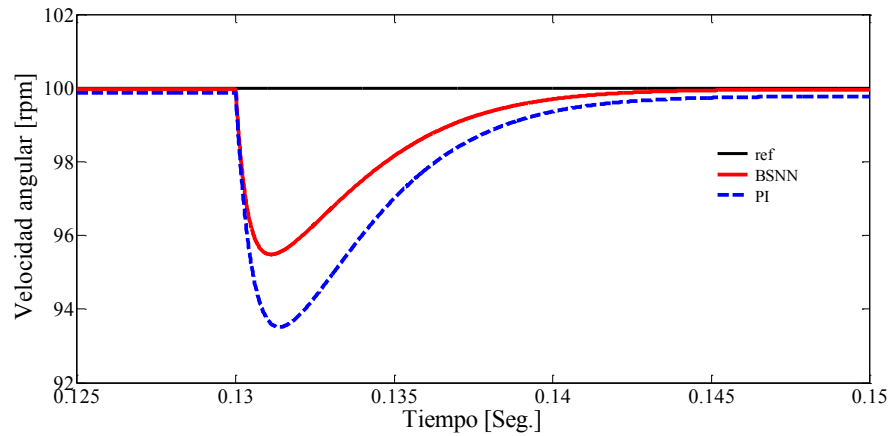


Figura 4.14 Desempeño de la velocidad angular del rotor ante un incremento súbito del par del carga.

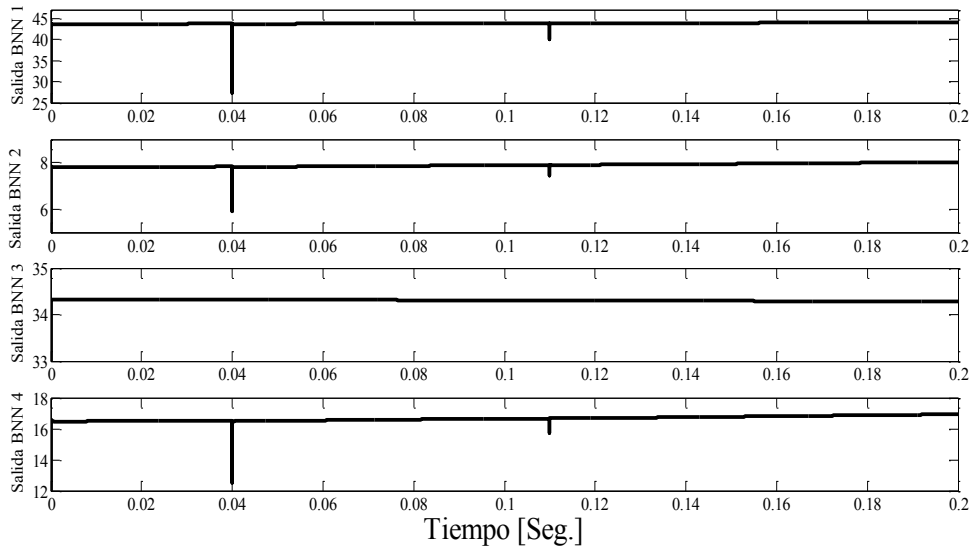


Figura 4.15 Evolución de las señales de salida del neurocontrolador.

Caso 2

Los requerimientos de velocidad deseada (ω_r) bajo los cambios de par de carga (T_l) se representan por las funciones descritas por las siguientes expresiones:

$$\omega_r = 220 + 150 \sin(130t) \quad t \geq 0 \quad (4.33)$$

$$T_l = \begin{cases} 0.05 Nm & \text{para } t < 0.03 \text{ seg.} \\ 0.8 Nm & \text{para } 0.03 \leq t < 0.05 \text{ seg.} \\ 0 Nm & \text{para } 0.05 \leq t < 0.095 \text{ seg.} \\ 1.9 Nm & \text{para } 0.095 \leq t < 0.13 \text{ seg.} \\ 0 Nm & \text{para } 0.13 \leq t < 0.156 \text{ seg.} \\ 1.5 Nm & \text{para } 0.156 \leq t < 0.185 \text{ seg.} \\ 1.1 Nm & \text{para } t \geq 0.185 \text{ seg.} \end{cases} \quad (4.34)$$

La Fig. 4.16 muestra la respuesta del neurocontrolador y del controlador PI, cuando la trayectoria deseada para ω_r es una señal sinusoidal sometida a diferentes perturbaciones del par de carga representadas por (4.34). En la Fig. 4.16 se puede observar que el controlador adaptativo tiene la capacidad de rechazar el disturbio y llegar al valor de la velocidad deseada más rápido que el controlador con parámetros fijos. El error de seguimiento de la velocidad sinusoidal para los dos esquemas de control se muestra en la Fig. 4.17. El tiempo de convergencia del seguimiento del error del esquema de control convencional es de 2 milisegundos mayor al controlador B-Spline, Fig. 4.17. También se puede observar que el error del controlador basado en la RNA presenta menores sobreimpulsos que el controlador convencional.

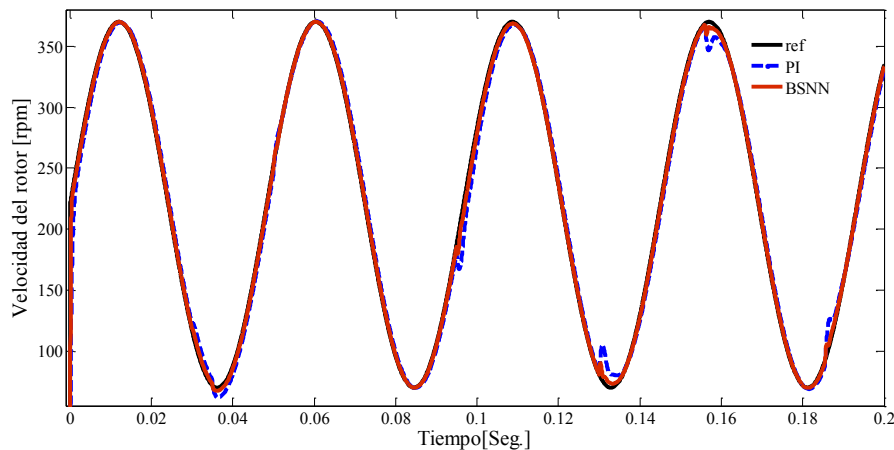


Figura 4.16 Respuesta dinámica de la velocidad angular del rotor del MSIP para una señal sinusoidal de referencia cuando se somete a diferentes perturbaciones del par de carga.

Con los resultados mostrados en la simulación se demuestra la efectividad del controlador neuronal, además de comprobar que la señal de retroalimentación propuesta es capaz de proporcionar información confiable a la ley de control, manteniendo la velocidad del rotor en el valor deseado ante diferentes cambios del par de carga. Es claro que el neurocontrolador muestra, para este caso un mejor desempeño que el controlador convencional PI.

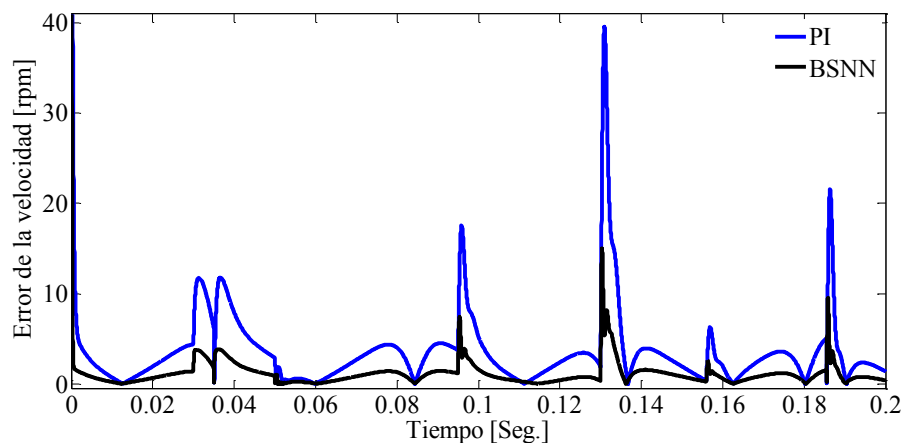


Figura 4.17 Error entre el valor deseado y el valor actual de la velocidad del rotor del MSIP.

La Fig. 4.18 muestra las variaciones de las ganancias del neurocontrolador cuando el MSIP se somete a diferentes condiciones operativas. Las condiciones de arranque del algoritmo de control para cada RNA se obtienen con métodos típicos de sintonización.

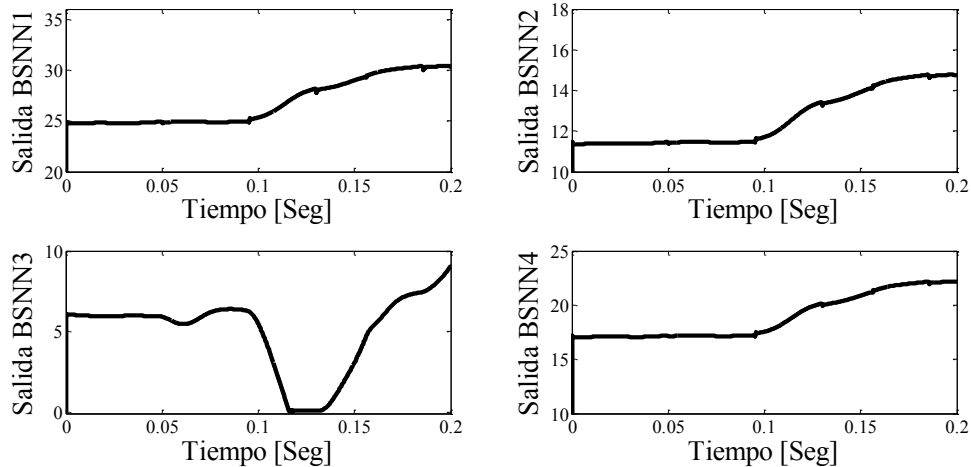


Figura 4.18 Evolución de las señales de salida de la red neuronal B-Spline cuando la trayectoria deseada es sinusoidal ante diferentes variaciones del par de carga.

4.7 Conclusiones

De los datos obtenidos en las simulaciones se puede concluir que el diseño del esquema de control usando redes neuronales B-Spline es una herramienta muy confiable y robusta en la regulación de la velocidad del rotor, proporcionando al MSIP la posibilidad de trabajar a diferentes velocidades de operación con excelente desempeño ante diferentes condiciones operativas y perturbaciones externas.

4.8 Referencias

- [1]. H. Deng, D. Srinivasan, R. Oruganti, "A B-spline network based neural controller for power electronic applications", *Neurocomputing*, Vol. 73, pp. 593–601, 2010.
- [2]. L. Coelho, M. Wichhoff, "Nonlinear identification using a B-spline neural network and chaotic immune approaches", *Mechanical Systems and Signal Processing*, Vol. 23, pp. 2418–2434, 2009.
- [3]. Y. Leu, C. Chen, "B-spline backstepping control with derivative matrix estimation and its applications", *Neurocomputing*, Vol. 74, pp. 499–508, 2011.
- [4]. K. Cheng, H. Wang, D. Sutanto, "Adaptive directive neural network control for three-phase AC/DC PWM converter," *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 148, No. 5, pp. 425-430, 2001.
- [5]. M. Cox, "The numerical evaluation of B-splines", *J. Inst. Math. Appl.*, vol. 10, pp. 134-149, 1972.
- [6]. C. DeBoor, "On calculating with B-splines", *J. Approx. Theory*, vol. 6, pp. 50-62, 1972.
- [7]. M. Brown, and C. Harris, *Neurofuzzy adaptive modeling and control*, Prentice Hall, 1994.
- [8]. R. Singiresu, *Engineering Optimization, Theory and Practice*, John Wiley & Sons, 1996.
- [9]. S. Kak, "A Class of Instantaneously Trained Neural Networks", *International Journal Information Sciences – Applications*, Vol. 148, pp. 97-102, 2002.
- [10]. C. H. Lin, C. P. Lin, "The hybrid RFNN control for a PMSM drive electric scooter using rotor flux estimator", *Electrical Power and Energy Systems*, Vol. 51, pp. 213–223, 2013.

-
- [11]. J. W. Park, R. G. Harley and G. Venayagamoorthy, “Decentralized optimal neuro-controllers for generation and transmission devices in an electric power network”, *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 18, No. 1, pp. 37-46, 2005.
 - [12]. M. Khanchoul, M. Hilaret, D. Cyrot, “A passivity-based controller under low sampling for speed control of PMSM”, *Control Engineering Practice*, Vol. 26, pp. 20–27, 2014.
 - [13]. S. Zheng, X. Tang, B. Song, S. Lu, B. Ye, “Stable adaptive PI control for permanent magnet synchronous motor drive based on improved JITL technique”, *ISA Transactions*, Vol. 52, pp. 539–549, 2013.
 - [14]. C. F. Huang, T. L. Liao, C. Y. Chen, J. J. Yan, “The design of quasi-sliding mode control for a permanent magnet synchronous motor with unmatched uncertainties”, *Computers and Mathematics with Applications*, Vol. 64, pp. 1036–1043, 2012.
 - [15]. A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems Modeling, Control, and Applications*, Wiley, New Jersey, USA, 2010.

Capítulo 5

ANÁLISIS Y CONTROL DEL CONVERTIDOR BACK-TO-BACK

5.1 Introducción

La creciente preocupación del calentamiento global ha aumentado el interés de utilizar de forma más eficiente la energía eléctrica e incrementar la capacidad de generación eléctrica mediante el uso de recursos naturales renovables. Los sistemas de generación no convencionales abarcan una amplia gama de tecnologías, tales como aerogeneradores, máquinas de combustión interna, turbinas de gas, micro-turbinas, sistemas fotovoltaicos, celdas de combustible, composta, entre otros. Pero existen diversos inconvenientes debido a la naturaleza aleatoria o intermitente de los elementos renovables empleados para generar electricidad, la potencia eléctrica no puede inyectarse directamente a la red eléctrica por que no cumple los estándares de calidad en contenido armónico, frecuencia y la magnitud de voltaje. En consecuencia, la mayoría de los sistemas de generación no convencionales utilizan convertidores basados en electrónica de potencia para adecuar la potencia generada y conectarse al sistema eléctrico convencional. En este contexto, los sistemas eólicos de generación de energía eléctrica tienen un crecimiento exponencial en los sistemas eléctricos de diversos países (Holanda, España, China, Alemania, Reino Unido, India, Estados Unidos, etc.) ocasionando la disminución del margen de estabilidad del sistema [1]. Para contrarrestar estos inconvenientes, cada país cuenta con un organismo regulador, que impone los estándares de calidad (códigos de red) que deben de cumplir los sistemas de generación eólicos y fotovoltaicos para conectarse al sistema eléctrico [2].

Para adecuar la potencia generada e interconectar un sistema de generación eólico a la red eléctrica se utilizan diversos arreglos de semiconductores para formar convertidores CD/CD-CD/CA, convertidores

CA/CA y convertidores CA/CD-CD/CA (Back-To-Back) [3-4]. Una de las tareas del convertidor es regular el flujo de potencia activa y reactiva que se inyecta a la red a través de acciones de control, las cuales deben considerar en todo momento la disponibilidad del viento como señal de entrada al sistema de generación eólica [5,6,7,8]. El CBTB debe automáticamente transferir el flujo de potencia del sistema eólico a la red eléctrica. Pero en algunas ocasiones es necesario que el flujo de potencia sea bidireccional. En lo que respecta a los temas de investigación en conjunto con el CBTB y las turbinas eólicas, están enfocados principalmente en el diseño de estrategias de control que permitan una transferencia de potencia rápida y mucho más eficiente de lo que ofrecen las topologías convencionales, así como cancelar perturbaciones debidas a las condiciones operativas del sistema eléctrico de potencia [9,10].

En este capítulo se define el esquema de control del CBTB para aprovechar la máxima potencia del viento e inyectar la cantidad exacta de potencia solicitada con los estándares de calidad descritos en los códigos de red.

5.2 Convertidor Back-To-Back

El CBTB debe su nombre a que está formado por dos convertidores cuya función es convertir de CA/CD y viceversa, de CD/CA; de aquí que se asuma la terminología “back” [11-12]. El CBTB se forma por un arreglo rectificador-inversor en el que ambos convertidores comparten un bus común de corriente directa (como medio de almacenamiento de energía). Una de las principales ventajas del CBTB es gestionar de forma independiente el flujo de potencia activa y reactiva entre dos sistemas de corriente alterna de características iguales o diferentes (frecuencia fundamental, frecuencia de conmutación, tensión de entrada, etc.); no obstante, para lograrlo es necesario explorar estrategias de control que permitan alcanzar los valores solicitados por los organismos reguladores de la energía eléctrica [9-10].

Las dos fuentes inversoras del CBTB pueden operar como rectificador o como inversor dependiendo del sentido del flujo de potencia; de aquí que sea de uso común generalizar el nombre de las fuentes inversoras de voltaje (FIV) mostradas en la Fig. 5.1 como FIV_1 y FIV_2 arbitrariamente, en lugar de asignar una nomenclatura específica de rectificación o inversión como suele hacerse en los arreglos de CBTB convencionales. En arreglos eólicos donde el flujo es unidireccional suele asignarse el nombre de FIV_g al convertidor que se conecta del lado Generador y FIV_r al convertidor conectado del lado de la red eléctrica. En relación a la carga, esta puede ser pasiva, activa o incluso otro sistema de CA [13].

Los dispositivos de conmutación de la fuente inversora de voltaje lado generador son controlados usando una técnica de modulación. En turbinas de frecuencia variable, la frecuencia de la señal de sinusoidal de referencia se ajusta a la frecuencia del voltaje generado. La magnitud del voltaje de salida de la FIV_g (V_{gFIV}) se controla cambiando la amplitud del índice de modulación y , el ángulo de fase (δ) se regula manipulando el ángulo de fase de la señal de referencia respecto al voltaje generado [14].

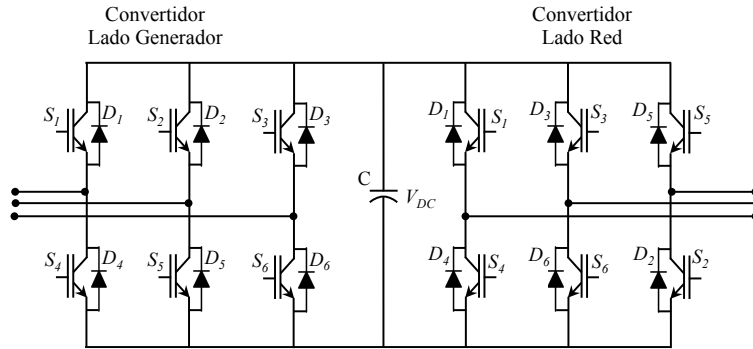


Figura 5.1 Convertidor Back-to-Back

Asumiendo que se puede regular V_{gFIV} y θ independientemente del voltaje del generador, el controlador de la FIV_g puede manipular la magnitud y dirección del flujo de potencia activa y reactiva, entre el generador eléctrico y el enlace de corriente directa. Ahora bien, la fuente inversora de voltaje lado red se conecta a la red eléctrica mediante un reactor o transformador, la potencia transferida entre FIV_r y la red se puede controlar usando el mismo principio. Aunque la transferencia de potencia activa y reactiva se puede regular mediante V_{rFIV} y θ , existen diferentes señales de control que pueden utilizarse como variable manipulada. Por ejemplo, para mantener constante el enlace de corriente directa, se debe garantizar que la potencia generada por el viento se transfiera a la red eléctrica [15].

Otras ventajas del CBTB son las siguientes: a) el capacitor entre las dos FIV permite controlar de manera independiente cada uno de los convertidores; b) diversas empresas producen los componentes para construir los prototipos de prueba para su análisis, c) en caso de falla el convertidor tiene un mejor desempeño comparado a un convertidor matricial [3-5,16-19]

5.2.1 Modelo dinámico del convertidor Back-To-Back

Asumiendo que el enlace de corriente directa del CBTB es constante y es un sistema espejo, desde la fuente inversora de voltaje (FIV_r) hasta la red eléctrica. Además, considerando que el capacitor divide al convertidor en dos elementos independientes, el modelo del convertidor se determinará a partir de una FIV. El circuito mostrado en la Fig. 5.2, representa el diagrama equivalente de Thevenin de un inversor de voltaje conectado a la red eléctrica convencional. Para obtener el modelo dinámico del CBTB en el marco de referencia *dq* se realizan las siguientes consideraciones [3,11,14]:

- Los interruptores conmutan de forma ideal. No se consideran pérdidas en los interruptores.
- La frecuencia de conmutación es mucho mayor que la frecuencia de los sistemas de CA.
- Se obtiene el promedio de las variables y de las entradas de control del sistema sobre el periodo de conmutación.
- Los sistemas triásicos de CA se suponen simétricos y equilibrados.
- Los componentes pasivos se consideran ideales.

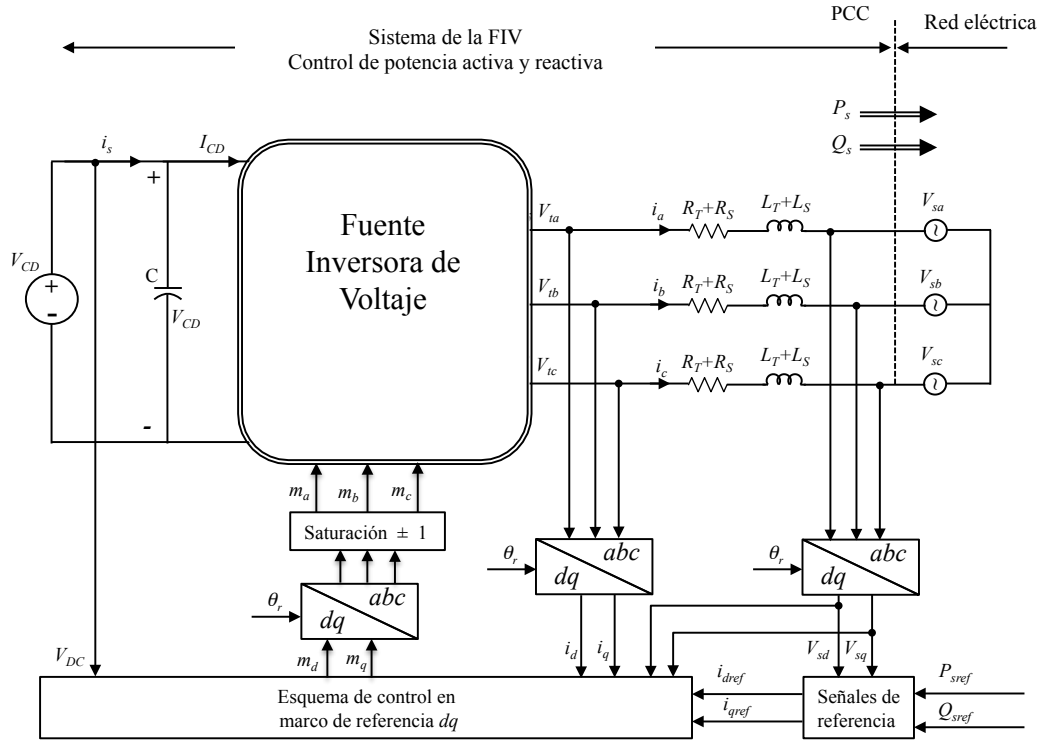


Figura 5.2 Diagrama esquemático de la fuente inversora de voltaje.

Empleando las leyes de Kirchoff se determinan las ecuaciones trifásicas de voltaje de la fuente inversora expresadas como [11]:

$$\frac{d\mathbf{I}_{abc}}{dt} = \frac{1}{L_s + L_T} [-(\mathbf{R}_s + \mathbf{R}_T)\mathbf{I}_{abc} + \mathbf{V}_{sabc} - \mathbf{V}_T] \quad (5.1)$$

donde

$\mathbf{I}_{abc} = [I_a \ I_b \ I_c]^T$ es el vector trifásico de corrientes.

$\mathbf{V}_{sabc} = [V_a \ V_b \ V_c]^T$ es el vector trifásico de voltajes.

$\mathbf{V}_T = [m_a V_{DC} \ m_b V_{DC} \ m_c V_{DC}]^T$ es el vector trifásico de voltaje en terminales de la fuente inversora.

La amplitud de $V_{Tx} = m_x V_{DC}$ ($0 < m_0 < 1$ es el índice de modulación por ancho de pulso). La expresión que describe la dinámica del enlace de corriente directa se determina a partir del balance de la potencia del lado de CD y el lado de CA como sigue:

$$P_c = V_{CD} I_{CD} = P_L + P_g - P_{net} \quad (5.2)$$

donde P_c es la potencia real en el punto común de acoplamiento de voltaje, P_L incluye el total de pérdidas en potencia, P_g es la potencia que entrega el generador y P_{net} es la potencia que se transfiere del lado de CD a la red eléctrica a través del inversor de voltaje. Las pérdidas incluyen: a) pérdidas

dieléctricas en el capacitor; b) pérdidas de conmutación y; c) pérdidas del convertidor representadas por R_{CD} . La dinámica de corriente directa en el capacitor se puede deffinir como:

$$C_{CD} \frac{dV_{CD}}{dt} = \left[-\frac{V_{CD}}{R_{CD}} - I_{CD} + \mathbf{I}_{abc}^T \frac{\mathbf{V}_T}{V_{CD}} \right] \quad (5.3)$$

Usando la transformación ortogonal

$$\mathbf{M} = (\mathbf{M}^{-1})^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

y multiplicando (5.1) y (5.3) por la matriz anterior se obtiene:

$$\frac{d\mathbf{I}_{abc}}{dt} = \frac{d[\mathbf{M}^{-1}\mathbf{I}_{dq0}]}{dt} = \frac{d\mathbf{M}^{-1}}{dt} \mathbf{I}_{dq0} + \mathbf{M}^{-1} \frac{d[\mathbf{I}_{dq0}]}{dt} \quad (5.5)$$

donde

$$\frac{d\mathbf{M}^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

sustituyendo (5.6) en (5.1) y (5.3), se obtiene la transformación de las ecuaciones vectoriales trifásicas balanceadas a un marco de referencia estacionario dq , de la forma [11]:

$$\frac{d\mathbf{I}_{dq0}}{dt} = -\mathbf{M} \frac{d\mathbf{M}^{-1}}{dt} \mathbf{I}_{dq0} - \frac{(\mathbf{R}_s + \mathbf{R}_T)}{L_s + L_T} \mathbf{I}_{dq0} + \frac{1}{L_s + L_T} [\mathbf{V}_{sdq0} - \mathbf{V}_{Tdq0}] \quad (5.7)$$

$$C_{CD} \frac{dV_{CD}}{dt} = \left[-\frac{V_{CD}}{R_{CD}} - I_{CD} + \mathbf{I}_{abc}^T \frac{\mathbf{V}_T}{V_{CD}} \right] \quad (5.8)$$

Expandiendo las ecuaciones anteriores considerando las dos fuentes y despreciando la componente cero, por que el sistema es simétrico y balanceado, se obtiene el conjunto de ecuaciones diferenciales que describen el comportamiento dinámico del CBTB completo [14]:

$$\frac{di_{d1}}{dt} = -a_1 i_{d1} + \omega_1 i_{q1} + b_1 V_{sd1} - b_1 V_{Td1} \quad (5.9)$$

$$\frac{di_{q1}}{dt} = -a_1 i_{q1} - \omega_1 i_{d1} + b_1 V_{sd1} - b_1 V_{Td1} \quad (5.10)$$

$$\frac{di_{d2}}{dt} = -a_2 i_{d2} + \omega_2 i_{q2} + b_2 V_{sd2} - b_2 V_{Td2} \quad (5.11)$$

$$\frac{di_{q2}}{dt} = -a_1 i_{d2} - \omega_2 i_{d2} + b_2 V_{sq2} - b_2 V_{Tq2} \quad (5.12)$$

$$\frac{dV_{CD}}{dt} = \frac{1}{C_{CD}} \left[-\frac{V_{CD}}{R_{CD}} + \frac{1}{V_{CD}} (i_{d1} V_{Td1} + i_{q1} V_{Tq1}) + \frac{1}{V_{CD}} (i_{d2} V_{Td2} + i_{q2} V_{Tq2}) \right] \quad (5.13)$$

donde

$$a_1 = \frac{R_s}{L_s}, \quad b_2 = \frac{1}{L_s}, \quad a_2 = \frac{R_s + R_T}{L_s + L_T} \quad \text{y} \quad b_2 = \frac{1}{L_s + L_T},$$

Para regular el flujo de potencia en los CBTB's los objetivos de control se pueden clasificar en tres objetivos específicos: (a) regulación de la potencia activa, (b) regulación de la potencia reactiva y (c) regulación de la tensión en el bus de CD. El último objetivo es necesario para mantener el balance de potencias entre las dos fuentes inversoras. En los sistemas de generación eólicos, para simplificar el esquema de control del CBTB, es habitual que el convertidor lado generador regule la potencia activa que se entrega buscando el punto de máxima potencia. Entonces, el convertidor lado red regula el intercambio de potencia y el nivel de voltaje en el enlace de CD [20]. Para que la potencia inyectada este en fase con la frecuencia del sistema en el nodo de conexión (SGE-Red eléctrica), se requiere un sistema seguidor de fase que se diseña en el capítulo 6.

5.3 Desempeño de la turbina eólica.

Desde el punto de vista físico, las características estáticas del rotor del sistema de generación eólico se pueden describir por la relación que existe entre la potencia contenida en el viento y la potencia mecánica de la turbina eólica. Estas relaciones se describen fácilmente utilizando la cantidad de viento que es probable que entre al área de barrido del rotor. Otros métodos utilizan una gráfica del proveedor, que relaciona la potencia que entrega la turbina eólica a diferentes velocidades del viento, la gráfica indica la potencia máxima que puede entregar la turbina eólica a determinada velocidad del viento. Por otro lado, la potencia del viento capturada por el asa de la turbina eólica y convertida en potencia mecánica, se calcula como sigue [21-22]

$$P_m = 0.5 \rho A v_w^3 C_p = 0.5 \rho A C_p \left(\frac{\omega_m R}{\lambda} \right)^3 \quad (5.14)$$

donde ρ es la densidad del aire, v_w es la velocidad del viento, A es el área del asa y C_p es el coeficiente de potencia del asa, con un valor máximo teórico de 0.59 (límite de Bentz), ω_m es la velocidad rotacional del rotor de la turbina, λ es la velocidad de punta y R es el radio de la turbina. Actualmente, el coeficiente de potencia de las turbinas eólicas alcanzan valores entre 0.3 y 0.5, que está en función de la velocidad rotacional y el número de aspas. El coeficiente de desempeño de la turbina eólica esta definido por el coeficiente de la velocidad de punta, que esta dado por [23-25]

$$\lambda = \frac{\omega_m R}{v_w} \quad (5.15)$$

La potencia óptima de una turbina eólica se puede calcular como:

$$P_m^* = K_{opt} (\omega_m^*)^3 \quad (5.16)$$

donde

$$K_{opt} = 0.5 \rho A C_p \left(\frac{R}{\lambda_{opt}} \right)^3 \quad (5.17)$$

$$\omega_m^* = \frac{\lambda_{opt}}{R} v_w \quad (5.18)$$

Por lo tanto, el torque óptimo de la turbina eólica se calcula como [26]

$$T_m^* = K_{opt} (\omega_m^*)^2 \quad (5.19)$$

5.3.1 Esquema de control del convertidor lado generador

EL convertidor lado generador se controla usando una estrategia de control vectorial para aprovechar al máximo la potencia del viento. La técnica de control emplea el modelo dinámico del generador síncrono en un marco de referencia dq . Se asume que el eje d , del marco de referencia dq , esta alineado con los enlaces de flujo magnético del rotor.

La estrategia de control vectorial requiere que la corriente en eje d sea igual a cero, $i_{dgrf} = 0$, y la corriente deseada en eje de cuadratura i_{qgrf} se calcula a partir de (2.55). Empleando las ecuaciones (2.31,3.32) con $i_{dg} = 0$ [11-13,15-17,27], se obtiene la siguiente expresión:

$$T_e = p \psi_m i_q \quad (5.20)$$

Definiendo el par eléctrico de referencia T_e^* , con la ecuación anterior se puede encontrar que

$$i_{qgrf} = \frac{T_e^*}{p \psi_m} \quad (5.21)$$

en la ecuación anterior se puede observar que el torque del generador es proporcional a la corriente del estator cuando $i_{dg} = 0$. En la Fig. 5.3 se muestra el diagrama de bloques del SEGEE basado en un GSIP. El esquema de control del SEGEE del lado generador incluye un controlador de torque y un regulador de corriente en eje d [5-8,27].

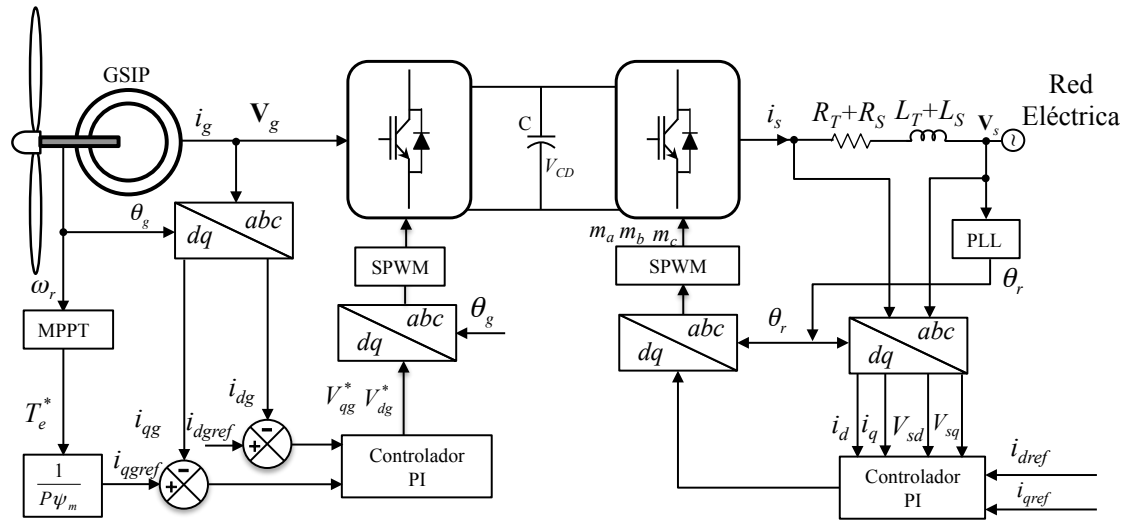


Figura 5.3 Diagrama de bloques del esquema de control del SGE basado en un GSIP de polos no-salientes.

El convertidor lado generador funciona principalmente como rectificador y tiene la función de regular la potencia activa del sistema, el convertidor lado red regula la magnitud de voltaje del bus de CD y la potencia reactiva que se inyecta al sistema [2-3,6-8,20]. Para facilitar el diseño del controlador del CBTB lado máquina se hacen las siguientes consideraciones [7,21,23-24,26]:

- Las fuentes inversoras de voltaje no tienen pérdidas y la potencia que genera el SGE es igual a la potencia activa que se entrega a la red eléctrica.
- Los armónicos que generan los convertidores no afectan en el análisis y diseño del sistema de control.

La búsqueda del punto de extracción de máxima potencia se realiza con el esquema de control de torque óptimo, que se muestra en la Fig. 5.3. La regulación de la potencia activa se realiza controlando el par eléctrico del generador T_e , con el torque se obtiene la corriente deseada del estator en eje d . El par eléctrico de referencia T_e^* se obtiene midiendo la velocidad del rotor de la turbina eólica y extrapolando en la curva de MPPT que entrega el fabricante, Fig. 5.4 [23,26]. El sistema de control del lado generador requiere que la corriente deseada en eje d sea igual a cero. El ángulo de posición de los enlaces de flujo del rotor θ_g , se puede calcular o medir con un encoder montado en la flecha del generador.

Las mediciones de las corrientes del estator del generador en dq , se comparan con su corriente de referencia, respectivamente. Los errores de las corrientes se envían a dos compensadores PI, que generan los voltajes de referencia en dq que requiere el rectificador.

5.4 Esquema de control del convertidor lado red

Por su simplicidad y eficiencia, uno de los esquemas que se usan con mayor frecuencia para el control de sistemas representado en el marco de referencia dq son los controladores PI, por que ofrecen un buen

desempeño para la regulación de variables en CD [15,28]. Sin embargo, un inconveniente de los sistemas de control convencionales es que no presentan un seguimiento satisfactorio cuando se tienen términos acoplados, lo cual complica el control independiente del flujo de potencia activa y reactiva. Por lo tanto, con el objetivo de mejorar el desempeño de los PI se agregan términos que permiten cancelar los acoplamientos, así como las no linealidades [11,23]. El control propuesto permite controlar de forma independiente el flujo de potencia permitiendo absorber o enviar potencia reactiva; así como el flujo bidireccional de potencia activa en el punto de operación. Esta estrategia se conoce como estrategia de control desacoplado de potencia.

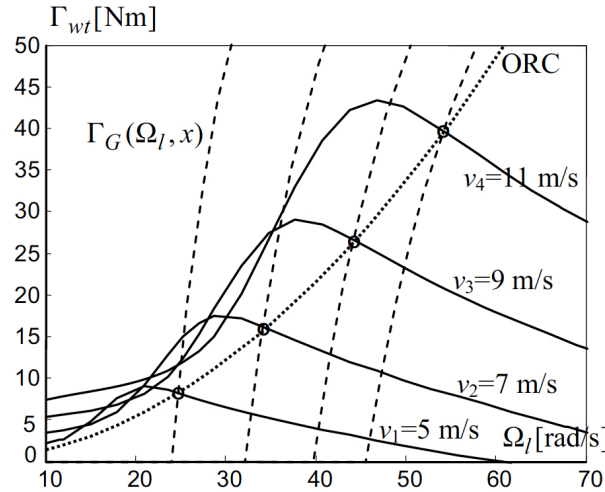


Figura 5.4 Curvas de máxima potencia en función del par electromagnético y velocidad del viento, para la turbina en estudio.

Como se ha mencionado, una de las principales ventajas que ofrece el interconectar las dos fuentes inversoras a través del bus de CD es que se pueden considerar como dos convertidores desacoplados si el valor del capacitor es lo suficientemente elevado. Por lo tanto, haciendo uso de esta cualidad, se diseñan dos reguladores PI diferentes para la FIV lado red.

5.4.1 Control de corriente

El esquema de control de la potencia activa y reactiva del lado red en el marco de referencia dq , se diseña a partir de las ecuaciones (5.11, 5.12). Asumiendo que el sistema se encuentra en estado estacionario y sustituyendo $\omega_2 = \omega_0$ en (5.11,5.12), se deduce [11,25]

$$(L_s + L_T) \frac{di_{d2}}{dt} = -(R_s + R_T)i_{d2} + (L_s + L_T)\omega_0 i_{q2} + V_{sd2} - V_{Td2} \tag{5.22}$$

$$(L_s + L_T) \frac{di_{q2}}{dt} = -(R_s + R_T)i_{q2} - (L_s + L_T)\omega_0 i_{d2} + V_{sq2} - V_{Tq2} \tag{5.23}$$

donde i_{d2} y i_{q2} representan variables de estado, V_{Td2} y V_{Tq2} son las señales de control y, V_{sd2} y V_{sq2} son las entradas de perturbación. Las dos ecuaciones anteriores están acopladas por que presentan una no linealidad $(L_s + L_T)\omega_0 i_{x2}$. Para desacoplar la dinámica, se introduce la siguiente ley de control

$$m_d = \frac{1}{V_{CD}} [u_d - (L_s + L_T)\omega_0 i_{q2} + V_{sd2}] \quad (5.24)$$

$$m_q = \frac{1}{V_{CD}} [u_q + (L_s + L_T)\omega_0 i_{d2} + V_{sq2}] \quad (5.25)$$

donde u_d y u_q son las señales de control. Sustituyendo m_d y m_q en \mathbf{V}_{Tdq} , se obtiene

$$V_{Td2} = u_d - (L_s + L_T)\omega_0 i_{q2} + V_{sd2} \quad (5.26)$$

$$V_{Tq2} = u_q + (L_s + L_T)\omega_0 i_{d2} + V_{sq2} \quad (5.27)$$

sustituyendo (5.26) y (5.27) en (5.22) y (5.23), respectivamente, se encuentra

$$(L_s + L_T) \frac{di_{d2}}{dt} = -(R_s + R_T) i_{d2} + u_d \quad (5.28)$$

$$(L_s + L_T) \frac{di_{q2}}{dt} = -(R_s + R_T) i_{q2} - u_q \quad (5.29)$$

Las ecuaciones (5.28-5.29) describen dos sistemas lineales de primer orden autónomos y desacoplados, con una dinámica idéntica. Por lo tanto u_d y u_q regularan las señales i_{d2} y i_{q2} , respectivamente. La Fig. 5.5 muestra el diagrama a bloques del esquema de control de corriente de la fuente inversora de voltaje, donde se puede apreciar que m_d y m_q son las salidas del controlador. La señal de entrada de control del compensador para i_{d2} es $e_d = i_{dref} - i_{d2}$ que entrega como salida de controlador u_d . La fuente inversora multiplica m_d por un factor V_{CD} para generar V_{Td} .

5.4.2 Control de potencia activa y reactiva

La potencia que entrega la fuente inversora a la red eléctrica en el punto de acoplamiento se puede calcular como sigue [2-3,11]:

$$P_s = \frac{3}{2} [V_{sd2} i_{d2} + V_{sq2} i_{q2}] \quad (5.30)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} [V_{sq2} i_{d2} - V_{sd2} i_{q2}] \quad (5.31)$$

donde V_{sd2} y V_{sq2} son los voltajes de la red eléctrica en el marco de referencia dq , por lo tanto, no pueden regularse por el fuente inversora de voltaje. Asumiendo que V_{sq2} es igual a cero, (5.30) y (5.31) pueden reescribirse como [11]

$$P_s = \frac{3}{2} V_{sd2} i_{d2} \tag{5.32}$$

$$Q_s = -\frac{3}{2} V_{sd2} i_{q2} \tag{5.33}$$

Analizando las expresiones anteriores, la potencia activa y reactiva se pueden regular de forma independiente, utilizando i_{d2} y i_{q2} , respectivamente. Entonces, se puede definir que

$$i_{d2ref} = \frac{2}{3V_{sd2}} P_{sref} \tag{5.34}$$

$$i_{q2ref} = -\frac{2}{3V_{sd2}} Q_{sref} \tag{5.35}$$

Si el esquema de control, es lo suficientemente robusto con una respuesta suficientemente rápida, para que $i_{q2} \approx i_{q2ref}$ y $i_{d2} \approx i_{d2ref}$, entonces $P_s \approx P_{sref}$ y $Q_s \approx Q_{sref}$.

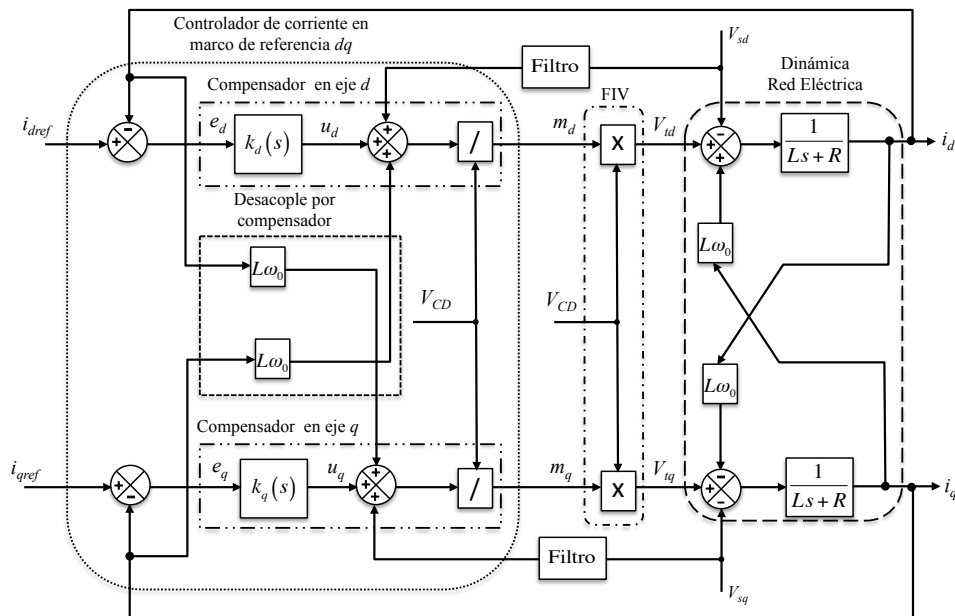


Figura 5.5 Diagrama de bloques del sistema de control de corriente de la fuente inversora de voltaje.

5.4.3 Sintonización del controlador PI de corriente (Versión 1)

Si (5.28) y (5.29) presentan una respuesta dinámica idéntica, solo es necesario diseñar un controlador. Aplicando la transformada de Laplace de (5.28) se obtiene la función de transferencia del sistema autónomo, como sigue:

$$G(s) = \frac{i_{d2}(s)}{u_d(s)} = \frac{1}{sL + R} = \frac{1}{L(s + R/L)} \tag{5.36}$$

donde $L = L_s + L_T$ y $R = R_s + R_T$. Definiendo, la función de transferencia del controlador PI con la forma

$$k_d(s) = \frac{k_p s + k_I}{s} = k_p \left(\frac{s + k_I/k_p}{s} \right) \quad (5.37)$$

donde k_p es la ganancia proporcional del controlador PI y k_I es la ganancia integral del controlador PI. La ganancia del sistema planta-controlador en lazo abierto es [11]

$$l(s) = \frac{k_p (s + k_I/k_p)}{Ls(s + R/L)} = \left(\frac{k_p}{Ls} \right) \left(\frac{s + \frac{k_I}{k_p}}{s + \frac{R}{L}} \right) \quad (5.38)$$

En la ecuación (5.38) se puede observar que la función de transferencia $l(s)$ tiene un polo en $s = -R/L$. Entonces, por los valores de la resistencia e inductancia típicamente utilizados, el polo de la planta está muy cerca del cero, ocasionando que la respuesta natural del sistema es lenta. Entonces para mejorar la respuesta a la frecuencia del sistema en lazo abierto, el polo se puede cancelar por el cero del controlador PI. Por lo tanto, se escoge que

$$\frac{k_I}{k_p} = \frac{R}{L} \text{ y } \frac{1}{\tau} = \frac{k_p}{L} \quad (5.39)$$

donde τ es la constante de tiempo deseada del sistema en lazo cerrado. Sustituyendo el valor de las constantes en (5.38), se obtiene la función de transferencia en lazo cerrado del sistema, de la forma

$$l_{lc}(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (5.40)$$

la cual corresponde a un sistema de primer orden de ganancia unitaria. El coeficiente τ debe ser lo suficientemente pequeño para que la respuesta del sistema sea lo más rápida posible. Sin embargo, el cociente $1/\tau$ deberá ser lo adecuadamente grande, para que el error en estado estacionario de la planta en lazo cerrado sea aproximadamente igual a cero.

5.4.4 Sintonización del controlador PI de corriente (Versión 2)

Normalizando la ecuación (5.36) se obtiene una representación alternativa de la función de transferencia del sistema desacoplado como sigue:

$$G(s) = \frac{\frac{1}{R}}{\frac{L}{R}s + 1} = \frac{k_c}{\gamma s + 1} \quad (5.41)$$

donde $\gamma = L/R$. Se desea sintonizar un controlador PI con la siguiente función de transferencia

$$k_d(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{k_D s} \right) \quad (5.42)$$

La función de transferencia en lazo cerrado planta-controlador es como sigue:

$$H(s) = \frac{k_p k_C (k_D s + 1)}{k_D \gamma s^2 + (1 + k_p k_C) k_D s + k_p k_C} \quad (5.43)$$

el polinomio característico de H(s), se puede factorizar de la siguiente forma:

$$p(s) = s^2 + \frac{(1 + k_p k_C)}{\gamma} s + \frac{k_p k_C}{k_D \gamma} \quad (5.44)$$

Se requiere que la respuesta del sistema de control, tenga la forma estándar de un sistema de segundo orden

$$P(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5.45)$$

igualando (5.44) y el denominador de (5.45), se encuentran los parámetros requeridos del controlador,

$$k_p = \frac{2\xi\omega_n\gamma - 1}{k_C} \quad (5.46)$$

$$k_D = \frac{2\xi\omega_n\gamma - 1}{\omega_n^2\gamma_n} \quad (5.47)$$

5.5 Bus de enlace de corriente directa del CBTB

El objetivo del controlador del bus de CD es eliminar los efectos debido a la perturbaciones provocadas por el cambio de las referencias que utilizan los controladores de las corrientes del lado generador o lado red. El esquema de control del bus de CD debe mantener la tensión en un valor de referencia estable ante cualquier cambio de carga. De la misma forma, el control de potencia activa debe entregar la potencia deseada (en magnitud y sentido del flujo). El diagrama de control para la FIV_g y para la FIV_r, se muestran en las Fig.'s 5.6 y 5.7, respectivamente. P_{sr}^* y Q_{sr}^* en la Fig. 5.7 representan las potencias de referencia que entran al controlador del convertidor lado generador para indicar magnitud y la dirección del flujo de la potencia activa y reactiva, respectivamente.

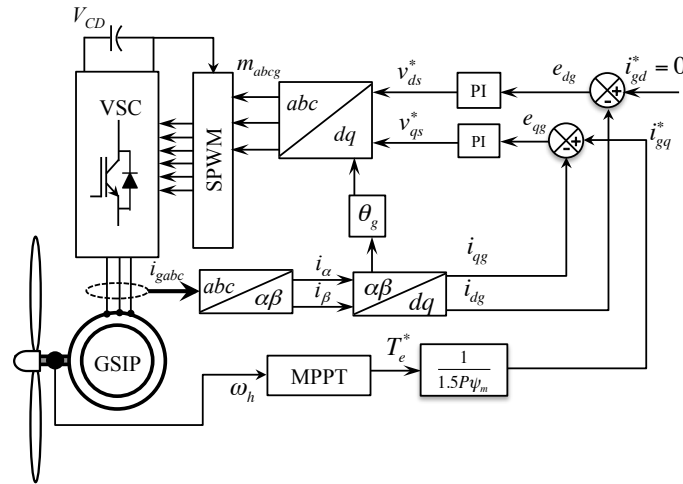


Figura 5.6 Diagrama de bloques del esquema de control para la fuente inversora de voltaje lado generador.

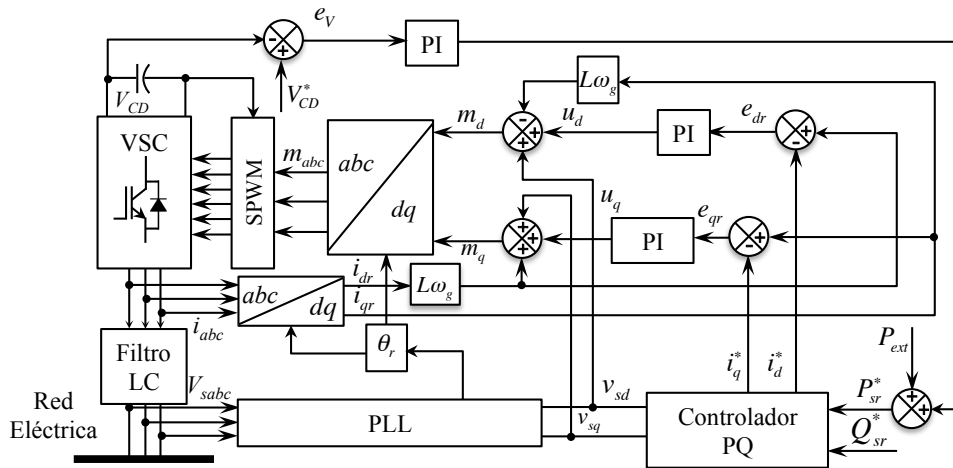


Figura 5.7 Diagrama de bloques del esquema de control para la fuente inversora de voltaje lado red.

5.5.1 Esquema de control para el bus de voltaje de CD

El valor de la potencia activa que puede entregar el CBTB en el lado red al sistema eléctrico convencional esta en función a la respuesta dinámica del bus de CD. La Fig. 5.8 muestra el balance de potencia en el enlace de CD del CBTB, despreciando las pérdidas del convertidor, se puede encontrar que [29]:

$$P_c = P_g - P_{net} \tag{5.48}$$

donde P_c es la potencia que llega al capacitor C , P_g es la potencia activa que entrega el lado generador del CBTB (y envía al bus de CD) y P_{net} es la potencia activa que envía el CBTB lado red para que se inyecte a la red eléctrica. El flujo de potencia al capacitor se puede determinar como sigue:

$$P_c = V_{CD} I_{CD} = V_{CD} C \frac{dV_{CD}}{dt} \tag{5.49}$$

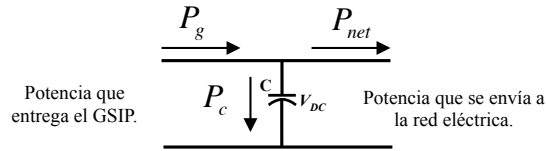


Figura 5.8 Diagrama de flujo de potencia en el bus de CD del CBTB.

De la ecuación anterior, se determina la magnitud de voltaje en el bus de CD, de la siguiente forma

$$P_c = V_{CD}C \frac{dV_{CD}}{dt} = \frac{C}{2} 2V_{CD} \frac{dV_{CD}}{dt} = \frac{C}{2} \frac{dV_{CD}^2}{dt} \tag{5.50}$$

reorganizando la ecuación anterior e integrando ambos lados de la expresión, podemos encontrar que

$$V_{CD}^2 = \frac{2}{C} \int P_c dt \tag{5.51}$$

entonces, la magnitud del voltaje en el bus de CD, se calcula con la siguiente expresión

$$V_{CD} = \sqrt{\frac{2}{C} \int P_c dt} \tag{5.52}$$

Sustituyendo (5.48) en (5.52), el voltaje del enlace de CD, se puede calcular en función de la potencia que entrega el generador y la potencia que recibe la red eléctrica, como

$$V_{CD} = \sqrt{\frac{2}{C} \int (P_g - P_{net}) dt} \tag{5.53}$$

El valor de la potencia referencia, P_{sr}^* , que se transmite a la red se determina comparando la magnitud de voltaje de CD en el capacitor C , con el voltaje deseado en el bus de enlace de CD, V_{DC}^* . La diferencia entre las dos señales entra a un controlador PI que entrega como señal de salida la potencia activa de referencia, P_{sr}^* , Fig. 5.9.

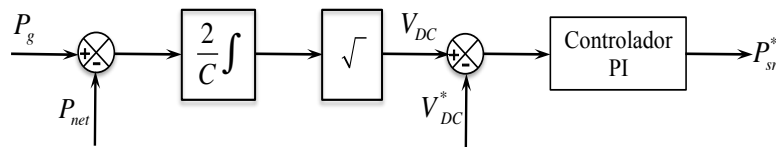


Figura 5.9 Diagrama de bloques para regular el bus de CD y determinar la potencia de referencia que se inyecta a la red eléctrica convencional.

Una desventaja del CBTB, es que el tamaño del capacitor debe ser grande, ya que es el encargado de proveer la energía necesaria para mantener el balance de energía en el CBTB. Para minimizar el tamaño del capacitor, la respuesta dinámica de la ley de control es crítica. Un convertidor con una respuesta transitoria rápida por parte del controlador de la tensión en el bus de CD permite reducir la magnitud

del capacitor y la duración del incremento o decremento (dependiendo de la dirección del flujo de potencia) de la tensión en el bus de CD durante el transitorio.

5.6 Conclusiones

En este capítulo se desarrolla y se propone el modelo dinámico y control del CBTB para un SGE. El conjunto de ecuaciones dinámicas se obtiene utilizando la indiscutible similitud entre la topología de una fuente inversoras de voltaje y un rectificador de voltaje enlazados por un bus de corriente directa.

Los elementos más influyentes, desde el punto de vista operativo, en el CBTB son el capacitor de enlace de voltaje de corriente directa y las fuentes inversoras de voltaje, es por eso que se desarrollan esquemas de control individuales para tales elementos. El modelo desarrollado para las FIV incluye solamente los efectos de la componente fundamental en voltajes y corrientes, suficiente para determinar los alcances del dispositivo. Los modelos propuestos se desarrollaron dentro del marco de referencia de fases *abc* y después se transforman al marco de referencia estacionario del rotor *dq*, con el objetivo de simplificar el modelo y facilitar el diseño de los controladores. Además en los modelos se incluye una representación adecuada de la interacción entre las terminales de CA y CD de la FIV, lo que permite la representación de límites operativos y de control, del SGE. Se diseñan tres esquemas de control para mejorar el desempeño del sistema: a) aprovechar la máxima potencia del viento; b) regulación del voltaje en el bus de corriente directa y; c) inyectar potencia activa y reactiva a la red eléctrica.

En conclusión, el modelo propuesto constituye una herramienta de gran utilidad para establecer de forma precisa el comportamiento y los alcances del CBTB dentro de un SGE; además puede ser implementado directamente en estudios dinámicos dentro de un SEP.

5.7 Referencias

- [1]. G. Herbert, S. Iniyana, D. Amutha, "A review of technical issues on the development of wind farms", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol. 32, pp. 619–641, 2014.
- [2]. M. Saeedifard, R. Iravani, "Dynamic Performance of a Modular Multilevel Back-to-Back HVDC System", *IEEE Transac. on power delivery*, Vol. 25, pp. 2903-2912, 2010.
- [3]. M. Saeedifard, R. Iravani, J. Pou, "A Space Vector Modulation Strategy for a Back-to-Back Five-Level HVDC Converter System" *IEEE Transac. on Industrial Electronics*, Vol. 56, pp. 452-466, 2009.
- [4]. R. Llorente, R. Arantegui, M. Aguado, "Power electronics evolution in wind turbines - A market-based analysis", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol. 15, pp. 4982– 4993, 2011.
- [5]. S. Zhang, K. Tseng, D. Vilathgamuwa, T. Nguyen, X. Wang, "Design of a Robust Grid Interface System for PMSG-Based Wind Turbine Generators", *IEEE Transac. on industrial electronics*, Vol. 58, pp. 316-328, 2011.
- [6]. J. Dai, D. Xu, B. Wu, "A Novel Control Scheme for Current-Source-Converter-Based PMSG Wind Energy Conversion Systems", *IEEE Transac. on power electronics*, Vol. 24, pp. 963-972, 2009.
- [7]. A. Dahbi, M. Hachemi, N. Nait-Said, M. Nait-Said, "Realization and control of a wind turbine connected to the grid by using PMSG", *Energy Conversion and Management*, Vol. 84, pp. 346–353, 2014.
- [8]. E. Mahersi, A. Khedher, M. Mimouni, "The Wind energy Conversion System Using PMSG Controlled by Vector Control and SMC Strategies", *International Journal of Renewable Energy Research*, Vol.3, No.1, pp. 41-50, 2013.

-
- [9]. S. Alepuz, A. Calle, S. Busquets-Monge, S. Kouro, W. Bin, "Use of Stored Energy in PMSG Rotor Inertia for Low-Voltage Ride-Through in Back-to-Back NPC Converter-Based Wind Power Systems" *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 60, pp. 1787-1796, 2013.
 - [10]. F. Merahi, M. Berkouk, "Back-to-back five-level converters for wind energy conversion system with DC-bus imbalance minimization", *Renewable Energy*, Vol. 60, pp. 137-149, 2013.
 - [11]. A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems Modeling, Control, and Applications*, Wiley & Sons, NJ USA, 2010.
 - [12]. F. Cramer, L. Morgon, A. Darling, "The electronic converter for exchange of power", *AIEE American Institute of Electrical Engineers*, vol. 63, pp. 1059-1069, 1944.
 - [13]. M. Noroozian, K. Abdel-Aty, A. Keri, "The Potential Use of Voltage-Sourced Converter-Based Back-to-Back Tie in Load Restorations", *IEEE Transac. on Power Delivery*, vol. 18, pp. 1416-1421, 2003.
 - [14]. J. Arrillaga, Y. Liu, N. Watson, N. Murray, *Self-Commutating Converters for High Power Applications*, Wiley & Sons, London UK, 2009.
 - [15]. M. Muyeen, A. Al-Durra, J. Tamura, "Variable speed wind turbine generator system with current controlled voltage source inverter", *Energy Conversion and Management*, Vol. 52, pp. 2688-2694, 2011.
 - [16]. E. Haque, M. Negnevitsky, K. Muttaqi, "A Novel Control Strategy for a Variable-Speed Wind Turbine With a Permanent-Magnet Synchronous Generator", *IEEE Transac. on Industry Applications*, Vol. 46, pp. 331-339, 2010.
 - [17]. A. Magri, F. Giri, G. Besanc-on, A. Fadili, L. Dugard, F. Chaoui, "Sensorless adaptive output feedback control of wind energy systems with PMS generators", *Control Engineering Practice*, Vol. 21, pp. 530-543, 2013.
 - [18]. L. Shuhui, A. Haskew, L. Xu, "Conventional and novel control designs for direct driven PMSG wind turbines", *Electric Power Systems Research*, Vol. 80, pp. 328-338, 2010.
 - [19]. J. Yan, H. Lin, Y. Feng, Z. Zhu, "Control of a grid-connected direct-drive wind energy conversion system", *Renewable Energy*, Vol. 66, pp. 371-380, 2014.
 - [20]. L. Shuhui, T. A. Haskew, R. P. Swatloski, W. Gathings, "Optimal and Direct-Current Vector Control of Direct-Driven PMSG Wind Turbines," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 27, pp. 2325-2337, 2012.
 - [21]. I. Kortabarria, J. Andreu, I. Martínez, J. Jiménez, J. Gárate, E. Robles, "A novel adaptative maximum power point tracking algorithm for small wind turbines", *Renewable Energy*, Vol. 63, pp. 785-796, 2014.
 - [22]. K. Hong-Woo, K. Sung-Soo, K. Hee-Sang, "Modeling and control of PMSG-based variable-speed wind turbine", *Electric Power Systems Research*, Vol. 80, pp. 46-52, 2010.
 - [23]. B. Wu, Y. Lang, S. Kouro, *Power Conversion and Control of Wind Energy Systems*, IEEE Press, USA, 2011.
 - [24]. A. Uehara, A. Pratap, T. Goya, T. Senjyu, A. Yona, N. Urasaki, T. Funabashi, "A Coordinated Control Method to Smooth Wind Power Fluctuations of a PMSG-Based WECS", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 26, pp. 550-558, 2011.
 - [25]. M. Chinchilla, S. Arnaltes, J. C. Burgos, "Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 21, pp. 130-135, 2006.
 - [26]. I. Munteanu, A. Iuliana B., N. A. Cutululis, E. Ceanga, *Optimal control of Wind Energy Systems*, Springer, London UK, 2008.
 - [27]. H. Nguyen, N. Subbaram, "Advanced Control Strategies for Wind Energy Systems: An Overview", *IEEE PES Power Systems Conference & Exposition*, Vol 1, pp. 1-8, 2011.
 - [28]. J. Choi, S. Sul, "Fast Current Controller in Three-Phase AC/DC Boost Converter Using d-q Axis Cross coupling", *IEEE Trans. on Power Electronic*, vol. 13, pp.179-185, 1998.
 - [29]. O. Anaya-Lara, N. Jenkins, J. Ekanayake, P. Cartwright and M. Hughes, *Wind Energy Generation Modelling and Control*, Wiley & Sons, London UK, 2009.

Capítulo 6

CONTROL DEL SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICO

6.1 Introducción

En este capítulo se diseñan dos estrategias de control para regular el flujo de potencia entre el sistema eólico de generación de energía eléctrica (SEGEE) y el sistema eléctrico de potencia mediante un CBTB. Para la regulación del SEGEE se seleccionan dos estrategias de control basadas en la teoría de sistemas lineales y redes neuronales. El objetivo de plantear las dos estrategias tiene como fin establecer una comparativa en su desempeño cuando el sistema se somete ante diferentes condiciones operativas y perturbaciones internas o externas. El sistema de generación impulsado por viento esta compuesto por una turbina eólica, un GSIP, un CBTB, un seguidor de fase, un controlador lado red y lado generador. Se diseñan dos seguidores de fase para sincronizar en frecuencia y en ángulo el SEGEE y la red eléctrica en el nodo de interconexión para el intercambio de potencia. Con la adecuada sintonización de todos los reguladores es posible inyectar la cantidad exacta de flujo de corriente solicitada con los estándares de calidad descritos en los códigos de red. Esencialmente el presente capítulo está dedicado a exponer y discutir los resultados obtenidos de las simulaciones implementadas para cada caso de estudio.

6.2 Sincronización a la red eléctrica

Una red eléctrica se clasifica como un sistema dinámico complejo sometido a diferentes perturbaciones internas o externas, como son: conexión y desconexión continuas de cargas lineales y no lineales, disturbios ocasionados por descargas atmosféricas, errores de operación del equipo dentro de las subestaciones, etc. Estos eventos ocasionan que los valores en estado estable del sistema no

permanecen constantes cuando un convertidor de potencia se conecta a la red eléctrica. El esquema de control del SGE debe medir en cada instante de tiempo las variables eléctricas del sistema eléctrico para sincronizar correctamente los disparos del CBTB lado red. La sincronización a la red eléctrica se refiere a la conexión del sistema eólico de generación de energía eléctrica con el sistema eléctrico convencional. Para este proceso es indispensable utilizar dispositivos seguidores de fase que permitan el enlace con el sistema eléctrico, denominados PLL [1-3]. Los convertidores basados en electrónica de potencia que utilizan los sistemas de generación no convencionales deben de medir con precisión las variables de la red en el punto de conexión para conocer su magnitud y compararlos con los requerimientos de los códigos de red. Si el sistema de control no lleva a las variables de salida a los valores requeridos o se sale de los estándares de calidad, el sistema automáticamente debe de desconectarse para evitar disturbios o disminuir los márgenes de estabilidad del sistema eléctrico de potencia.

6.2.1 Seguidores de fase (PLL's)

Los seguidores de fase o PLL's son circuitos que hacen que el comportamiento de un sistema (convertidor de potencia) siga el desempeño de otro (red eléctrica convencional), de forma más precisa el PLL es un circuito que sincroniza en frecuencia y en fase con una señal de referencia que se obtiene en el punto común de conexión entre los dos sistemas. En estado de sincronización el error de fase entre la señal de salida y la de referencia debe ser cero[4].

En general, los PLL's consisten de tres bloques: a) un oscilador controlado por voltaje, b) un detector de fase y c) un filtro sintonizado a la frecuencia fundamental del sistema [4-5]. Para realizar la sincronización, el detector de fase realiza una comparación entre la señal de referencia y la salida del oscilador controlado, generando una señal de error que procesa el filtro compensador para que el oscilador entregue un mínimo de error.

La comparación que realiza el detector de fase ocurre en cada flanco de subida de la señal de referencia, el detector de fase produce un voltaje de error pulsante que tiene un ancho de pulso igual a la diferencia de fase entre las dos señales. El filtro procesa la señal pulsante de error para entregar un voltaje de corriente directa para el regulador del oscilador controlado por voltaje [6-7]. Las señales más importantes de los PLL's son: la señal de entrada o referencia, la frecuencia de la señal de entrada, la señal de salida del oscilador controlado por voltaje, la frecuencia de la señal de salida del oscilador controlado, la salida del detector de fase, la señal de salida del filtro y el error de fase entre las señales de entrada y salida [6].

6.2.2 Diseño del seguidor de fase

A continuación se diseñan y sintonizan dos PLL's para analizar su comportamiento en estado estacionario y en estado transitorio ante diferentes condiciones operativas de la red o señal de referencia. La principal tarea del sistema seguidor de fase del convertidor lado red es realizar las mediciones para calcular la componente de secuencia positiva a la frecuencia fundamental del sistema eléctrico convencional. Una representación general para determinar el vector de voltaje de secuencia positiva-negativa a la frecuencia fundamental con su respectiva componente de n -orden de secuencia positiva o negativa se puede determinar como sigue [6]:

$$v_{abc} = v_{abc}^{+1} + v_{abc}^n = V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos(n\omega t) \\ \cos\left(n\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(n\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

donde $n > 0$ para una componente de secuencia positiva y $n < 0$ para una secuencia negativa. El vector de voltaje de (6.1) se puede transformar a un marco de referencia estacionario cartesiano $\alpha\beta$ utilizando una versión reducida de la transformada de Clarke, como se muestra a continuación

$$v_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] v_{abc} = \sqrt{\frac{3}{2}} V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} V^n \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

donde

$$T_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

El vector de voltaje de (6.1) también se puede transformar a un marco de referencia estacionario cartesiano dq utilizando una versión reducida de la transformada de Park (5.4), de la siguiente forma

$$v_{dq} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = [T_{dq}] v_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{3}{2}} V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta) \\ \sin(\omega t - \theta) \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} V^n \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta) \\ \sin(\omega t - \theta) \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

donde

$$T_{dq} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega(t) \quad (6.6)$$

siendo θ la posición angular del marco de referencia dq . Asumiendo que el marco de referencia dq gira en sincronía con el vector de voltaje de secuencia positiva, donde el eje d esta en la misma dirección que el vector de voltajes de secuencia positiva v^{+1} , donde $\theta = \omega t$, entonces la expresión (6.4) se puede escribir como:

$$v_{dq} = \sqrt{\frac{3}{2}} V^{+1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} V^n \begin{bmatrix} \cos((n-1)\omega t) \\ \sin((n-1)\omega t) \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

El módulo y la posición angular del vector de voltajes $|v|$ y θ se pueden calcular:

$$|v| = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} = \sqrt{\frac{3}{2} \left[(V^{+1})^2 + (V^n)^2 + 2V^{+1}V^n \cos((n-1)\omega t) \right]} \quad (6.8)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{v_\alpha}{v_\beta} = \omega t + \tan^{-1} \frac{v_q}{v_d} = \omega t + \tan^{-1} \left[\frac{V^n \sin((n-1)\omega t)}{V^{+1} + V^n \cos((n-1)\omega t)} \right] \quad (6.9)$$

Las ecuaciones (6.6, 6.9) indican que la magnitud del voltaje y la frecuencia del sistema trifásico no son constantes. Para calcular la amplitud y la posición angular de la componente de secuencia positiva no se pueden determinar de la medición del vector de voltaje v . Para diseñar el seguidor de fase, hay que insertar un esquema de control para regular a cero el voltaje de cuadratura de la red $v_{sq}(t) = 0$. En la literatura reciente se proponen diferentes esquemas de control para realizar esta tarea, en este trabajo se emplea la siguiente ley de control [8]:

$$\omega(t) = H(p) + v_{sq}(t) \quad (6.10)$$

donde $H(p)$ es la función de transferencia del compensador y $p=d()/dt$ es el operador derivada. Definiendo $v_{sq}(t) = |V_s| \sin(\omega_0 t + \theta_0 - \theta)$ y sustituyendo (6.10) en (6.6) se obtiene que

$$\frac{d\theta}{dt} = H(p) + |V_s| \sin(\omega_0 t + \theta_0 - \theta) \quad (6.11)$$

La ecuación (6.11) define al seguidor de fase como un sistema dinámico no lineal [8, 3]. La tarea de PLL es que θ alcance el valor de $\omega_0 t + \theta_0$. La Fig. 6.1 muestra el diagrama esquemático del PLL que se obtiene a partir de las ecuaciones (6.4, 6.6 y 6.8). En la figura se puede observar que el seguidor de fase realiza la transformación de marco de referencia de abc a dq y ajusta la velocidad rotacional en el marco de referencia dq , de esta forma en condiciones de estado estacionario $v_{sq}(t) = 0$. El oscilador controlado por voltaje realiza las funciones del integrador que aparece en la Fig. 6.1.

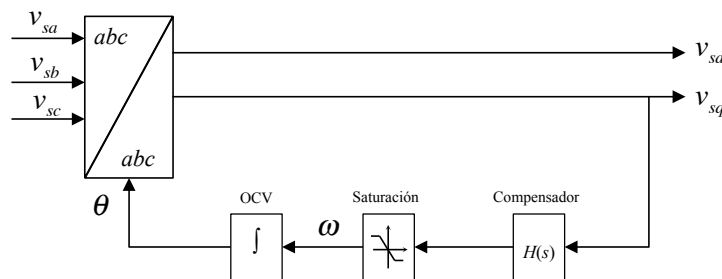


Figura 6.1 Diagrama esquemático del seguidor de fase basado en un compensador en adelante.

6.2.3 Esquema de control del seguidor de fase basado en compensadores en adelante

El desempeño dinámico del PLL depende del sistema de control $H(s)$. Considerando el diagrama de bloques de la Fig. 6.2 se puede observar que la señal de referencia, $\omega_0 t + \theta_0$, tiene una componente constante (θ_0) y una función rampa ($\omega_0 t$).

El esquema de control del seguidor de fase debe incluir un integrador para que θ siga la trayectoria de la componente constante y el error en estado estacionario sea igual a cero, como se muestra en la Fig. 6.2. De la misma forma, si se desea que el error de la respuesta para una señal rampa sea cero, en estado estable, se deben incluir al menos dos integradores en la ley de control que se diseña más adelante. Por lo tanto, la función de transferencia $H(s)$ debe tener al menos un término integral (un polo en $s=0$), los polos y ceros se colocan en función a la respuesta en frecuencia del PLL.

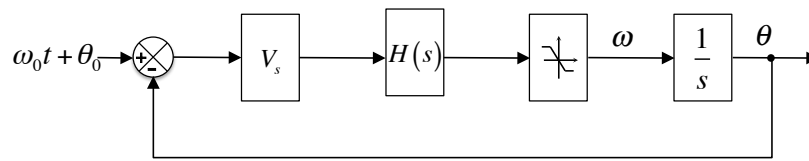


Figura 6.2 Diagrama de bloques del esquema de control del PLL.

El margen de estabilidad de la planta-compensador se determina en función al margen de fase y el margen de ganancia de la ec. (6.11). Para eliminar el rizo debido a los componentes armónicos de V_{sq} se incluyen un par de polos conjugados complejos en $H(s)$. Además, se requiere que la magnitud de la ganancia en lazo cerrado sea -40 dB en $2\omega_0$, por lo tanto, se agregan dos polos reales en $s=-2\omega_0$. Por todo lo anterior, $H(s)$ queda como sigue [2,6]:

$$H(s) = \left(\frac{h}{V_{sn}} \right) \frac{s^2 + (2\omega_0)^2}{s(s + 2\omega_0)^2} G_c(s) \quad (6.12)$$

donde V_{sn} es el valor nominal de V_s y $G_c(s)$ es el controlador para regular V_{sq} . Las especificaciones que debe cumplir el compensador son: margen de fase 90° y frecuencia de corte $\omega_c = 200$ rad/seg. Como el aumento en el margen de fase es demasiado grande se utilizan dos compensadores en adelante en cascada para que cada uno agregue 45° [8]. La función de transferencia de $G_c(s)$ es de la forma:

$$G_c(s) = \left(\frac{s + \omega_m \sqrt{\alpha}}{s + \omega_m / \sqrt{\alpha}} \right) \left(\frac{s + \omega_m \sqrt{\alpha}}{s + \omega_m / \sqrt{\alpha}} \right) \quad (6.13)$$

donde

$$\alpha = \frac{1 + \sin \phi_m}{1 - \sin \phi_m}$$

ϕ_m es el ángulo de adelanto de fase máximo y ω_m es la frecuencia en el punto tangente. Si $\phi_m = 45^\circ$ y $\alpha = 5.8284$.

$$G_c(s) = \left(\frac{s + 82.8429}{s + 482.8416} \right) \left(\frac{s + 82.8429}{s + 482.8416} \right) \quad (6.14)$$

Substituyendo (6.14) en (6.12), se puede encontrar la función de transferencia en lazo abierto del diagrama de bloques de la Fig. 6.2 como sigue:

$$H(s) = \frac{h}{V_{sn}} \frac{s^2 + 568,489.213}{s(s^2 + 1,507.964s + 568,489.213)} \frac{s^2 + 165.685s + 6,862.946}{s^2 + 965.6832s + 233,136.011} \quad (6.15)$$

Si se escoge $h/V_s = 685.42$ para que $|G_c(j200)| = 1$, entonces se obtiene la función de transferencia total del compensador

$$H(s) = \frac{h}{V_{sn}} \frac{685.42(s^2 + 568,489.213)}{s(s^2 + 1,507.964s + 568,489.213)} \frac{s^2 + 165.685s + 6,862.946}{s^2 + 965.6832s + 233,136.011} \left[\frac{\text{rad}}{\text{seg.}} / V \right] \quad (6.16)$$

La ec. (6.16) es un sistema lineal de quinto orden que describe el comportamiento dinámico del PLL más compensador.

Caso 1

La Fig. 6.3 muestra la respuesta transitoria del seguidor de fase cuando se desea conectar al punto de conexión trifásico entre el sistema de generación de energía eólico y la red eléctrica convencional. En la Fig. 6.3 se puede observar que la salida del compensador está saturado en 55 Hz durante los primeros 0.04 seg. La gráfica indica que la respuesta transitoria del sistema planta-compensador presenta una duración de aproximadamente 0.1 seg., después V_{qs} tiende a cero y el PLL alcanza la frecuencia nominal de sistema eléctrico convencional.

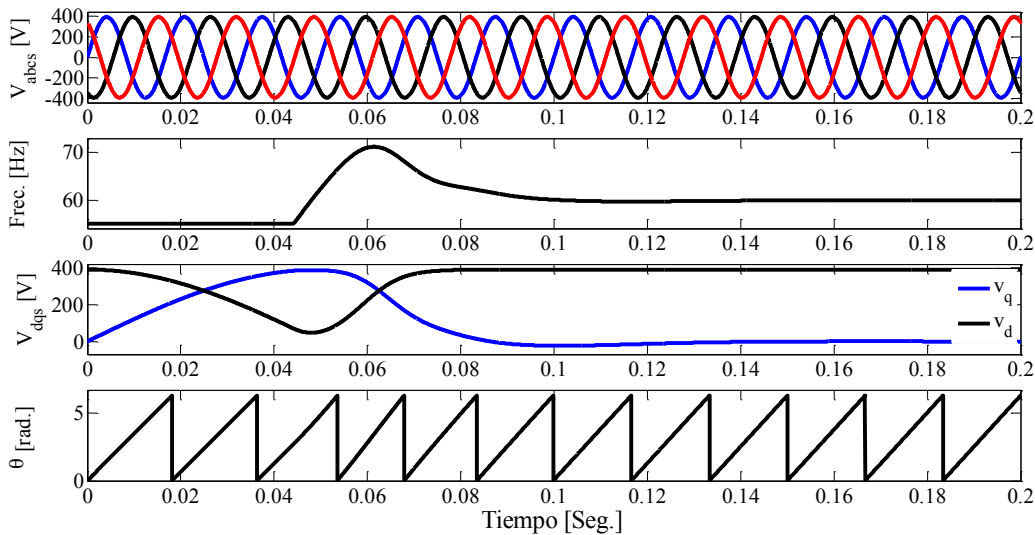


Figura 6.3 Respuesta dinámica del seguidor de fase con compensadores en adelanto.

Caso 2

En la Fig. 6.4 se observa la respuesta dinámica del PLL cuando en el sistema eléctrico presenta un desbalanceo en magnitud en dos fases del sistema. En este caso, se asume que todo el sistema se encuentra funcionando en estado estable antes de la falla. La Fig. 6.4 indica que el desbalanceo inicia

en 0.05 seg. y el sistema regresa a condiciones iniciales en 0.15 seg. El desbalance consiste en la depresión de voltaje en las fases *A* y *C* de 391 a 260 volts. La simulación demuestra que los voltajes V_{dqs} presentan un rizo con frecuencia de 120 Hz debido a la componente de secuencia negativa de V_{abcs} . El rizo que se presenta en los voltajes se elimina debido a la acción del compensador $H(s)$. La respuesta de la frecuencia $\omega/2\pi$ presenta una respuesta transitoria con duración aproximada de 0.025 seg. con una sobreelongación máxima de 1 Hz, cuando se presenta o se elimina la perturbación, Fig. 6.4.

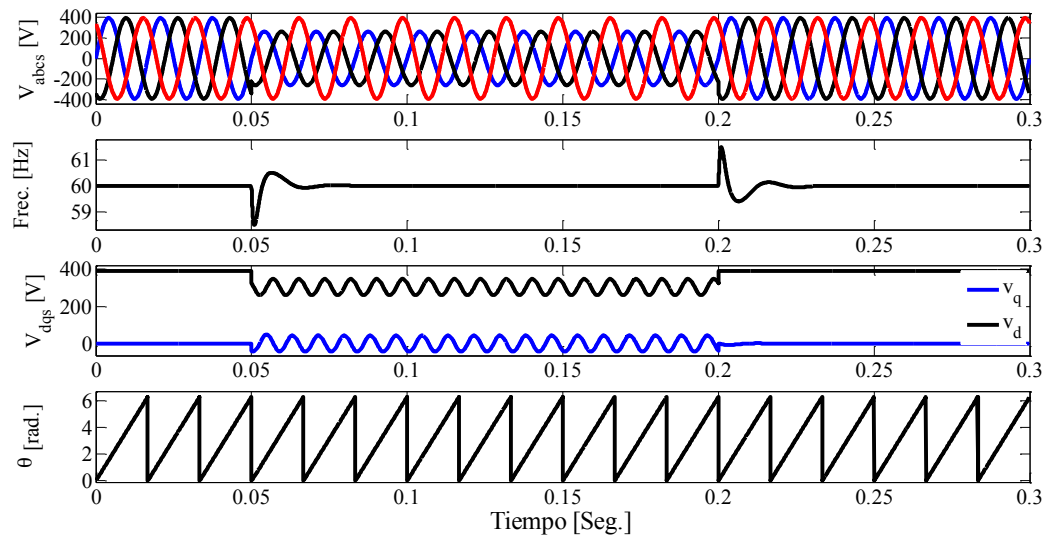


Figura 6.4 Respuesta dinámica del seguidor de fase con compensadores en adelante ante un desbalanceo de voltaje en dos fases del sistema trifásico.

Caso 3

En la Fig. 6.5 aparece el comportamiento dinámico del seguidor de fase cuando se presenta una variación en la frecuencia del sistema eléctrico. La perturbación consiste en una desviación de la velocidad angular $\omega_0=2\pi(61.5)=386.416$ rad/seg, a los 0.05 seg., y regresa a las condiciones iniciales a los 0.2 seg. La Fig. 6.5 indica que la respuesta transitoria de la frecuencia dura aproximadamente 0.05 seg. antes de alcanzar el valor deseado. La respuesta de los voltajes V_{dqs} regresan rápidamente a los valores de estado estable, como se muestra en la Fig. 6.5.

6.2.4 Esquema de control del seguidor de fase basado en un controlador PID

Tomando como base la estructura del PLL anterior, los compensadores en adelante se sustituyen por un controlador PID, para conocer el comportamiento del seguidor de fase cuando se utiliza otro esquema de control [9]. En la Fig. 6.2 se puede apreciar el diagrama a bloques del PLL compuesto por el filtro, un integrador y el compensador $H(s)$. Se propone utilizar un controlador PID para conocer su respuesta transitoria cuando existen diferentes condiciones operativas en la red eléctrica y tener opciones para seleccionar el esquema de control que presente mejor desempeño dinámico V_{ds} y frecuencia (f).

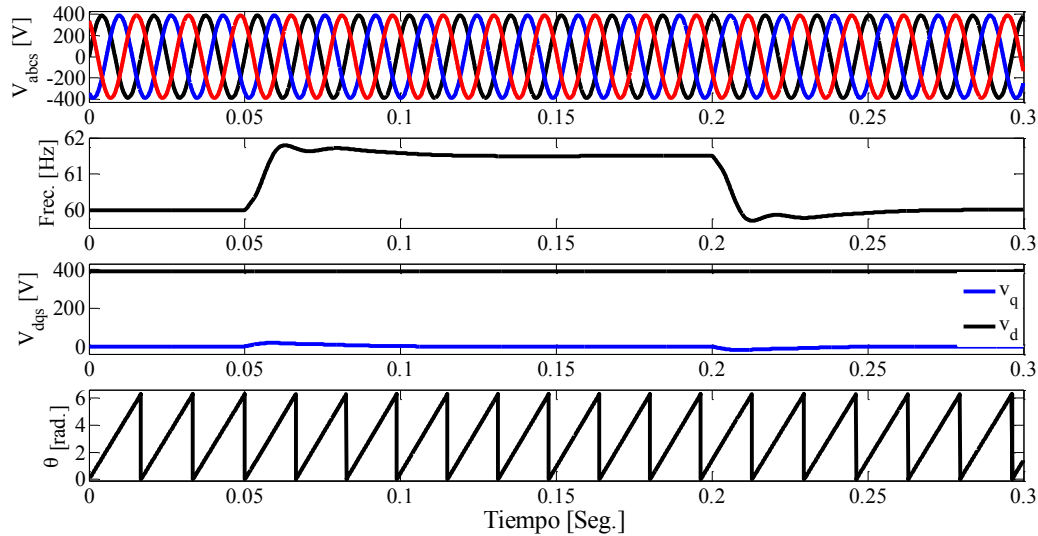


Figura 6.5 Respuesta dinámica del seguidor de fase con compensadores en adelante ante una variación de frecuencia.

Para obtener las ganancias del sistema de control se utiliza el diagrama de Bode de la función de transferencia (6.12), que se muestra en la Fig. 6.6. El diagrama de bode de la Fig. 6.6 muestra que el sistema tiene una frecuencia de transición de $\omega_{0db}=393$ rad/s y margen de fase $MF=35^\circ$. El control PI pretende que el sistema tenga un margen de fase deseado de aproximadamente $MF_d=60^\circ$.

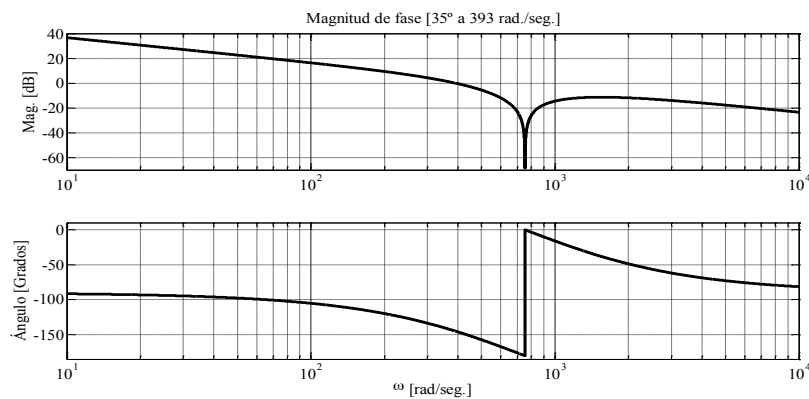


Figura 6.6. Respuesta a la frecuencia del seguidor de fase sin compensador.

La nueva frecuencia de transición se obtiene a partir del ángulo de la respuesta en la frecuencia de $H(s)$ más un ángulo de remanente de fase $\theta=8^\circ$.

$$\angle G(j\omega) = 180^\circ + MF_d + \theta = -180^\circ + 60^\circ + 8^\circ = -112^\circ$$

La nueva frecuencia de transición ω'_{0db} se ubicara a los -112° de la curva de fase del sistema sin compensar. Se buscan los -112° en el diagrama de fase del sistema, Fig. 6.7, donde se encuentra la nueva frecuencia de transición es $\omega'_{0db}=149$ rad/s, buscando el valor de la ganancia se localizan 12.6 dB. La frecuencia del cero del compensador PI es:

$$\omega_0 = \frac{1}{a} = \frac{\omega_{0dB}}{8} = 18.625 \text{ rad / seg.}$$

donde $a=k_p/k_I$. Entonces, se puede encontrar que las constantes del controlador PI ($k_p=0.2344$ y $k_I=4.3661$). El coeficiente derivativo se selecciona para aumentar la estabilidad relativa del sistema, la cual se puede medir mediante el sobreimpulso máximo, se selecciona $k_D=0.0023$. En la Fig. 6.7 se puede observar la comparación del diagrama de Bode del sistema sin compensar y del sistema compensado, el diagrama de fase muestra que en el sistema planta-compensador tiene un MF=60.5°, muy aproximado al valor deseado.

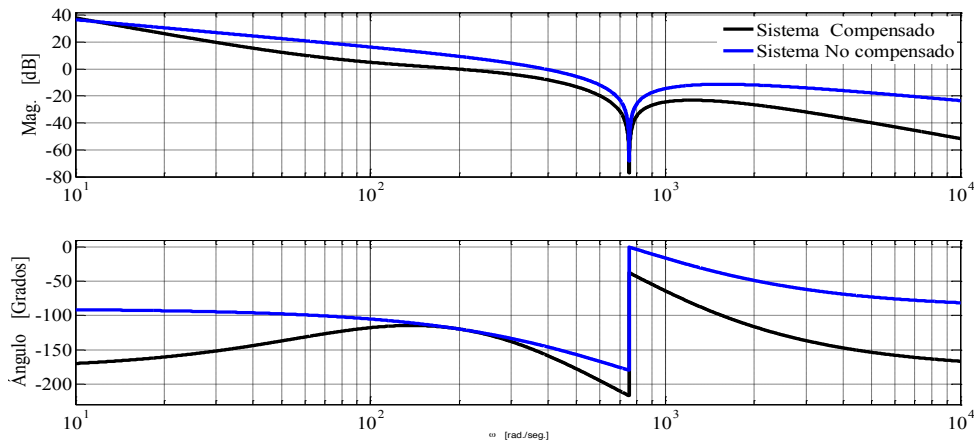


Figura 6.7 Respuesta a la frecuencia del sistema del PLL sin compensar y compensado.

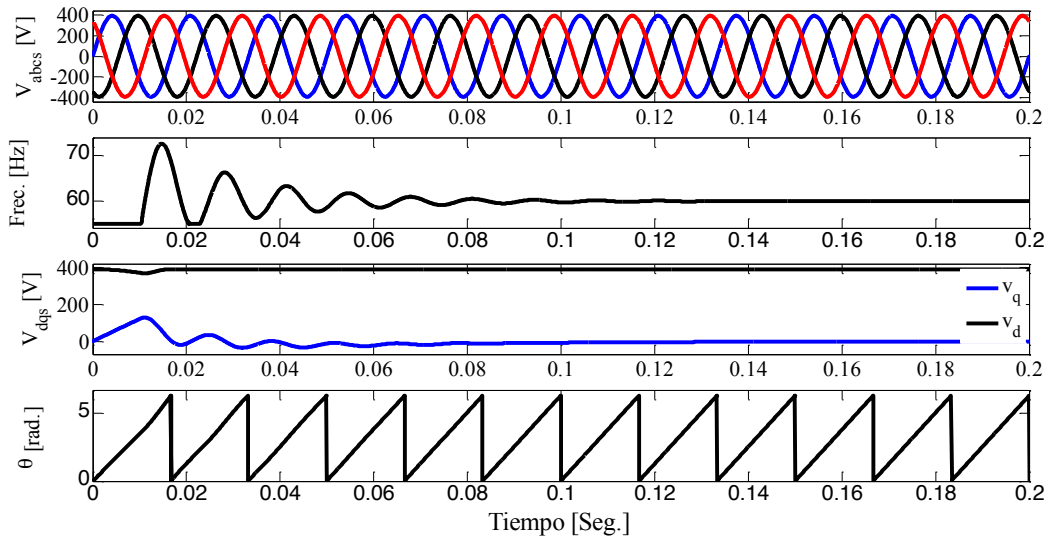


Figura 6.8 Respuesta dinámica del seguidor de fase con controlador PID.

Caso 1

La Fig. 6.8 muestra la respuesta transitoria del seguidor de fase regulado con un controlador PID, cuando conecta al bus común entre el SEGEE y la red eléctrica convencional. En la Fig. 6.8 se puede observar que la salida del compensador esta saturado en 55 Hz durante los primeros 0.01 seg. La gráfica indica que la respuesta transitoria del sistema planta-controlador presenta una duración de

aproximadamente 0.1 seg., después V_{qs} tiende a cero y el PLL alcanza la frecuencia nominal de sistema eléctrico convencional (60 Hz). La diferencia entre la respuesta transitoria del compensador en adelante y el controlador PID se manifiesta principalmente en el desempeño de los voltajes V_{dqs} . En la Fig. 6.8 se puede apreciar que el transitorio de V_{dqs} es mucho menor en magnitud y en tiempo de establecimiento, comparado con el que se presenta en la Fig. 6.3.

Caso 2

En la Fig. 6.9 se observa la respuesta transitoria del PLL cuando se presenta un desbalanceo en magnitud en dos fases del sistema eléctrico. De la misma forma, se asume que todo el sistema se encuentra operando en estado estable. La Fig. 6.9 indica que el desbalanceo inicia en 0.05 seg. y el sistema regresa a condiciones iniciales en 0.15 seg. El desbalanceo consiste en la depresión de voltaje en las fases A y C de 391 a 260 volts. La simulación demuestra que los voltajes V_{dqs} presentan un rizo con frecuencia de 120 Hz debido a la componente de secuencia negativa de V_{abcs} . El rizo que se presenta en los voltajes se elimina debido a la acción del controlador PID. La respuesta de la frecuencia $\omega/2\pi$ presenta una respuesta transitoria con duración de aproximada de 0.028 seg. con una sobreelongación máxima de 15 Hz, cuando se presenta o se elimina la perturbación, como lo indica la Fig. 6.9.

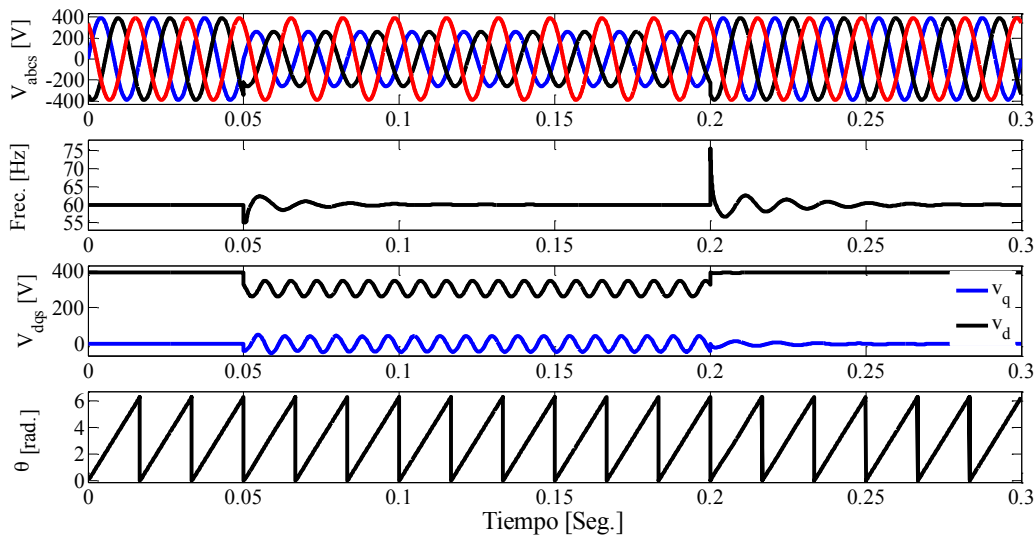


Figura 6.9 Respuesta dinámica del seguidor de fase con controlador PID ante un desbalanceo de voltaje en dos fases del sistema trifásico.

Caso 3

A continuación se presenta el análisis transitorio cuando la frecuencia del sistema cambia su valor a los 0.05 segundos de 60 a 61.5 Hz, regresando a 60 Hz a los 0.20 segundos del tiempo de simulación. El comportamiento dinámico del sistema planta-controlador PID se muestra en la Fig. 6.10. En la gráfica se puede observar que el valor de la frecuencia presenta un transitorio menor a 0.05 seg. cuando la frecuencia cambia de 60 a 61.5 Hz. V_{ds} no se afecta con la perturbación, mientras que V_{qs} presenta transitorios con un tiempo de establecimiento de 0.1 seg. y sobreimpulso máximo de 6 volts cuando se presentan los cambios de frecuencia en la red eléctrica.

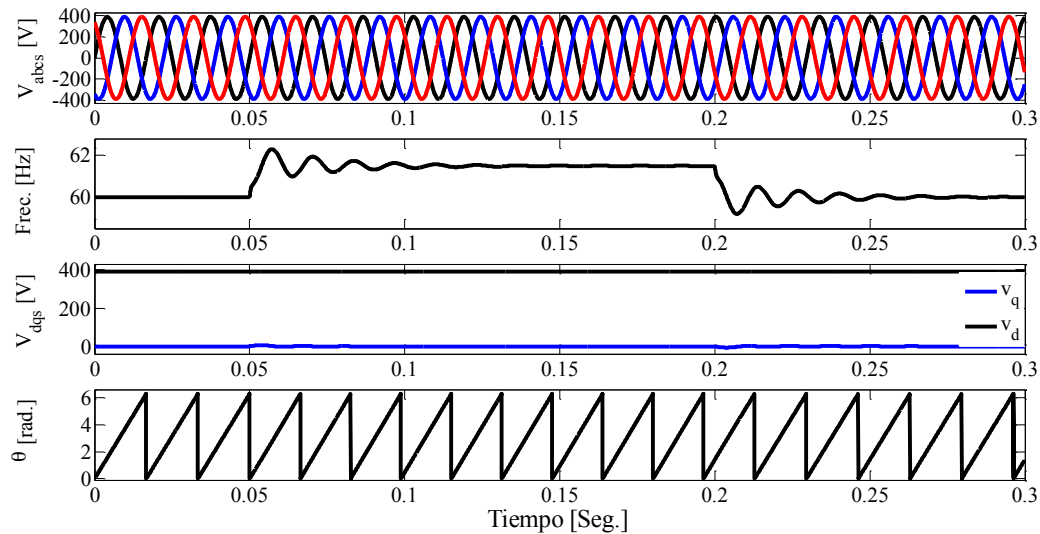


Figura 6.10 Respuesta dinámica del seguidor de fase regulado con un PID ante una variación de frecuencia en el bus de la compañía suministradora.

6.3 Control neuronal del sistema de generación eólico

En las últimas dos décadas, se ha incrementado el diseño de sistemas de control utilizando RNA por su capacidad de adaptarse a diversos problemas de ingeniería y aplicaciones industriales [10-11]. Los esquemas de control que utilizan RN's se emplean para regular sistemas dinámicos complejos debido a la incertidumbre paramétrica, dinámica desconocida y no linealidad en sus ecuaciones diferenciales [12-13]. Las redes neuronales de entrenamiento instantáneo (BSNN por sus siglas en inglés) presentan características favorables comparadas con otras redes inteligentes, por ejemplo: la RNA de retropropagación (BP) y la RNA de función base radial (RBF). Por definición una BSNN convierte los patrones de entrada a sus correspondientes pesos evitando un gran número de cálculos. Por otro lado, las redes neuronales BP y RBF requieren un entrenamiento con mayor número de cálculos y algunas veces las RN's de BP no convergen o requieren demasiado tiempo para su entrenamiento. Con estas ventajas las BSNN ofrecen una alternativa atractiva respecto a otros modelos neuronales, por lo cual se utilizan para el control de aplicaciones robustas, filtros adaptativos, control en tiempo real, modelado de sistemas no lineales y reconocimiento de patrones [14-17]. Con la estrategia de entrenamiento en línea y adaptable se asegura su actualización para alcanzar la trayectoria de control deseada. De esta forma se elimina el problema de seleccionar un conjunto de datos de entrenamiento para que el modelo neuronal realice la tarea deseada, que se presenta con el perceptrón multicapa con un entrenamiento fuera de línea [18].

Para construir el controlador con la BSNN, se deben especificar algunos parámetros de diseño, por ejemplo el orden de la función base, la relación de aprendizaje y la distribución de los puntos de control. Una vez definidos estos parámetros y con el conocimiento previo del sistema por parte del diseñador, la BSNN se adapta en función a la señal de error que llega a la entrada [19]. Debido a su naturaleza, estos parámetros solo se tienen que especificar una vez, y el control neuronal se adapta instantáneamente a los cambios que se puedan presentar en el sistema como resultado del

entrenamiento en línea [20]. De manera similar al ejemplo que se presenta en el capítulo 4, la definición de estos parámetros dan la pauta para un buen desempeño de la red neuronal. Por tal motivo, es necesario hacer un análisis general sobre las características de las principales variables del SEGEE que se van controlar, en este caso son: la magnitud de voltaje en el bus de corriente directa del CBTB, la extracción de la máxima potencia del GSIP y los parámetros de la potencia inyectada a la red eléctrica, Fig. 6.1.

Se sabe que el control del SEGEE se realiza mediante la regulación de las corrientes del CBTB bajo un esquema SPWM que cuenta con cuatro entradas de control m_{dq} , dos para el control del lado generador y las restantes para regular el lado red. En esta primera aproximación se considera que la variable de control únicamente es la relación de modulación de la FIV_r, y por su parte el ángulo se mantiene igual con el ángulo del voltaje en el nodo de interconexión. Se propone emplear cinco redes neuronales, dos para cada señal de control de la FIV lado generador, una para regular el voltaje de CD en el CBTB y dos para cada señal de control de la FIV lado red [21-22].

Para realizar el entrenamiento en línea de la BSNN se requiere una señal de error, que se define como la diferencia entre la variable real y el valor de referencia. Entonces, es necesario analizar las posibilidades que se tienen para este sistema. Por ejemplo, se pueden tener disponibles mediciones de voltajes, corrientes, frecuencia de la red, potencias activas y reactivas en ambos lados del CBTB y en el bus de interconexión con el sistema eléctrico convencional. Por tal motivo, es congruente emplear la medición de la magnitud de las corrientes en los nodos controlados y compararlas con un valor de referencia previamente establecido, para calcular la señal de error. Para este modelo, esta diferencia se considera como el error empleado en la actualización de los pesos en el entrenamiento, ec. (4.9), y obtener la señal controlada que permita llevarlo a cero.

Hasta este momento se ha establecido cuáles son las señales de salida de cada BSNN. La entrada del controlador neuronal se define de forma similar, estableciendo características y propiedades del sistema y de la red neuronal, para determinar la señal más apropiada para el control de las variables de salida del SGE. Se establecen las siguientes entradas de error a la red: a) la diferencia entre las corrientes deseadas en el marco de referencia dq y la magnitud de corriente en lado generador del CBTB, e_{dg} y e_{qg} ; para el controlador lado generador con relación de modulación, m_{abcg} , Fig. 6.11; b) la diferencia entre el voltaje de referencia en el bus de CD y el voltaje en el capacitor, e_V , para calcular la corriente de referencia en eje directo lado red, i_d^* y; c) la diferencia entre las corrientes deseadas en el marco de referencia dq y la magnitud de corriente en lado red del CBTB, e_{dr} y e_{qr} ; para el controlador lado red con modulación, m_{abcr} ; Fig. 6.12 [10-11, 19-20, 22-23]. A diferencia, de los controladores PI que se calculan para un solo punto de operación y con parámetros fijos, el controlador neuronal propuesto resulta más simple y tiene la capacidad de adaptarse. La actualización de los pesos se realiza cuando se modifican los parámetros del SGE o del SEP.

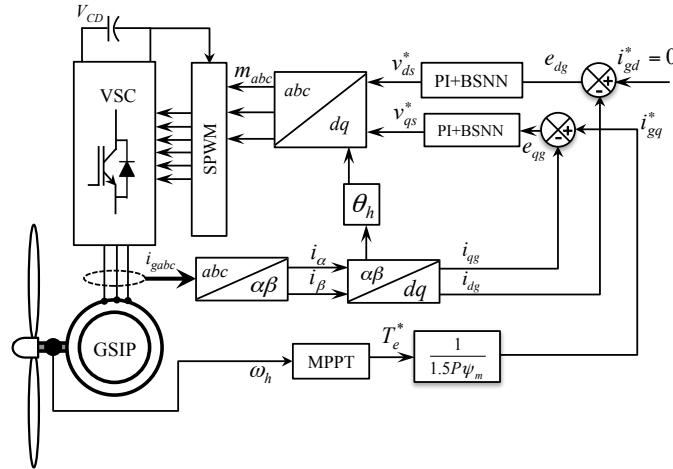


Figura 6.11 Diagrama de bloques del esquema de control adaptativo para el CBTB lado generador del sistema de generación eólico.

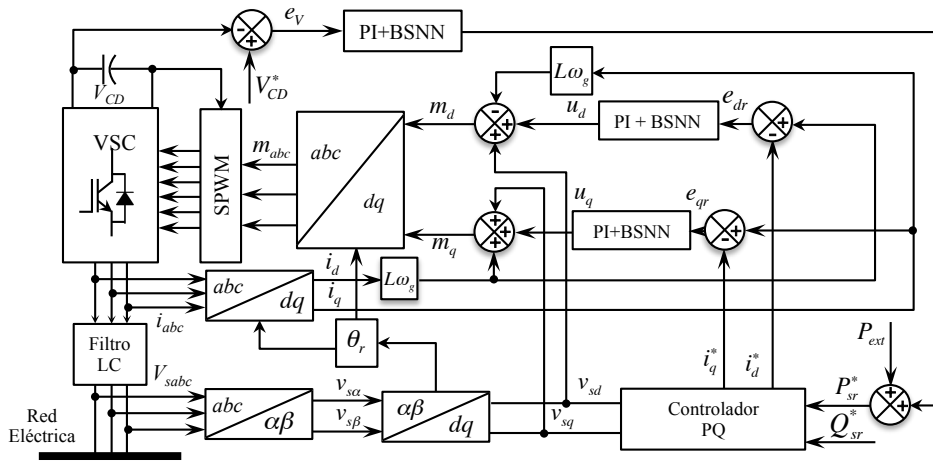


Figura 6.12 Diagrama de bloques del esquema del neurocontrolador para el CBTB lado red del sistema de generación eólico.

6.3.1. Ley de control de la BSNN para el SEGEE

En este trabajo el esquema de control del SGE utiliza un algoritmo de control denominado neurocontrolador, que se basa en una RN que se encarga de determinar el valor de la salida teniendo como entradas: salidas pasadas y entradas actuales, y en base a esos valores determinar el valor óptimo de la entrada de control de tal forma que el error tienda a cero. El controlador adaptativo propuesto consiste actualizar las ganancias de los cinco reguladores PI que se muestran en las Fig's 6.11 y 6.12, donde cada PI tiene la siguiente función de transferencia

$$\frac{U(s)}{E(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} \tag{6.17}$$

donde k_p y k_i se actualizan con la BSNN en cada paso de integración durante la simulación. De esta forma se asegura que la trayectoria de la respuesta del sistema planta-controlador converge a un

conjunto compacto de solución cuando la perturbación es acotada. Los controladores neuronales propuestos tienen una entrada y una salida como se muestra en la Fig. 6.13, entonces la red neuronal se puede describir como [22-23]:

$$m_{dg} = NN_1(e_{dg}, \mathbf{w}_1) \quad (6.18)$$

$$m_{qg} = NN_2(e_{qg}, \mathbf{w}_2) \quad (6.19)$$

$$i_d^* = NN_3(e_V, \mathbf{w}_3) \quad (6.20)$$

$$m_{dr} = NN_4(e_{dr}, \mathbf{w}_4) \quad (6.21)$$

$$m_{qr} = NN_5(e_{qr}, \mathbf{w}_5) \quad (6.22)$$

donde NN_i especifica la BSNN que se emplea para calcular m_i e i_d^* ; \mathbf{w}_i es el vector de pesos correspondiente.

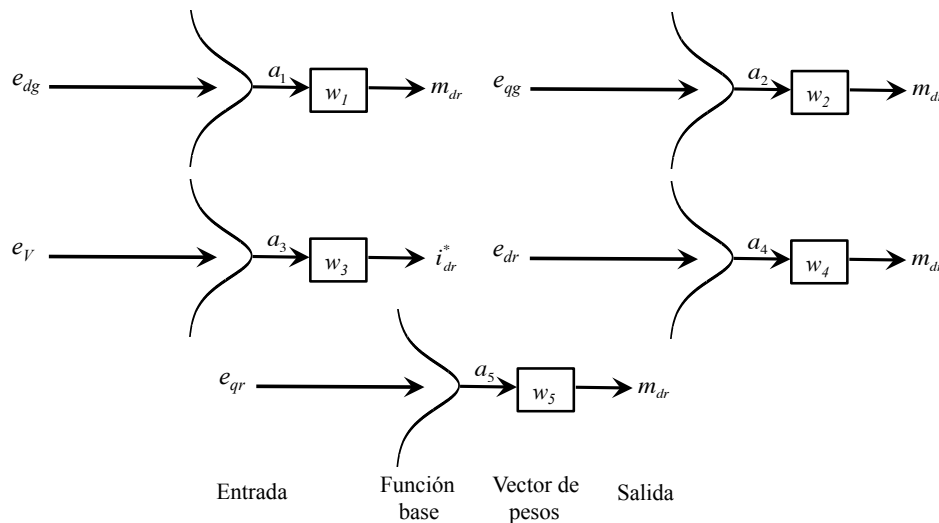


Figura 6.13 Diagrama propuesto de la red neuronal para actualizar los pesos de los PI del esquema de control del sistema de generación eólico.

Una vez que se establecen las entradas y salidas de la BSNN se necesita definir las funciones base a emplear así como los vectores de puntos de control. Considerando que se tiene únicamente una entrada a la red, se propone utilizar funciones base monovariante, Fig. 4.4. Realizando algunos experimentos de la respuesta de la RNA con estas funciones y sus diferentes órdenes, se propone emplear funciones base monovariante de tercer orden, debido a que presenta resultados adecuados. Puesto que en este sistema se utilizan valores en unidades reales se puede concluir que el intervalo de valores correspondientes a la entrada de la red es $-5\% \leq e_i \leq 5\%$; por lo tanto, una buena consideración para el vector de puntos de control es $[-1.5 \ -0.5 \ 0.5 \ 1.5]$. Finalmente la relación de aprendizaje, γ , es 0.472; con estos valores se busca tener un control suave y robusto como se aprecia en los siguientes resultados [19-23].

Puesto que el objetivo es realizar el control en línea del sistema de generación eólico, en esta etapa del trabajo se presentan simulaciones en el tiempo, realizadas a partir del modelo matemático del SEGEE para obtener el valor del voltaje en el enlace de corriente directa y observar el desempeño del control neuronal. Como se puede apreciar en la Fig. 6.13, las señales de control que proporciona la red neuronal se determinan fácilmente considerando que se tienen únicamente cinco pesos que se actualizan en el proceso de entrenamiento en línea. Para analizar los resultados que se obtienen empleando el control neuronal, se compara con la respuesta dinámica utilizando el control convencional PI.

6.4 Simulación del sistema eólico de generación de energía eléctrica

Para conocer el comportamiento dinámico del SEGEE conectado a la red eléctrica, se realiza la integración, programación y simulación en Matlab[®] de los modelos matemáticos fueron desarrollados anteriormente. La ec.'s (6.23-6.37) muestran el sistema de ecuaciones diferenciales de primer orden que definen el desempeño dinámico del SEGEE, incluye dinámica del GSIP (6.23-6.26), CBTB (6.27-6.31) y el seguidor de fase basado en compensadores en adelante (6.32-6.37).

$$\frac{di_d}{dt} = -\left(\frac{r_s + R_l}{L_d + L_q}\right)i_d + P\frac{L_q - L_l}{L_d + L_l}\omega_h i_q \quad (6.23)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\left(\frac{r_s + R_l}{L_q + L_l}\right)i_q - P\frac{L_d - L_l}{L_q + L_l}\omega_h i_d + P\frac{\lambda_m}{L_q + L_l}\omega_h \quad (6.24)$$

$$\frac{d\omega_h}{dt} = \frac{1}{J_{eq}}\left[\frac{\eta}{i}\left(d_1 v^2 + d_2 v^2 \omega_l + d_3 \omega_l^2\right) - P\left(\frac{3}{2}(L_d - L_q)i_d i_q + \frac{3}{2}\lambda_m i_q\right)\right] \quad (6.25)$$

$$\frac{d\theta_g}{dt} = \omega_h \quad (6.26)$$

$$\frac{di_{d1}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_{d1} + \omega_h i_{q1} + \frac{1}{L_s}(V_{sd1} - V_{Td1}) \quad (6.27)$$

$$\frac{di_{q1}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_{q1} - \omega_h i_{d1} + \frac{1}{L_s}(V_{sq1} - V_{Tq1}) \quad (6.28)$$

$$\frac{di_{d2}}{dt} = -\frac{R_s + R_T}{L_s + L_T}i_{d2} + \omega i_{q2} + \frac{1}{L_s + L_T}(V_{sd2} - V_{Td2}) \quad (6.29)$$

$$\frac{di_{q2}}{dt} = -\frac{R_s + R_T}{L_s + L_T}i_{q2} + \omega i_{d2} + \frac{1}{L_s + L_T}(V_{sq2} - V_{Tq2}) \quad (6.30)$$

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{1}{C_{DC}}\left[-\frac{V_{DC}}{R_{DC}} + \frac{1}{V_{DC}}(i_{d1}V_{Td1} + i_{q1}V_{Tq1}) + \frac{1}{V_{DC}}(i_{d2}V_{Td2} + i_{q2}V_{Tq2})\right] \quad (6.31)$$

$$\frac{dx_1}{dt} = 2.6742 \times 10^{12} V_{sq2} \quad (6.32)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = x_1 - 1.3254 \times 10^{11} \omega + 6.456 \times 10^{10} V_{sq2} \quad (6.33)$$

$$\frac{dx_3}{dt} = x_2 - 9.0054 \times 10^8 \omega + 3.9436 \times 10^8 V_{sq2} \quad (6.34)$$

$$\frac{dx_4}{dt} = x_3 - 2.2578 \times 10^6 \omega + 1.1356 \times 10^5 V_{sq2} \tag{6.35}$$

$$\frac{d\omega}{dt} = x_4 - 2.4736 \times 10^3 \omega + 685.42 V_{sq2} \tag{6.36}$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega \tag{6.37}$$

En la Fig. 6.14 se observa el diagrama a bloques del SEGEE para realizar la simulación con los parámetros de la Tabla 6.1. El sistema de generación esta conectado a un bus trifásico de 440 volts a 60 Hz. Para realizar la simulación se asumen condiciones iniciales del SEGEE diferentes de cero. Los objetivos de este trabajo son regular el voltaje en el bus de corriente directa, obtener la máxima potencia de la turbina eólica y regular la potencia activa y reactiva que se entrega a la red ante diferentes condiciones operativas, empleando un esquema SPWM.

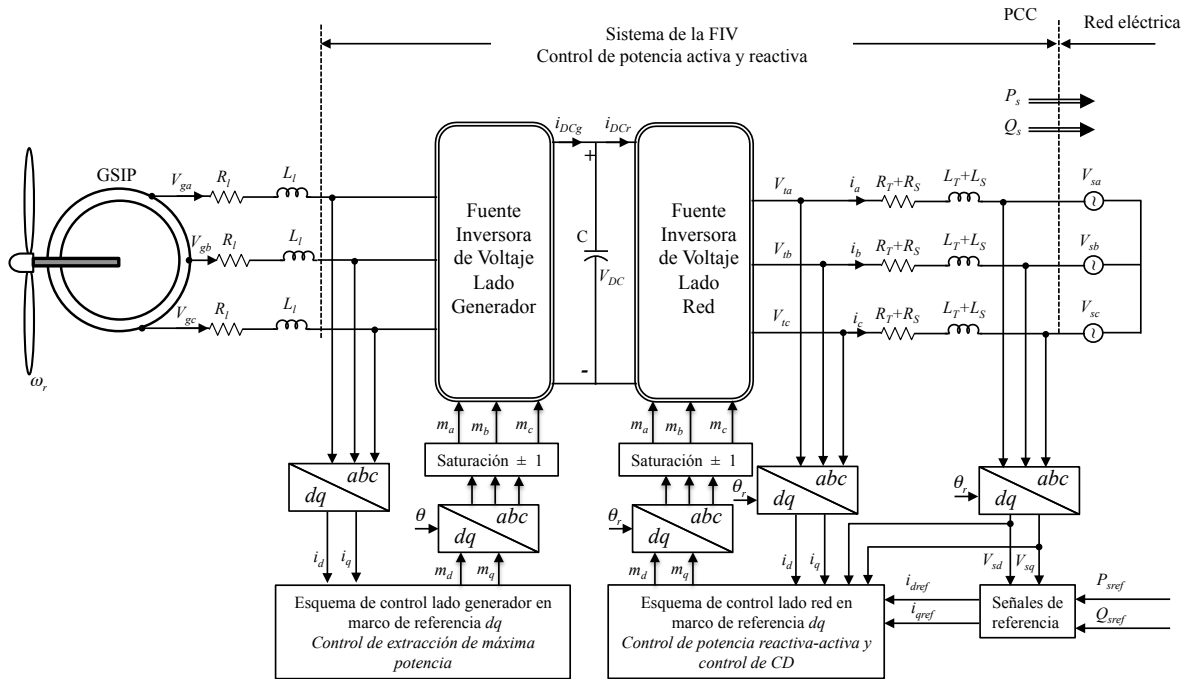


Figura 6.14 Diagrama esquemático del sistema eléctrico de generación de energía eólico.

Para conocer la comparativa entre el desempeño del controlador PI y el neurocontrolador se analiza la respuesta dinámica del SGE con el perfil del viento que muestra en la Fig. 6.15. La Fig. 6.15, muestra el perfil de viento utilizado como entrada, se observa que contiene turbulencia pero debido al corto tiempo de simulación las variaciones son menores.

La secuencia de potencia solicitada al SEGEE por operador del sistema es la siguiente: durante los primeros 0.04 segundos la potencia solicitada es P=660 kW y Q=0 VAR; a partir de los 0.04 seg. se solicita un incremento del 50% (P=990 kW y Q=0 VAR); a los 0.8 seg. los requerimientos de potencia demandados son P=528 kW y Q=0 VAR; 0.04 segundos después los valores de potencia

activa y reactiva demandados son $P=990$ kW y $Q=0$ VAR y, finalmente, a los 0.16 seg. la potencia solicitada es $P=330$ kW y $Q=0$ VAR.

Tabla 6.1 Parámetros del sistema de generación eólico.

Parámetro	Símbolo	Valor y unidades
Densidad del aire	ρ	1.205 kg/m ³
Radio del rotor	R	38 mts
Velocidad promedio del viento	v_w	11.8 m/seg.
Máximo C_p	C_{pmax}	0.4412
Relación de engranes	η	1
Coeficiente de amortiguamiento	B_m	0
Coeficiente de inercia	J	0.3 kg m ²
Potencia nominal del generador	P_{gen}	2 MW
Velocidad mecánica nominal	ω_h	2.18 rad/seg.
Resistencia del estator	R_s	0.08 Ohm
Inductancia del estator en eje d	L_d	0.217 H
Inductancia del estator en eje q	L_q	0.217 H
Inductancia de dispersión del estator	L_{ls}	0.0334 H
Flujo magnético del imán permanente	λ_m	0.4832 Wb
Pares de polos	P	3

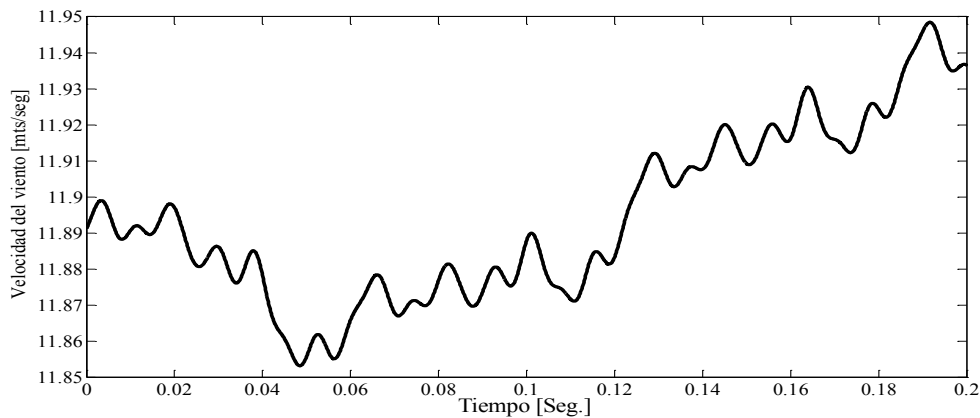


Figura 6.15 Perfil de la velocidad del viento para la simulación del SEGEE.

Las Fig's. 6.16-6.19 muestran la respuesta dinámica de las variables de interés del sistema de generación eólico, como son: voltaje en el bus de CD, corrientes en el nodo de interconexión, potencia activa y reactiva. En las gráficas se muestra la respuesta dinámica del control propuesto y la comparación con el control convencional PI. Como se puede apreciar en las Fig's. 6.16-6.19 la BSNN

ayuda a disminuir los sobreimpulsos que aparecen en el sistema de generación eólico, alcanzando el estado estacionario de forma más suave y algunas veces más rápido que la respuesta del sistema que únicamente tiene el controlador PI. La respuesta del control neuronal y del controlador convencional PI presenta características semejantes; sin embargo, con el neurocontrolador se tiene una mayor disminución en las oscilaciones y una menor amplitud en los sobreimpulsos.

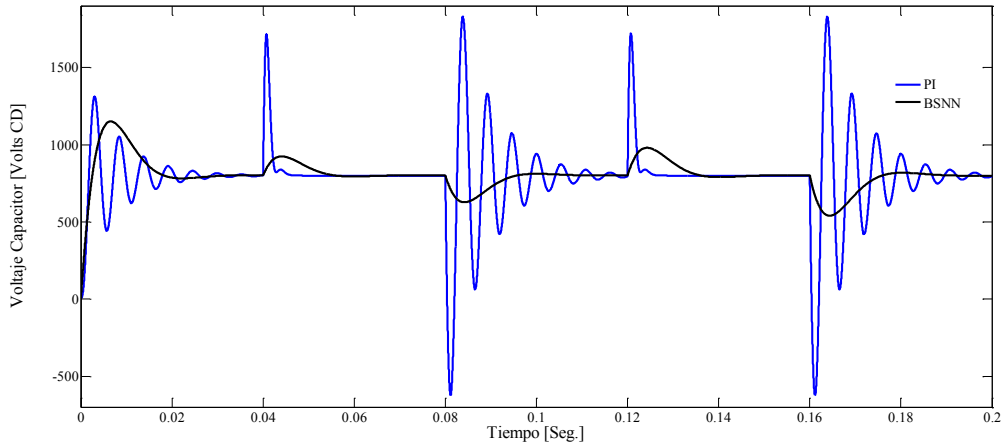


Figura 6.16 Respuesta transitoria del voltaje en el bus de CD del CBTB.

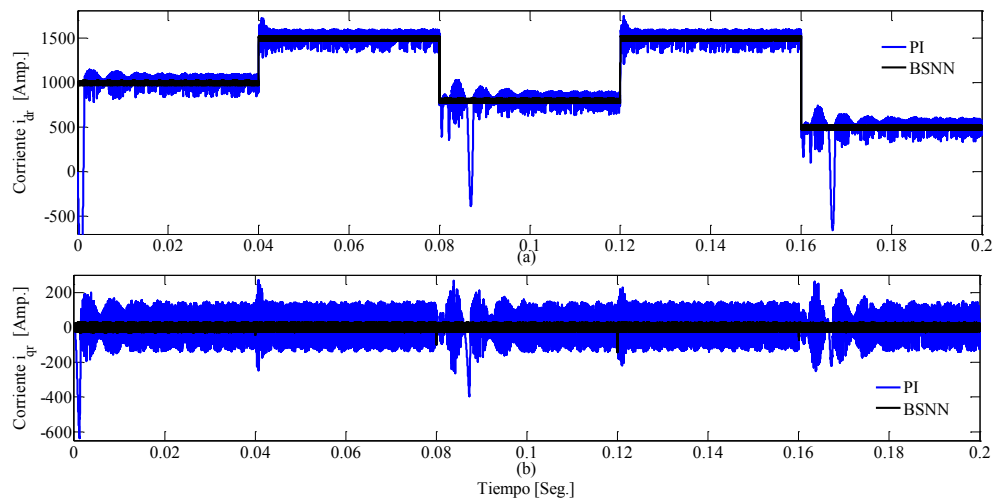


Figura 6.17 Magnitud de la corriente en marco de referencia dq en el punto común de conexión; (a) desempeño dinámico de i_{dr} ; (b) respuesta transitoria de i_{qr} .

En lo que respecta al desempeño dinámico de las corrientes en el nodo de conexión con el sistema eléctrico convencional se observa en las Fig's. 6.17-6.18. Las gráficas muestran que su evolución es adecuada para las dos estrategias de control. En las Fig's. 6.18b-6.18c se aprecian ampliaciones de una pequeña sección de la Fig. 6.18a en los intervalos de tiempo (0.08-0.09) seg. y (0.16-0.17) seg., respectivamente. Se puede establecer que el control BSNN permite limitar la amplitud de los sobreimpulsos y las oscilaciones permitiendo que el sistema llegue al estado estacionario en un menor tiempo, mejorando claramente el desempeño del control convencional PI.

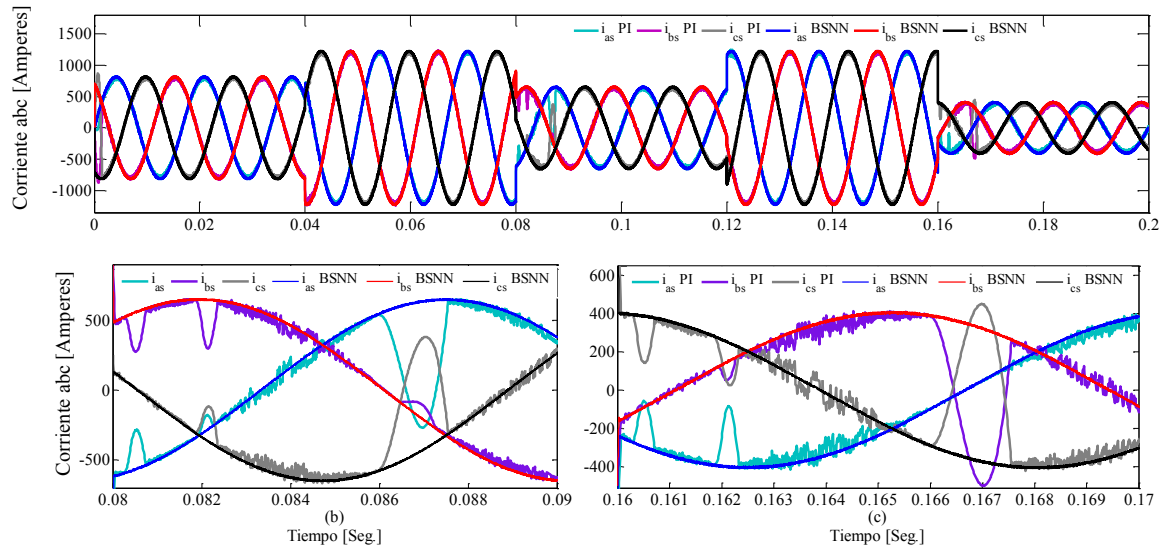


Figura 6.18 Magnitud de la corriente en marco de referencia abc en terminales lado red ; (a) Ampliación de una pequeña sección de la Fig. 6.18a [0.08 0.09] seg.; (b) Ampliación de una pequeña sección de la Fig. 6.18a [0.16 0.17] seg.

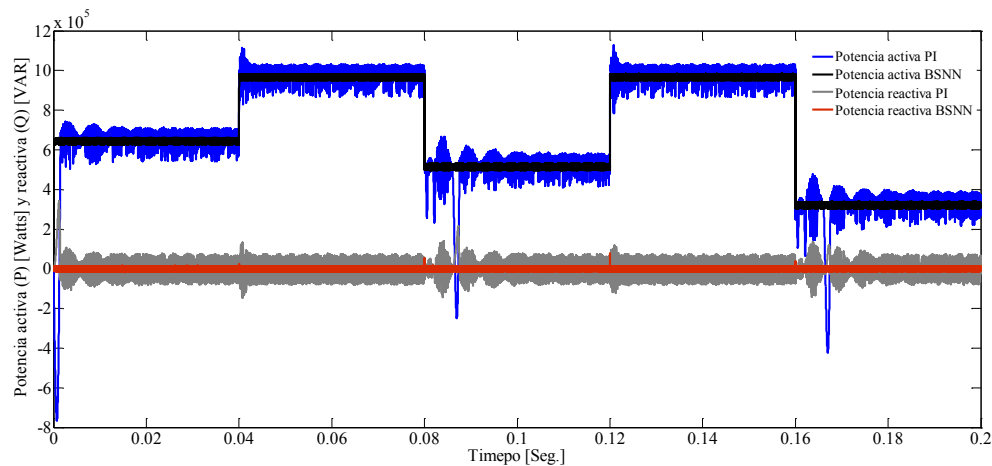


Figura 6.19 Respuesta en el tiempo de las potencias reactivas y activas que se inyectan al sistema eléctrico.

El desempeño de las potencias reactivas y activas que se inyectan al sistema eléctrico se muestran en la Fig. 6.19. En la Fig. 6.20 se muestra la evolución de las ganancias k_p y k_I de dos controladores PI que entrega la BSNN para el esquema de control del CBTB lado red (Fig. 6.12) del SGE.

6.5 Conclusiones

En este capítulo se sintonizan dos PLL's para sincronizar en frecuencia y en fase al SEGEE y la red eléctrica utilizando dos controladores diferentes; un regulador PID y un compensador en adelante. La comparación de la respuesta dinámica de los esquemas de control indica, que el PLL con PID presenta un mejor desempeño transitorio al arranque, pero cuando existen perturbaciones en la red el PLL con compensadores alcanza en menor tiempo el valor en estado estable.

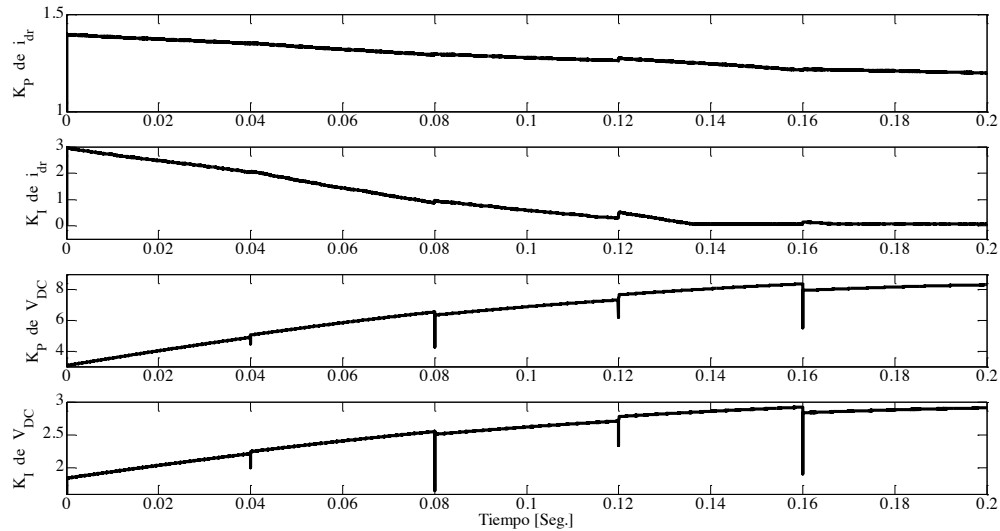


Figura 6.20 Evolución de las ganancias k_p y k_i de los controladores PI que entrega el neurocontrolador para el CBTB lado red del sistema de generación eólico.

Como se puede apreciar en los resultados, el impacto global de instalar un CBTB dentro del SGE controlado por medio de redes neuronales es efectivo. Esta estrategia permite controlar adecuadamente la magnitud de voltaje de CD en el enlace de corriente directa, pero además ayuda a limitar las oscilaciones y sobreimpulsos en el resto de las variables del sistema. Si se comparan las dos estrategias de control PI y BSNN se concluye que mientras el control neuronal se adapta a las diferentes condiciones de operación del sistema, el desempeño del control convencional PI se ve disminuido en algunas situaciones, especialmente ante diferente condición de operación para la cual se sintonizaron sus parámetros. Se puede establecer que la interacción del control neuronal del CBTB con los esquemas de control en ambos lados sintonizados con técnicas convencionales es positiva. Lo que prueba que las variables retroalimentadas al regulador neuronal son pertinentes para un control adecuado del CBTB, así como mejorar la respuesta dinámica del sistema eléctrico de generación energía eólica. Esta metodología se puede extender a SEP's que incluyan diferentes SEGEE's sin la necesidad de contar con los modelos y sintonización detallada de los esquemas de control deseables en redes eléctricas.

6.6 Referencias

- [1]. M. Carrasco, L. Garcia, J. Bialasiewicz, E. Galván, R. Portillo, M. Martín, J. I. León, N. Moreno, "Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 53, pp. 1002-1016, 2006.
- [2]. R. Teodorescu, F. Blaabjerg, "Control of Small Wind Turbines With Grid Failure Detection Operating in Stand-Alone and Grid-Connected Mode", *IEEE transactions on power electronics*, Vol. 19, pp. 1323-1332, 2004.
- [3]. M. Liserre, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, "Stability of Photovoltaic and Wind Turbine Grid-Connected Inverters for a Large Set of Grid Impedance Values", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 21, pp. 263-272, 2006.
- [4]. A. Valderrabano, J. Rosas, R. Tapia, F. Beltran, J. Gomez, "Single phase angle tracking method for power switches gating synchronization", *Electric Power Systems Research*, Vol. 105, pp. 88-94, 2013.

-
- [5]. J. Dai, D. Xu, B. Wu, "A Novel Control Scheme for Current-Source-Converter-Based PMSG Wind Energy Conversion Systems", *IEEE Transac. on power electronics*, Vol. 24, pp. 963-972, 2009.
- [6]. H. Guan-Chyun, J.C. Hung, "Phase-locked loop techniques. A survey", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 43 pp. 609-615, 1996.
- [7]. C. Se-Kyo, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 15, pp. 431-438, 2000.
- [8]. A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems Modeling, Control, and Applications*, Wiley & Sons, NJ USA, 2010.
- [9]. D. Martínez, **O. Aguilar**, R. Tapia, A. García, "Comparison of Different PLL Strategies for Applications in a Wind Generation System", *Iberoamerican Conference on Electronics Engineering and Computer Science*, Procedia Technology, Vol. 7, pp. 150-157, 2013.
- [10]. H. Wang, Q. Zou, "B-Spline-Decomposition-Based Approach to Multiaxis Trajectory Tracking: Nanomanipulation Example", *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, Vol. 22, pp. 1573-1580, 2014.
- [11]. V. Sanchez, R. Barbosa, L. Arriaga, J. M. Ramirez, "Real time control of air feed system in a PEM fuel cell by means of an adaptive neural-network", *International Journal of Hydrogen Energy*, in press, pp. 1-13, 2014.
- [12]. K. H. Cheng, "Self-structuring fuzzy-neural backstepping control with a B-spline-based compensator", *Neurocomputing*, Vol. 117, pp. 138-149, 2013.
- [13]. H. Deng, D. Srinivasan, R. Oruganti, "A B-spline network based neural controller for power electronic applications", *Neurocomputing*, Vol. 73, pp. 593-601, 2010.
- [14]. Y. G. Leu, C. Y. Chen, "B-spline backstepping control with derivative matrix estimation and its applications", *Neurocomputing*, Vol. 74, pp. 499-508, 2011.
- [15]. Z. Lin, D. Reay, B. Williams, X. He, "High-performance current control for switched reluctance motors based on on-line estimated parameters", *IET Electric Power Applications*, Vol. 4, pp. 67 - 74, 2010.
- [16]. **O. Aguilar**, G. Tellez, R. Tapia, J. L. Templos, "Adaptive controller method for Permanent Magnet Synchronous Motor speed-regulation", *Inter. Conf. on Power Electronics, Machines and Drives IET*, Vol. 1, pp. 1-6, 2014.
- [17]. H. Deng, R. Oruganti, D. Srinivasan, "Neural Controller for UPS Inverters Based on B-Spline Network", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 55, pp. 899-909, 2008.
- [18]. L. Coelho, M. Wicthoff, "Nonlinear identification using a B-spline neural network and chaotic immune approaches", *Mechanical Systems and Signal Processing*, Vol. 23 pp. 2418-2434, 2009.
- [19]. M. Brown, and C. Harris, "Adaptive B-spline networks, *Neurofuzzy Adaptive Modelling and Control*", New York: Prentice Hall International, Chap. 8, 1994.
- [20]. D. Saad, "Optimal on-line learning in multilayer neural networks, in *On-line Learning in Neural Networks*", UK: Cambridge University Press, Chap. 7, 1998.
- [21]. **O. Aguilar**, R. Tapia, J. M. Ramirez, A. Valderrabano, "Adaptive controller for pmsg wind turbine systems with back-to-back pwm converters", *IEEE International Joint Conference on Neural Networks*, pp. 1-6, 2013.
- [22]. **O. Aguilar**, J. M. Susedo, R. Tapia, "On-Line control strategy for a wecs with permanent magnet synchronous generator", *Proceedings of the World Congress on Engineering*, Vol. 2, pp. 355-360, 2013.
- [23]. R. Tapia, **O. Aguilar**, H. Minor, C. Santiago, "Power system stabilizer and secondary voltage regulator tuning for multimachine power systems", *Electric Power Components and Systems*, Vol. 40, pp. 1751-1767, 2012.

CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

Conclusiones Generales

En este trabajo se presenta el estudio dinámico y control de un sistema eólico de generación de energía eléctrica para conocer su comportamiento ante diferentes perturbaciones internas o externas (aleatoriedad del viento, fluctuaciones de carga, variaciones de voltaje y frecuencia del sistema eléctrico convencional). El esquema consiste en un GSIP, una transmisión rígida, un CBTB basado en la operación de dos FIV controladas mediante el esquema SPWM y un seguidor de fase. Para determinar el desempeño en estado estable y transitorio de la máquina síncrona y del CBTB, se han desarrollado modelos matemáticos detallados en coordenadas abc y dq .

El análisis no lineal del GSIP indica que la máquina puede presentar caos dependiendo de las variaciones paramétricas externas e internas del sistema como son: el tamaño del imán, el número de polos y el par carga externo (velocidad del viento aleatorio). El estudio se realiza con dos estrategias diferentes: a) por medio de diagramas de fase y bifurcación y b) calculando los exponentes de Lyapunov. Los dos técnicas ratifican la existencia de un comportamiento caótico del generador cuando se varían diferentes parámetros mecánicos y eléctricos.

Para conectar el CBTB a la red eléctrica e inyectar la potencia generada por la máquina síncrona, se analizan dos seguidores de fase diferentes: a) basado en compensadores en adelanto y b) utilizando un controlador PID. Para conocer el desempeño de los PLL's se someten a diferentes condiciones operativas: a) respuesta dinámica; b) variaciones de frecuencia; y c) desbalance de voltajes en las

fases. En la simulación del SEGEE se decide utilizar el PLL con compensadores por que presenta un mejor desempeño cuando se existen disturbios en la red eléctrica o nodo de interconexión.

En este trabajo se incluye una descripción detallada de las redes neuronales BSNN para entender los requerimientos mínimos necesarios para su utilización, desarrollo e implementación. Para su diseño se requiere especificar dos etapas principales: la primera consiste en determinar la estructura del modelo neuronal (número de neuronas por capa) y, la segunda una regla de aprendizaje que calcule los valores óptimos de los pesos. En lo que respecta a la regla de aprendizaje se selecciona un entrenamiento en línea. Con el entrenamiento en línea los pesos se actualizan en cada instante de tiempo adaptándose a los cambios en la estructura o parámetros del sistema, manteniendo un desempeño satisfactorio en diferentes puntos de operación.

Se aplican dos diferentes técnicas de control al sistema eólico de generación de energía eléctrica con un CBTB, obteniendo resultados similares. Sin embargo, analizando ventajas y desventajas en los capítulos 4 y 6, el más apropiado es el control BSNN debido a su sencillo procedimiento de diseño y simplicidad en los cálculos. Con el desarrollo del controlador neuronal BSNN se aprecia un control suave y preciso, con características de desempeño atractivas. El procedimiento de diseño es más simple que algunos controladores no lineales, además, se extiende de forma natural para un control global del SEGEE, presentando una interacción positiva con el seguidor de fase. Asimismo, en todos los casos el controlador neuronal BSNN presenta las mismas características de desempeño mientras que con el convencional PI en algunas condiciones de operación se ve disminuido su comportamiento. Esto debido a su naturaleza de ser una técnica basada en un modelo linealizado del sistema asegurando su buen desempeño únicamente en un punto de operación y condiciones cercanas a éste.

Es importante precisar que los modelos neuronales presentados en este trabajo no son únicos y se pueden emplear diferentes modelos neuronales, reglas de aprendizaje, funciones base y diferentes entradas para las redes obteniéndose resultados semejantes. En gran parte depende de la habilidad que tenga el diseñador para plasmar la información que conozca del sistema dentro del modelo neuronal, así también con el conocimiento que se tenga sobre las propiedades y características de las redes neuronales. Sin embargo, si se busca realizar un control de bajo costo computacional, eficaz y con simplicidad en los cálculos, el controlador BSNN es ideal. Finalmente, con los resultados mostrados se corroboran las expectativas de los modelos neuronales, teniendo la posibilidad de ampliar su rango de aplicación y realizar el control de sistemas de generación eólicos con otros dispositivos de control teniendo como objetivo final una aplicación en tiempo real.

Trabajos Futuros

Este trabajo forma parte de un conjunto de actividades encaminadas a implementar nuevas técnicas y dispositivos de control en el contexto del análisis de sistemas eólicos de generación de energía eléctrica, de modo que presenten una interacción adecuada con el sistema eléctrico de potencia. Por lo que, se propone desarrollar los siguientes trabajos:

-
- Implementar en laboratorio un CBTB controlado mediante un algoritmo neuronal para interconectar un sistema eólico de generación de energía eléctrica con una red eléctrica prototipo.
 - Desarrollo de algoritmos de control y códigos más eficientes, para su implementación en un procesador digital de señales, con el objetivo de minimizar el tiempo de procesamiento y reducir el retardo en la respuesta del controlador.
 - Adecuar los modelos desarrollados para su inclusión en programas de flujos de potencia y estabilidad transitoria, para determinar el funcionamiento del sistema de generación eólico cuando se encuentra interactuando con diferentes sistemas eléctricos potencia prototipo IEEE.
 - Construcción y evaluación de un sistema de generación eólico experimental para aplicaciones en niveles de potencia de distribución.

PUBLICACIONES

Durante la realización de este trabajo y a la fecha de su exposición se han presentado diferentes congresos y revistas los siguientes trabajos técnicos.

- **Omar Aguilar**, Rubén Tapia, Jose M. Sausedo Solorio, “Wind Energy Conversion System Using PMSG Controlled by B-Spline Network”, Proceedings of the IEEE PES Transmission & Distribution Conference & Exposition, Chicago, Illinois, USA, Abril 2014.
- **Omar Aguilar**, Gerardo Tellez, Rubén Tapia, Juan L. Santos, “Adaptive controller method for permanent magnet synchronous motor speed-regulation”, Proceedings of The 7th IET international conference on Power Electronics, Machines and Drives, Manchester, UK, Abril 2014.
- **Omar Aguilar**, Jose M. Sausedo, Ruben Tapia, “On-Line Control Strategy for a WECS with Permanent Magnet Synchronous Generator”, Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science, Vol. I, pp. 355-360, San Francisco, California, USA, 2013.
- **Omar Aguilar**, Ruben Tapia, Juan M. Ramirez, Antonio Valderrabano, “Adaptive controller for PMSG wind turbine systems with back-to-back PWM converters”, 2013 International Joint Conference on Neural Networks and for publication in the conference proceedings published by IEEE. August 4-9, 2013. Dallas, Texas, USA. ISSN: 2161-4393.
- Daniel Martínez-G., **Omar Aguilar-M.**, Abel García-B., Rubén Tapia-O., “Comparison of Different PLL Strategies for Applications in a Wind Generation System”, Procedia Technology ELSEVIER, vol. 7, pp. 150-157, 2013.

-
- Rubén Tapia Olvera, **Omar Aguilar**, Felipe Coyotl, Abel García, “DFIG with Adaptive Control using B-spline Neural Networks” Proceedings of the 3rd European Conference of Control (ECC'12), Paris, France, December, pp. 36-41, 2012.
 - R. Tapia Olvera, **O. Aguilar Mejía**, J. M. Ramírez Arredondo, and A. Valderrabano Gonzalez, “On-Line Simultaneous Tuning for Back to Back Converter”, Proceedings of the IEEE PES Transmission and Distribution, Latin America, Montevideo, Uruguay, September 2012.