

Universitat Politècnica de València
Departamento de Ingeniería Electrónica



**Mejora de la eficiencia y de las prestaciones
dinámicas en procesadores electrónicos de
potencia para pequeños aerogeneradores
sincrónicos operando en régimen de velocidad
variable**

Tesis Doctoral

Autor: Luis Gerardo González Morales
Directores: Emilio Figueres Amorós
Gabriel Garcerá Sanfeliú

Valencia, Mayo 2011

Resumen

En la tesis se presenta un estudio sobre los sistemas de conversión de energía eólica (SCEE) de pequeña y mediana potencia operando a velocidad variable, realizándose un análisis del estado de la técnica en cuanto a las diferentes topologías existentes, además del modelado de cada uno de los elementos y su efecto sobre la integración entre el convertidor de potencia, generador eléctrico y la turbina eólica. Igualmente se estudian las principales técnicas de estimación de velocidad y posición de rotor aplicada a los generadores sincrónicos de imanes permanentes, demostrando que la técnica del estimador simplificado de *Kalman* presenta el mejor desempeño en esta aplicación. También se estudian las técnicas de control vectorial aplicado a generadores sincrónicos de imanes permanentes, concluyendo que la técnica $I_d=0$ es la que presenta mejor rendimiento. De igual manera, se estudian las estrategias de control para convertidores de potencia back-to-back, donde los lazos de control de corriente, velocidad y potencia se diseñan teniendo en cuenta las características dinámicas de la turbina eólica, con el fin de sintonizar los lazos de control con la mejor respuesta dinámica posible. Otro aspecto importante tratado en esta tesis, es la estructura de control variable adoptada, la cual se modifica en función de la región en la que opere el aerogenerador. La estructura utiliza un algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT), y un lazo lineal de regulación de potencia, pasando de uno a otro dependiendo del punto de operación. Otra contribución destacada de la tesis es la propuesta de un nuevo algoritmo (MPPT), obtenido a partir del conocido Perturbar y Observar (P&O), con el cual se logra reducir el estrés mecánico del conjunto turbina-generador, lo que se refleja en un previsible aumento de la vida útil del GSIP. Por otra parte, se ha llevado a cabo un estudio experimental del comportamiento estático del conjunto convertidor de potencia-generador eléctrico, que ha permitido identificar, de manera efectiva, las prestaciones del sistema en función del punto de operación. Además, se ha llevado a cabo un estudio analítico de la corriente de los condensadores de la DC-Link del convertidor, que ha permitido efectuar una propuesta de optimización mediante la sincronización de las señales portadoras de los moduladores PWM correspondientes a las etapa rectificadora e inversora, respectivamente. La consecuencia práctica es que se pueden reducir las pérdidas en los condensadores, o lo que puede ser más interesante para el diseño, se pueden implementar las etapas de potencia con un número reducido de condensadores. Todos los aspectos tratados en esta tesis han sido comprobados experimentalmente, realizando ensayos con condiciones ambientales simuladas mediante un emulador eólico experimental construido a tal

efecto. Por su parte, la etapa de control del prototipo de convertidor back-to-back estudiado, ha sido implementada mediante un DSP de coma fija TMS320F2812.

Abstract

This thesis presents a study on the wind energy conversion systems (WECS) for small and medium power variable speed operation, this work studies the state of the art in terms of the different existing topologies, in addition to modeling each element and its effect on the integration between the power converter, electric generator and wind turbine. Also, it is studied the main techniques for estimating rotor speed and position applied to permanent magnet synchronous generators (PMSG), showing that the simplified Kalman estimator technique presents the best performance in this application. Also is studied the vector control techniques applied to permanent magnet synchronous generators, concluding that the technique $I_d=0$ is the one with better performance. Similarly, we study the control strategies for back-to-back power converters, where the current control loops, speed and power are designed taking into account the dynamic characteristics of the wind turbine in order to tune control loops with best dynamic response possible. Another important aspect addressed in this thesis is the variable control structure adopted, which is modified depending on the region in which the turbine operates. The structure uses a maximum power point tracking algorithm (MPPT) and a linear loop power control, moving from one to another depending on the point of operation. Another major contribution of this thesis is to propose a new algorithm (MPPT), obtained from the known Perturb and observe technique (P&O), with which it is possible to reduce the mechanical stress of all turbine-generator system, which is reflected in an expected increase in the life of the PMSG. On the other hand, an experimental study on static behavior of the whole power converter electric generator has been studied, which has identified the system performance based on operating point effectively. It has also conducted an analytical study of the current of DC-link capacitor inverter, which has allowed for an optimization by synchronizing carrying signals PWM modulators for the rectifier and inverter stage, respectively. The practical consequence is that it can reduce capacitors losses, or what can be more interesting for the design, it can be implemented power stages with a reduced number of capacitors. All aspects discussed in this work have been experimentally validated by testing simulated environmental conditions with a wind experimental emulator built for these tests. The control stage of the back-to-back converter prototype has been implemented using a fixed-point DSP TMS320F2812.

Resum

En la tesi es presenta un estudi sobre els sistemes de conversió d'energia eòlica (SCEE) de xicoteta i mitjana potència operant a velocitat variable, realitzant-se una anàlisi de l'estat de la tècnica quant a les diferents topologies existents, a més del modelatge de cada un dels elements i el seu efecte sobre la integració entre el convertidor de potència, generador elèctric i la turbina eòlica. Igualment s'estudien les principals tècniques d'estimació de velocitat i posició de rotor aplicada als generadors sincrònics d'imants permanents, demostrant que la tècnica de l'estimador simplificat de Kalman presenta el millor exercici en esta aplicació, També s'estudien les tècniques de control vectorial aplicat a generadors sincrònics d'imants permanents, conclouent que la tècnica $I_d=0$ és la que presenta millor rendiment. De la mateixa manera, s'estudien les estratègies de control per a convertidors de potència back-to-back, on els llaços de control de intensitat, velocitat i potència es dissenyen emprant les característiques dinàmiques de la turbina eòlica, a fi de sintonitzar els llaços de control amb la millor resposta dinàmica possible. Un altre aspecte important tractat en esta tesi, és l'estructura de control variable adoptada, la qual es modifica en funció de la regió en que treballa l'aerogenerador. L'estructura utilitza un algoritme de seguiment del punt de màxima potència (MPPT), i un llaç lineal de regulació de potència, passant d'un a un altre depenent del punt d'operació. Una altra contribució destacada de la tesi és la proposta d'un nou algoritme (MPPT), obtingut a partir del conegut Pertorbar i Observar (P&O), amb el qual s'aconsegueix reduir l'estrès mecànic del conjunt turbina-generador, la qual cosa es reflecteix en un previsible augment de la vida útil del GSIP. D'altra banda, s'ha dut a terme un estudi experimental del comportament estàtic del conjunt convertidor de potència-generador elèctric, que ha permès identificar, de manera efectiva, les prestacions del sistema en funció del punt d'operació. A més, s'ha dut a terme un estudi analític del intensitat dels condensadors de la DC-Link del convertidor, que ha permès efectuar una proposta d'optimització per mitjà de la sincronització dels senyals portadores dels moduladors PWM corresponents a les etapa rectificadora i inversora, respectivament. La conseqüència pràctica és que es poden reduir les pèrdues en els condensadors, o el que pot ser més interessant per al disseny, es poden implementar les etapes de potència amb un nombre reduït de condensadors. Tots els aspectes tractats en esta tesi han sigut comprovats experimentalment, realitzant assajos amb condicions ambientals simulades per mitjà d'un emulador eòlic experimental construït per aquest propòsit. Per la seua banda, l'etapa de control del prototip de convertidor back-to-back estudiat, ha sigut implementada per mitjà d'un DSP de coma fixa TMS320F2812.

AGRADECIMIENTOS

Son muchas las personas que han contribuido en la elaboración de esta tesis, Quisiera comenzar agradeciendo en primer lugar a los integrantes del Grupo de Sistemas Electrónicos Industriales (GSEI), donde he podido aprender de su mística y profesionalidad.

A Emilio Figueres y Gabriel Garcerá, gracias por permitirme ser uno más del grupo y por esos consejos siempre acertados como directores de tesis, de verdad gracias...

A los muchachos de juerga y trabajo del laboratorio, que fueron como mi familia durante esta época de mi vida, con esos intercambios de ideas y experiencias, han sido de mucho provecho durante la realización de esta investigación. A quienes considero mis amigos, le deseo lo mejor de los éxitos en sus vidas....

DEDICATORIA

A mi esposita bella y ese niño que crece en su vientre, quien me ha apoyado en todo momento y que sin ella no podría haber llevado a feliz término esta etapa de mi vida.

A mis padres quienes han sido un apoyo incondicional, y hermanos que durante esta época les he echado de menos.

A mi Venezuela....

*"Las naciones marchan hacia el término de su grandeza
con el mismo paso con que camina la educación"*

Simón Bolívar...

ÍNDICE

1.	Estado de la Técnica.....	1
1.1.	Generadores eléctricos en sistemas de conversión de energía eólica.....	6
1.2.	Control de turbinas eólicas	11
2.	Objetivos de la Tesis.....	17
3.	Modelado del Sistema de Conversión de Energía Eólica.....	23
3.1	Introducción	25
3.2	Modelado del Generador Síncrono de Imanes Permanentes (GSIP).....	26
3.2.1.	Ecuaciones del generador en el sistema de referencia síncrono.....	31
3.2.2.	Ecuaciones mecánicas del GSIP.....	35
3.3	Modelado de Convertidores Trifásicos Bidireccionales	37
3.3.1	Modelado rectificador boost en el marco de referencia síncrono.....	40
3.3.2	Modelo de pequeña señal Rectificador Boost.	41
3.4	Modelo del conjunto del Sistema de Conversión de Energía Eólica.....	44
3.4.1	Modelado turbina eólica	44
3.4.2	Modelo del sistema mecánico.....	50
4.	Control del Sistema de Conversión de Energía Eólica.....	53
4.1	Introducción	55
4.2	Lazos de Control de Corriente	57
4.2.1	Técnicas control vectorial en GSIP	58
4.2.1.1	Corriente reactiva igual a cero ($i_d=0$).....	59
4.2.1.2	Factor de potencia unitario UPF	60
4.2.1.3	Máximo par por unidad de corriente.....	62
4.2.1.4	Técnica de flujo constante	64
4.2.1.5	Comparación de las técnicas de control vectorial	64
4.3.	Modelado del lazo de control de corriente	67
4.4.	Diseño y sintonización de controladores en el lazo de corriente en el rectificador trifásico controlado.	70
4.5.	Lazo de control de velocidad GSIP.....	71
4.5.1.	Desempeño del lazo de control de velocidad	77
4.5.1.1.	Comportamiento del lazo de velocidad con cambios de tipo escalón.....	77
4.5.1.2.	Comportamiento del lazo de velocidad ante cambios de tipo rampa.....	82

4.6. Control de Potencia del SCEE	84
___ 4.6.1. Control de potencia mediante el par electromagnético (T_e).....	85
___ 4.6.2. Control de potencia, mediante el control de velocidad de rotación (ω_{ref}).	87
4.7. Conclusiones	91
5. Técnicas de Estimación de Velocidad y Posición.....	93
5.1.Introducción	95
5.2.Descripción de técnicas de estimación de velocidad y posición en GSIP	95
5.3.Phase Locked Loop trifásico (PLL).....	99
5.4.Observador por modos deslizantes (OMD)	109
5.5.Observador Simplificado de Kalman (OSK).....	117
5.6.Comparación entre estimadores de velocidad y posición.	125
5.7 Conclusiones.....	128
6. Técnicas de Seguimiento del Punto de Máxima Potencia.....	129
6.1. Introducción.....	131
6.2. MPPT de bucle abierto.	133
___ 6.2.1. Desempeño experimental del MPPT en bucle abierto.	134
6.3. MPPT en bucle cerrado	138
___ 6.3.1. Sintonización del MPPT P&O clásico.	140
___ 6.3.2. Desempeño experimental MPPT P&O clásico.....	142
6.4. Algoritmo MPPT P&O modificado	146
___ 6.4.1. Desempeño experimental P&O modificado	148
6.5. Comparación del comportamiento de los algoritmos MPPT	156
6.6. Conclusiones	159
7. Desempeño del convertidor Back-to-Back con el GSIP, y el efecto de la Sincronización en las Señales Portadoras en la Modulación PWM	161
7.1 Introducción	163
7.2 Desempeño del convertidor back-to-back acoplado al GSIP.	163
7.3 Efectos de la corriente sobre los condensadores electrolíticos.	173
7.4 Análisis de corriente en DC-Link en el convertidor Back-to-Back.....	174
7.5 Desarrollo experimental para la medir el efecto de la sincronización en la señal portadora PWM, en el convertidor back-to-back.	179
7.6 Conclusiones.....	187

8.	Conclusiones Generales.....	189
9.	Líneas Futuras de Investigación.....	193
10.	Referencias y Publicaciones Derivadas	197
A.	Determinación experimental parámetros del GSIP	213
B.	Modelado y Control del Inversor con Conexión a Red.....	217
	B.1 Diseño y sintonización del controlador de corriente en el inversor con conexión a red.	222
	B.2 Diseño de lazo de control de voltaje en la DC-Link.....	223
C.	Análisis térmico experimental del prototipo del SCEE.....	227
D.	Descripción del emulador del SCEE.....	229
E.	Determinación de curvas características conjunto turbina eólica y GSIP.....	235
F.	Parámetros del prototipo experimental	237
G.	Transformaciones de Coordenadas	239

INDICE DE FIGURAS

Figura 1.1, Topologías de electrónica de potencia en generadores de inducción jaula de ardilla.	7
Figura 1.2, Topologías de electrónica de potencia en generadores DFIG.	8
Figura 1.3, Topologías de electrónica de potencia en generadores GS.	9
Figura 1.4, Topologías de electrónica de potencia en generadores GSIP.	11
Figura 1.5, Regiones de operación del sistema de conversión de energía eólica.	15
Figura 3.1, Diagrama conceptual del generador sincrónico de imanes permanentes.	27
Figura 3.2, Circuito equivalente del GSIP en el sistema de referencia sincrónico	34
Figura 3.3, Rectificador trifásico PWM acoplado al GSIP	37
Figura 3.4, Celda de Conmutación bidireccional	38
Figura 3.5, Circuito de rama equivalente del rectificador PWM.	38
Figura 3.6, Circuito equivalente por rama, con el modelo de estados promedios.	39
Figura 3.7, Rectificador trifásico PWM en modelo de estado promedio.	40
Figura 3.8, Modelo de pequeña señal (Corrientes de línea vs. Ciclo de trabajo)	43
Figura 3.9, Modelo de pequeña señal, Rectificador trifásico PWM, con desacopladores.	43
Figura 3.10, Perfil de viento utilizado.	46
Figura 3.11, Comparación de rendimiento entre turbinas eólicas[36].	47
Figura 3.12, Coeficiente de pérdida de potencia y par $C_p(\lambda)$, $C_q(\lambda)$, respectivamente.	49
Figura 3.13, Modelo del sistema mecánico.	50
Figura 3.14, Modelo simplificado del sistema mecánico	52
Figura 4.1, Diagrama de bloques propuesto en el control SCEE	57
Figura 4.2, Diagrama vectorial en estado estacionario para la técnica $I_d=0$.	60
Figura 4.3, Diagrama vectorial en estado estacionario para la técnica UPF.	61
Figura 4.4, Comparación de desempeño técnicas de control vectorial.	65
Figura 4.5, Corriente de la fase a, rectificador e inversor; (a) $I_d=0$, (b) UPF	66
Figura 4.6, Modulador PWM con doble actualización	68
Figura 4.7, Lazo de control de corriente activa (i_q)	69
Figura 4.8, Lazo de control de corriente reactiva (i_d)	69
Figura 4.9, Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo T_{id} y T_{iq} .	71
Figura 4.10, Barrido paramétrico de τz	73
Figura 4.11, Lazo de control de velocidad de rotor	74
Figura 4.12, Respuesta en frecuencia a la ganancia de lazo T_{wr}	75
Figura 4.13, Respuesta en frecuencia con criterio de estabilidad Nyquist	76
Figura 4.14, Respuesta escalón de la función de transferencia $\omega r(s)$ $\omega ref(s)$	77
Figura 4.15, Desempeño control de velocidad ante escalones, para $T_r=10Nm$	78
Figura 4.16, Desempeño experimental control de velocidad ante escalones, para $T_r=20Nm$	79
Figura 4.17, Desempeño experimental control de velocidad ante escalones, para $T_r=30Nm$	79
Figura 4.18, Potencia de salida, ante cambios de tipo escalón para $T_r=10Nm$, $J=0.5Kg \cdot m^2$	80
Figura 4.19, Desempeño experimental control de velocidad ante escalones, para $V_w=13m/s$	81
Figura 4.20, Ampliación Figura 4.19a, (a) $\lambda=2.93$, (b) $\lambda=5.27$	81
Figura 4.21, Ampliación Figura 4.19a, (a) $\lambda=7.62-7.33$, (b) $\lambda=5.75 - 5.27$	82
Figura 4.22, Desempeño control de velocidad ante rampas, para $T_r=10Nm$	83
Figura 4.23, Desempeño control de velocidad ante rampas, para $T_r=20Nm$	83
Figura 4.24, Desempeño control de velocidad ante rampas, para $T_r=30Nm$	84

Figura 4.25, Estructura propuesta en el control de potencia	85
Figura 4.26, Lugar de las raíces, función de transferencia $Pout(s)iq(s)$.	87
Figura 4.27, Lugar de las raíces, función de transferencia $Poutswrefs$	89
Figura 4.28, Diagrama de bloques control lazo de potencia vs velocidad.	89
Figura 4.29, Respuesta dinámica en lazo cerrado control de potencia vs. velocidad	90
Figura 5.1, Clasificación de técnicas de estimadores de velocidad sensorless en GSIP.	97
Figura 5.2, Esquema PLL trifásico en un marco de referencia síncrono.	100
Figura 5.3, Sincronización del flujo electromagnético en el sistema de referencia síncrono.	101
Figura 5.4, Diagrama de bode, integrador realimentado.	103
Figura 5.5, Respuesta en frecuencia, ganancia lazo cerrado T_{pll} .	104
Figura 5.6, Estimación de velocidad, técnica PLL, en diferentes puntos de operación.	105
Figura 5.7, Variables de interés en la técnica PLL.	105
Figura 5.8, Variables de interés en la técnica PLL, para $\omega_{ref}=240rpm$.	106
Figura 5.9, Variables de interés en la técnica PLL, para $\omega_{ref}=430rpm$	106
Figura 5.10, Flujo magnético estimado en coordenadas $\alpha\beta$.	107
Figura 5.11, Error de señal de posición estimada, estimador PLL, (ϵ_{oPLL})	108
Figura 5.12, Error de velocidad estimada, estimador PLL	109
Figura 5.13, Esquema general del observador por modos deslizantes.	109
Figura 5.14, Estimación de velocidad, técnica OMD, en diferentes puntos de operación.	113
Figura 5.15, Señales de interés en el observador OMD, para $\omega_{ref}=170rpm$.	114
Figura 5.16, Señales de interés en el observador OMD, para $\omega_{ref}=430rpm$	114
Figura 5.17, Respuesta en frecuencia, filtro pasa bajo observador OMD	115
Figura 5.18, Error de posición, observador OMD, (ϵ_{oOMD})	116
Figura 5.19, Error señal de velocidad, observador OMD	116
Figura 5.20, Esquema general del observador simplificado de Kalman	120
Figura 5.21, Calculo ganancia observador OSK	122
Figura 5.22, Estimación de velocidad, técnica OSK, en diferentes puntos de operación.	122
Figura 5.23, Error $\epsilon(k)$, observador OSK, en diferentes puntos de operación.	123
Figura 5.24, FEM normalizado en coordenadas $\alpha\beta$ y señal de sincronización θ , en el observador OSK.	123
Figura 5.25, Error de posición, observador OSK, (ϵ_{oOSK})	124
Figura 5.26, Error de velocidad, observador OSK	124
Figura 5.27, Comparación desempeño estimadores de velocidad.	125
Figura 5.28, Comparación señales de posición para $\omega_{ref}=170rpm$.	126
Figura 5.29, Comparación señales de posición para $\omega_{ref}=430rpm$.	126
Figura 5.30, Comparación error de posición en estimadores OSK, PLL, OMD.	127
Figura 5.31, Comparación error en la estimación de velocidad.	127
Figura 5.32, Tiempo de operación estimadores de velocidad y posición.	128
Figura 6.1, Desempeño del MPPT en aplicaciones de energía eólica	132
Figura 6.2, MPPT en bucle abierto.	134
Figura 6.3, Perfil de viento y potencia de salida con MPPT a bucle abierto.	134
Figura 6.4, Coeficiente de aprovechamiento C_p , y desempeño lazo de velocidad, con MPPT a bucle abierto.	135
Figura 6.5, Desempeño lazos de corriente, con MPPT a bucle abierto.	136
Figura 6.6, Desempeño del algoritmo MPPT a bucle abierto, (a) en función a λ , (b) en función de la velocidad de rotación (rpm)	137
Figura 6.7, Par ejercido por el GSIP, con el algoritmo MPPT a bucle abierto.	137

Figura 6.8, MPPT en bucle cerrado, (a) MPPT con lazo de velocidad (ω_{ref}), (b) MPPT con lazo de par (T_{ref}).	138
Figura 6.9, Diagrama de flujo algoritmo P&O clásico.	139
Figura 6.10, Respuesta escalón a la función de transferencia P_{out}/ω_{ref} .	140
Figura 6.11, Potencia de salida y coeficiente de aprovechamiento de potencia C_p con el MPPT P&O.	143
Figura 6.12, Desempeño lazo de velocidad MPPT P&O y Ampliación.	143
Figura 6.13, Comparación de la potencia con la velocidad y desempeño del lazo de corriente, con MPPT P&O.	144
Figura 6.14, Desempeño lazos de corriente, con MPPT P&O, y Desempeño del algoritmo en función a λ .	145
Figura 6.15, Desempeño del algoritmo MPPT P&O en función velocidad de rotación (rpm), y Par ejercido por el GSIP.	146
Figura 6.16, Perturbaciones propuestas, para el P&O modificado.	147
Figura 6.17, Diagrama de flujo algoritmo P&O modificado.	148
Figura 6.18, Potencia de salida con distintas perturbaciones.	149
Figura 6.19, Coeficiente de aprovechamiento con distintas perturbaciones.	150
Figura 6.20, Desempeño lazo de velocidad con las perturbaciones (a,b,c,d)	151
Figura 6.21, Ampliación referencia de velocidad con las perturbaciones (a,b,c,d)	152
Figura 6.22, Desempeño lazo de corriente con distintas perturbaciones	153
Figura 6.23, Corriente medida GSIP con la perturbaciones (a,b,c,d)	154
Figura 6.24, Desempeño del algoritmo MPPT P&O modificado en función a λ , para diferentes perturbaciones.	155
Figura 6.25, Par ejercido por el GSIP, con diferentes perturbaciones en el MPPT.	156
Figura 6.26, Tendencia de los indicadores de comparación MPPT	158
Figura 7.1, Convertidor back-to-back	164
Figura 7.2, Banco de pruebas convertidor back-to-back.	164
Figura 7.3, Corriente de línea rectificador trifásico controlado	165
Figura 7.4, Distorsión armónica corriente rectificador trifásico controlado.	166
Figura 7.5, Corriente de línea, inversor trifásico	167
Figura 7.6, Corriente de línea de etapa inversora, en función a la P_{in} .	168
Figura 7.7, Distorsión armónica corriente de línea del inversor trifásico	169
Figura 7.8, Distorsión armónica, corriente de línea etapa inversora.	169
Figura 7.9, Rendimiento convertidor back-to-back	170
Figura 7.10, Rendimiento convertidor back-to-back	171
Figura 7.11, Corriente de entrada y salida convertidor back-to-back, (a) @500w y W=237rpm	172
Figura 7.12, Corriente de entrada y salida convertidor back-to-back, @ 1000w y W=337.9rpm.	172
Figura 7.13, Corriente de entrada y salida convertidor back-to-back, @ 1500w y W=520.9rpm.	172
Figura 7.14, Resistencia equivalente en serie (ESR) del condensador electrolítico ALS31A331DF500 @ 55°C.	174
Figura 7.15, Descripción de variables de interés en convertidor back-to-back	175
Figura 7.16, Esquema general de medida sobre la corriente sobre un condensador de la DC-link.	180
Figura 7.17, Montaje experimental, medición de la corriente en el condensador de DC-link.	181

Figura 7.18, Corriente condensador DC-link, en el dominio del tiempo @ $\Delta_{\phi\text{pwm}}=0^\circ$, ((a) resultado teórico, (b) resultado experimental con una escala 2A/div, 50 μs /div.)	181
Figura 7.19, Análisis espectral de la corriente condensador DC-link, @ $\Delta_{\phi\text{pwm}}=0^\circ$, ((a) resultado teórico, (b) resultado experimental con una escala 10dB/div, 5kHz/div.)	182
Figura 7.20, Corriente condensador DC-link, en el dominio del tiempo @ $\Delta_{\phi\text{pwm}}=90^\circ$, ((a) resultado teórico, (b) resultado experimental con una escala 1.96A/div, 50 μs /div.)	183
Figura 7.21, Análisis espectral de la corriente condensador DC-link, @ $\Delta_{\phi\text{pwm}}=90^\circ$, ((a) resultado teórico, (b) resultado experimental con una escala 10dB/div, 5kHz/div.)	183
Figura 7.22, Análisis espectral de la corriente condensador DC-link, bandas laterales alrededor de 5, 10 y 15kHz @ $\Delta_{\phi\text{pwm}}=0^\circ$, (a,c,e) resultado teórico, (b,d,f) resultado experimental con una escala 20dB/div, 50Hz/div.)	184
Figura 7.23, Análisis espectral de la corriente condensador DC-link, bandas laterales alrededor de 5, 10 y 15kHz @ $\Delta_{\phi\text{pwm}}=90^\circ$, ((a,c,e) resultado teórico, (b,d,f) resultado experimental con una escala 20dB/div, 50Hz/div.)	185
Figura 7.24, Comportamiento de la corriente de la DC-Link vs. $\Delta_{\phi\text{pwm}}$	187
Figura A.1, Respuesta en frecuencia, (a) Impedancia a 1.58Hz, (b) Impedancia a 562.34Hz con rotor bloqueado a 15°.	214
Figura A.2, Respuesta en frecuencia, (a) Impedancia a 70.7946Hz, con rotor bloqueado a 0°, (b) Impedancia a 562.34Hz, con rotor bloqueado a 0°.	214
Figura A.3, Voltaje línea a línea y flujo medido del GSIP en vacío.	216
Figura B.1, Modelo del inversor trifásico con conexión a red	217
Figura B.2, Modelo del inversor trifásico con conexión a red (estados promedios)	218
Figura B.3, Modelo inversor en pequeña señal (Corrientes de línea vs. Ciclo de trabajo)	220
Figura B.4, Modelo de pequeña señal simplificado, Inversor con conexión a red	220
Figura B.5, Lazo de control de corriente activa (i_{qi}), inversor con conexión a red	221
Figura B.6, Lazo de control de corriente reactiva (i_{di}), inversor con conexión a red	222
Figura B.7, Respuesta en frecuencia, ganancia de lazo (T_{idi})	223
Figura B.8, Respuesta en frecuencia, ganancia de lazo (T_v)	225
Figura C.1, Análisis experimental termo gráfico del prototipo SCEE	227
Figura D.1, Esquema general emulador sistema de conversión energía eólica	229
Figura D.2, Emulador sistema de conversión de energía eólica	231
Figura D.3, Sistema de control digital	233
Figura E.1, (a) Velocidad del viento y de rotor, (b) Potencia de salida.	236
Figura E.2, Curvas características Turbina-Generador, (a) en función a velocidad de rotor, (b) en función a λ .	236
Figura G.1, Representación espacial del sistema de coordenadas a-b-c y α - β	240
Figura G.2, Representación espacial del sistema de coordenadas α - β -0 y d-q-0	242

Nomenclatura

v	Voltaje de fase neutro del sistemas trifásico
i	Corriente de línea del sistema trifásico
\vec{v}_{abc}	Vector de tensiones de fase en el sistemas de referencia abc
\vec{i}_{abc}	Vector de corrientes de línea en el sistemas de referencia abc
r_s	Resistencia por fase
$\vec{\Psi}_{abc}$	Vector de flujo electromagnético, en el sistemas de referencia abc
Ψ_m	Coefficiente de flujo magnético producto de imanes permanentes
e	Fuerza electromotriz inducida en GSIP
L	Inductancia equivalente por fase
T	Transformada de Park
p_e	Potencia de entrada al GSIP
ω	Velocidad angular variables eléctricas
ω_r	Velocidad de rotor
p	Numero de pares de polos
T_e	Par electromagnético ejercido por el GSIP
V_{dc}	Voltaje de DC-link
$d_{abc}, d_d d_q$	Ciclo de servicio en el sistema de referencia abc y dq
C_{eqv}	Condensador equivalente DC-link
i_{link_r}, i_{link_i}	Corriente entre salida de etapa y el condensador DC-link
i_0	Corriente de carga
ρ	Densidad del viento
v_w	Velocidad del viento
E_k	Energía cinética de viento
A	Área barrida por la turbina eólica
P_V	Potencia del viento
r	Radio de la turbina eólica
λ	Relación de velocidades
β	Angulo de giro de las palas
C_p	Coefficiente de aprovechamiento de potencia
C_q	Coefficiente de aprovechamiento de par
C_{pmax}	Coefficiente de aprovechamiento de potencia máximo
T_r	Par ejercido por la turbina eólica
J	Coefficiente de inercia
B	Coefficiente de amortiguamiento
K	Coefficiente de perdida por fricción
h	Relación de caja de engranajes
P_r	Potencia capturada por la turbina eólica
MG	Margen de ganancia
MF	Margen de fase

s	Operador en el espacio de <i>Laplace</i>
K_i	Constante integral regulador PI
K_p	Constante proporcional regulador PI
T_{pll}	Ganancia de lazo estimador de velocidad y posición PLL
f_c	Frecuencia de cruce por cero
θ	Posición angular
S_n	Superficie de deslizamiento, Observador por modos deslizantes
V	Función candidata de Lyapunov
Z	Componente de alta frecuencia de la fuerza electromotriz inducida
T_s	Periodo de muestreo $f_s = 1/T_s$
\bar{K}_r	Ganancia del estimador simplificado de Kalman
η	Rendimiento
p_{out}	Potencia de salida del generador
p_{ef}	Potencia mecánica de entrada al generador
α	Angulo de desfase entre el fasor i_a y i_d
w_{loss}	Potencia de perdidas
V_{pp}	Voltaje pico a pico de la señal portadora del modulador PWM
G_{pwm}	Ganancia modulador PWM
T_{sw}	Periodo de conmutación, $f_{sw} = 1/T_{sw}$
G_{cd}, G_{cq}	Ganancias de lazo de control para corriente activa y reactiva
β_d, β_q	Ganancias sensado de corriente activa y reactiva
T_{id}, T_{iq}	Ganancias de lazo cerrado, corrientes en el sistema de referencia dq
$P_{out(rectificador)}$	Potencia de entrada etapa inversora
G_v	Función de transferencia Regulador de tensión DC-link
β_v	Ganancia sensado tensión DC-link
T_v	Ganancia de lazo cerrado en el control de voltaje DC-link
$p_{out(inversor)}$	Potencia de salida en la etapa inversora
T_{ω_r}	Ganancia de lazo cerrado lazo de control de velocidad de rotor
β_{ω_r}	Ganancia de sensado de velocidad de rotor
G_{ω_r}	Función de transferencia regulador de velocidad de rotor
i_{qref}	Corriente de referencia q en el sistema de referencia sincrónico
ω_{ref}	Velocidad de referencia, lazo de control de velocidad en rotor
β_p	Ganancia de sensado de velocidad de rotor
G_p	Función de transferencia regulador de potencia GSIP
T_p	Ganancia de lazo cerrado en el control de potencia GSIP
$t_{(establecimiento)}$	Tiempo de establecimiento
$E_{generada}$	Energía generada por el GSIP
L_x	Vida útil del condensador
L_0	Vida condensador ideal
K_{Temp}	Coefficiente de envejecimiento por efecto de la temperatura
$K_{Voltage}$	Coefficiente de envejecimiento por efecto del voltaje
K_{Ripple}	Coefficiente de envejecimiento por efecto del rizado de la corriente
P_{loss}	Potencia de perdidas en el condensador DC-link

ESR	Resistencia equivalente en serie del condensador
i_{c_i}	Amplitud <i>rms</i> del armónico i en el condensador DC-link
i_{linkC}	Corriente en el condensador equivalente DC-link
$I_{a_{1r}}, I_{a_{1i}}$	Amplitud pico de la corriente de línea fase a
m_{a_r}, m_{a_i}	Índice de modulación en amplitud de la sinusoidal PWM
$\varphi_{\eta_r}, \varphi_{\eta_i}$	$\varphi_{\eta_r} = (1 - \eta) \times \frac{2\pi}{3}$; donde $\eta=1, 2$ y 3 , para la fase abc respectivamente
$\varphi_{0_r}, \varphi_{0_i}$	Desfase entre el armónico fundamental de la corriente y voltaje de fase
$\varphi_{PWM_r}, \varphi_{PWM_i}$	Fase de la señal portadora del modulador PWM inversora
$J_n(x)$	Función de Bessel de primera clase y de orden n
M	Numero del armónico de la frecuencia
N	Numero del armónico de la frecuencia
$\omega_{1_r}, \omega_{1_i}$	Velocidad angular señal fundamental $\omega_{1_r} = 2 \cdot \pi f_{1_r}$, $\omega_{1_i} = 2 \cdot \pi f_{1_i}$
$\delta_a, \delta_b, \delta_c, \delta_d, \delta_e, \delta_f$	Coefficientes del modelado de la turbina eólica

Sub-Índices

d, q	Sistema de referencia síncrono dq
α, β	Sistema de referencia estacionario $\alpha\beta$
r	Variables asociadas a la etapa rectificadora
i	Variables asociadas a la etapa inversora

Súper-Índices

\wedge	Indica variables estimadas
\sim	Variables en pequeña señal, linealización de Taylor de primer orden

1. Estado de la Técnica

El aumento progresivo de la demanda energética mundial, suministrada en su mayoría de combustibles fósiles (petróleo, carbón, etc.), conlleva la disminución de recursos naturales, implicando un constante deterioro del medio ambiente, el cual se manifiesta en mayores emisiones de dióxido de carbono (CO₂) y aumento del efecto invernadero.

La alta dependencia de los combustibles fósiles, su implicación en el "cambio climático" y la progresiva escasez de las mismas prevista hasta el año 2050, han motivado un interés en los métodos alternativos de generación de electricidad, basados en el aprovechamiento de fuentes de energía renovable. Esta tendencia de la diversificación del mercado hacia las energías renovables, ha llevado la energía eólica a convertirse en la alternativa energética más prometedora. El viento es un recurso limpio e inagotable disponible en todas las partes del mundo, si bien determinadas zonas son más "ricas" en este recurso natural, lo que las hace más adecuadas para la instalación de grandes generadores eólicos. Recientes progresos en los sistemas de energía eólica han conducido a una reducción de costes, hasta el punto de convertir este recurso natural en uno de las más competitivas en comparación con los métodos convencionales de generación de energía eléctrica.

Dentro de las medidas planteadas para solventar el problema que generará la escasez de los combustibles fósiles, agravado por el aumento de la demanda energética mundial, se encuentra la diversificación de las fuentes energéticas. Algunos investigadores plantean construir una matriz energética que cuente con un tercio de energía proveniente de combustibles fósiles con plantas de generación de ciclo combinado, un tercio provenientes de energía nuclear con centrales nucleares de cuarta generación y por último un tercio proveniente de energías renovables. Esta diversificación disminuiría notablemente la contaminación y prolongaría los recursos naturales [1].

Particularmente, los sistemas de conversión de energía eólica (SCEE), son considerados como una de las más eficientes de todas las energías renovables

Capítulo 1

explotadas [1], de hecho en algunos países como Alemania, USA o España, la potencia generada por los sistemas de conversión de energía eólica está alcanzando un porcentaje significativo del total de la energía generada en estos países. En el caso de la Unión Europea, el plan estratégico 20-20-20 propone como objetivo destacado que el 20% de las necesidades energéticas en el año 2020, serán cubiertas por sistemas de generación basados en fuentes de energía renovable. Este valor sería inalcanzable sin la destacada aportación de los sistemas de generación eólica.

Los sistemas de generación de energía eólica están compuestos por tres elementos fundamentales:

1.- Turbina eólica, encargada de capturar la energía cinética del viento y transformarla en una energía mecánica asociada a un par y velocidad de rotación.

2.- El generador eléctrico encargado de transformar la energía mecánica y transformarla en energía eléctrica, en aplicaciones de mediana y alta potencia generalmente también se utilizan elementos mecánicos entre la turbina eólica y el generador eléctrico que modifican la relación par velocidad de la potencia mecánica, llamadas cajas de reducción o reductoras.

3.- Elementos de conversión de potencia, estos se encargan de adecuar la energía eléctrica para poderla inyectar a la red.

En los sistemas de energía eólica, la turbina eólica puede operar a velocidad fija, en cuyo caso dichos sistemas están compuestos por generadores acoplados mecánicamente a la turbina eólica con una caja de engranajes, los cuales se conectan directa y eléctricamente a la red con dispositivos de arranque suave y bancos de condensadores para manejar la potencia reactiva del generador. Los sistemas de energía eólica a velocidad fija tienen el principal inconveniente de que su máxima eficiencia es obtenida a una determinada velocidad del viento, presentando rendimientos inferiores para el resto de velocidades, lo que se

determina con el coeficiente de potencia de la turbina eólica utilizada [2]. En el diseño de esta topología es importante seleccionar adecuadamente el tipo de turbina para la velocidad de viento promedio de la zona, de manera que se opere el mayor tiempo posible en el punto de operación óptimo [3].

A diferencia de los sistemas de velocidad fija, recientemente son utilizados los sistemas en régimen de velocidad variable que tienen la ventaja principal de mejorar su rendimiento en un amplio rango de velocidades de viento [4]. Los sistemas de velocidad variable tienen diversas e importantes ventajas:

- 1- La reducción de esfuerzos mecánicos en el tren de potencia.
- 2- Una mejor calidad de la potencia de salida.
- 3- Menores emisiones de ruido.
- 4- Una mayor captura de energía [3].

En los sistemas de velocidad variable es necesario utilizar convertidores de potencia que permitan la conversión de frecuencia/voltaje variables a frecuencia/voltaje fijos para la conexión a la red o al sistema de potencia que alimentan. Si bien estos últimos son más costosos, el aumento de la energía capturada bajo este tipo de operación hace que esta topología sea más rentable a largo plazo.

En relación a los elementos de conversión de potencia, existen diferentes topologías estudiadas que son utilizadas en función del tipo de generador empleado [5]. Dentro de éstas, la más explotada en sistemas trifásicos de pequeña y mediana potencia, es la que usa convertidores de potencia del tipo back-to-back, que están compuestos por dos convertidores VSI (Voltaje Source Inverter) en cascada, uno de ellos conectado al aerogenerador operando en régimen de velocidad variable, y el otro conectado a la red eléctrica a la que le suministra energía, de manera que se pueda operar a dos frecuencias distintas compartiendo

Capítulo 1

una tensión continua [6]. Esta topología tiene la ventaja de poder manejar en un sistema de referencia síncrono la energía activa y reactiva de forma independiente, tanto para la etapa del convertidor acoplado al generador como a la etapa acoplada a la red eléctrica. Esta posibilidad trae beneficios como el de poder inyectar energía a la red con factor de potencia unitario [7].

Con el uso de esta topología es habitual encontrar acoplado directamente a la turbina eólica generadores de inducción de doble excitación o generadores sincrónicos de imanes permanentes. Este acople directo permite reducir las pérdidas producidas por el tren de engranajes.

En el caso concreto de generadores sincrónicos de imanes permanentes (GSIP), es necesario conocer la posición angular del rotor del generador a fin de implementar la estructura de control en un marco de referencia síncrono y establecer el seguimiento del punto de máxima potencia del aerogenerador, para esto existen técnicas de medición directa como los tacómetros acoplados al rotor y técnicas de medición indirecta mediante estimadores de posición y velocidad. Estas técnicas son llamadas comúnmente (sensorless) [8][9][10][11][12].

Las técnicas sensorless pueden estimar la posición angular utilizando como referencia el voltaje de línea, mediante la técnica *Voltage Oriented Control* (VOC) o en su defecto estimando el flujo virtual, donde la técnica *Virtual flux Oriented Control* (VFOC) presenta mejor comportamiento por tener un filtro pasa bajo implícito [6]. Una u otra técnica son seleccionadas en función de las variables físicas disponibles como por ejemplo, los voltajes y corrientes de línea del generador o los parámetros del generador utilizado.

Dentro de las técnicas sensorless utilizadas hoy en día en la estimación de posición y velocidad, destacan: el observador de Kalman y el observador por modos deslizantes. En cualquier caso, ambas técnicas han sido ampliamente estudiadas por el control de motores sincrónicos, pero no existen trabajos

exhaustivos que hayan analizado sus prestaciones con GSIP. El comportamiento de estas técnicas es fundamental para el uso de control vectorial, ya que se fundamentan en la descomposición vectorial de la corriente de línea.

Otro aspecto importante a tener en cuenta en el uso de la topología back-to-back, independientemente del tipo de modulación que se emplee para calcular los ciclos de trabajo de los transitorios de potencia, es definir la técnica de control vectorial que se va a emplear para los lazos de regulación de las corrientes del aerogenerador, las técnicas más utilizadas son:

- 1- Corriente reactiva igual a cero ($I_d=0$).
- 2- Factor de potencia unidad (UPF).
- 3- Máximo par por unidad de corriente o máxima eficiencia [13].
- 4- Técnica de flujo Constante.

Estas técnicas presentan diferencias en su rendimiento e implementación, y a pesar de que han sido ampliamente desarrolladas para el control de motores síncronos, no existen trabajos que hayan comprobado sus prestaciones en el caso de generadores sincrónicos. Es por ello que esta tesis plantea dentro de sus objetivos el estudio comparativo de estas técnicas aplicado a un aerogenerador basado en GSIP, a fin de determinar cuál es la mejor adaptada para aplicaciones de generación eólica.

En los sistemas de generación de energía eólica en pequeña y mediana potencia en régimen de velocidad variable, el punto de operación óptimo depende directamente de las condiciones ambientales del momento, por esta razón en algunos casos se mide la velocidad del viento para estimar el punto de operación. En la mayoría de las aplicaciones, el punto óptimo es alcanzado por algoritmos a lazo cerrado en función del modelo del sistema y la energía de salida del mismo, estos comúnmente llamados como algoritmos de seguimiento del punto máximo de potencia, en sus siglas en inglés (MPPT) [14].

Capítulo 1

Un aspecto fundamental en las investigaciones de las técnicas de conversión de potencia a mejorado la integración con la red eléctrica. El uso de convertidores de potencia permite la operación a velocidad variable de la turbina eólica, a fin de que éste opere lo más cerca posible del punto máximo de potencia, es decir en aquellas condiciones de funcionamiento que permitan optimizar la energía aprovechable que es obtenida por la interacción entre el viento y la palas de la turbina eólica. Se han propuesto diversos esquemas de control con mayor o menor complejidad e incremento del coste económico, pero todos los esquemas que contienen convertidores de potencia se diseñan para maximizar la potencia extraída en todo el rango de la velocidad del viento. Dicho rango comienza desde la velocidad de inicio, definida por las pérdidas iniciales de la turbina y el convertidor, y llega hasta la velocidad máxima definida por la potencia nominal del generador y la máxima carga mecánica permitida sobre la turbina utilizada en el sistema de conversión de energía eólica (SCEE).

En los sistemas sin cajas de reducción "*gearless*", que se identifican como aquellos donde el generador está acoplado directamente a la turbina eólica, se requiere generadores multipolares que operan con bajas velocidades de rotación, pero el elevado número de polos permite que el rango de tensiones y frecuencias en bornes del generador pueda ser correctamente procesado por el convertidor de potencia. La ventaja de estos sistemas radica en la reducción de las pérdidas mecánicas asociadas a la caja reductora.

1.1. Generadores eléctricos en sistemas de conversión de energía eólica

Existen varios estudios acerca de las topologías y tipos de generadores más utilizados en aplicaciones de energía eólica [5][15][16][17], pero en general, son 4 los tipos de generadores que hoy en día abarcan la mayoría de las aplicaciones, estos son los generadores de inducción, los de inducción de doble bobinado, generadores sincrónicos de rotor bobinado y los generadores sincrónicos de

imanes permanentes, cada uno con características particulares, que son explicados a continuación.

- Generadores de inducción:** los generadores de inducción (IG) pueden ser de rotor de jaula de ardilla, y de rotor bobinado. En el primer caso el flujo del rotor solo puede ser controlado por el estator cuya topología más usada es mostrada en la Figura 1.1, donde se utiliza 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. En el caso de los generadores de inducción de rotor bobinado, es necesario circuitos adicionales que permiten 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 se incrementan sus costos [18].

En el caso de los generadores de inducción de pocos polos es necesario utilizar cajas de engranajes de manera que se aumente la velocidad angular de la tensión de salida para ser procesada por el convertidor de potencia, la gran ventaja de este tipo de generadores es que son relativamente baratos, robustos y requieren un bajo mantenimiento.

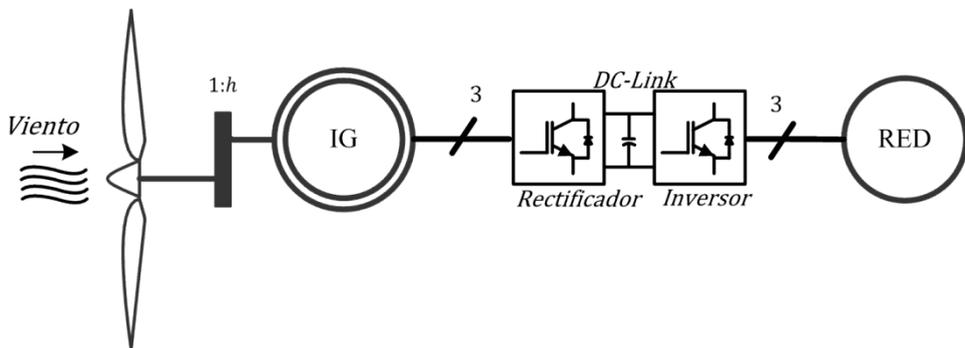


Figura 1.1, Topologías de electrónica de potencia en generadores de inducción jaula de ardilla.

- **Generadores de inducción de doble bobinado:** esta configuración es conocida como el concepto DFIG, que corresponde a un generador de inducción con rotor bobinado, donde parte de la potencia nominal es manejada por el convertidor de potencia sobre el circuito del rotor y el resto es manejada por el estator que es conectado directamente a la red, tal como muestra la Figura 1.2. Este tipo de generadores es utilizado en aplicaciones de grandes potencias en el orden de (MW). El convertidor de potencia controla la frecuencia del circuito de rotor y a su vez las velocidades de rotación. Esta topología puede operar en un amplio rango de operación, dependiendo de la frecuencia del convertidor. Típicamente el rango de la velocidad variable ronda $\pm 30\%$ de la velocidad de sincronización [19], la relación de la potencia manejada por el convertidor de potencia ronda el 30% de la potencia nominal, lo que hace ser una topología económica y muy utilizada en la práctica. Con este tipo de generador se suele utilizar el convertidor con rectificadores a diodos Figura 1.2a, y también los convertidores back-to-back mostrado en la Figura 1.2b, los cuales mejoran la distorsión de la corriente, además tienen la capacidad de manejar la potencia activa y reactiva de manera independiente en el generador [5]. Una ventaja importante de este esquema en comparación con la Figura 1.1, es que el convertidor de potencia únicamente maneja una fracción de la potencia de generador. A cambio, el generador requiere mayor mantenimiento que en el caso de la jaula de ardilla.

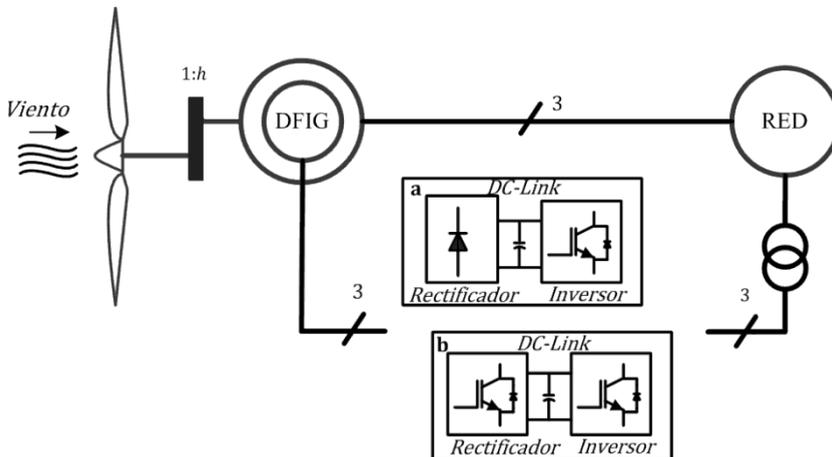


Figura 1.2, Topologías de electrónica de potencia en generadores DFIG.

- Generadores sincrónicos de rotor bobinado:** Los generadores sincrónicos (GS) tienen una particular posición dentro de los generadores eléctricos debido a que tienen un buen comportamiento en la regulación de la potencia. En media y alta potencia generalmente se encuentran acoplados a la red mediante convertidores back-to-back, como puede apreciarse en la Figura 1.3, los cuales regulan la velocidad de rotación mediante un control de par, y la potencia activa y reactiva entregada a la red. En aplicaciones con generadores con gran número de polos la corriente magnetizante en el rotor se incrementa, por lo tanto aumentado la potencia reactiva de la máquina, que luego debe ser compensada mediante un convertidor de potencia. La desventaja de este tipo de generadores, radica en que la energía en el rotor es disipada en forma de calor, y en la máquinas de poca potencia, la potencia necesaria para excitar el rotor está en el orden de un 5% de la potencia nominal de la máquina, y en los generadores sincrónicos de gran potencia el rotor necesita una potencia de excitación en el orden de 0.5-2% de la potencia nominal [20].

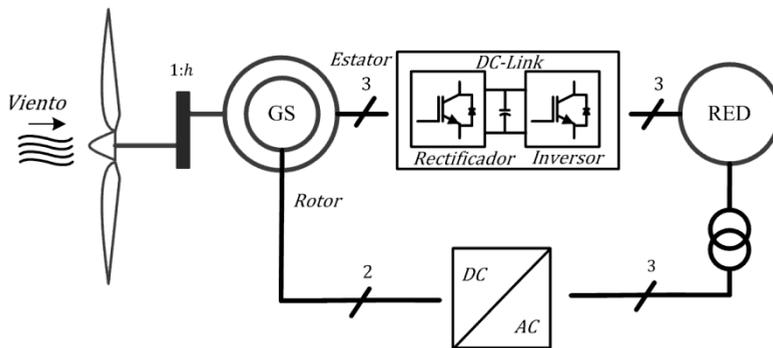


Figura 1.3, Topologías de electrónica de potencia en generadores GS.

Cuando se utiliza un generador sincrónico o asíncrono interconectado a la red, directamente o a través de un transformador elevador, este generador gira a una velocidad igual o muy próxima a la de sincronismo a fin de inyectar en la red corriente eléctrica a una frecuencia constante. Es decir, la frecuencia de la red impone la velocidad de giro de la turbina a través del generador y la caja de

Capítulo 1

engranajes. Por esta razón, el rotor del generador debe girar a una velocidad sensiblemente constante, bajo estas condiciones, dada la variabilidad de la velocidad del viento, se presentan a lo largo del funcionamiento del sistema unas condiciones de trabajo que se alejan de las condiciones óptimas de funcionamiento.

- **Generadores sincrónicos de imanes permanentes (GSIP):** son generadores sincrónicos similares a los de rotor bobinado, con la diferencia de que el flujo magnético en el rotor es generado por imanes permanentes, de manera que el flujo magnético es constante. Existen varias topologías con el uso de este generador, pero las más comunes son las mostradas en Figura 1.4, donde el convertidor de potencia *a*, utiliza un rectificador no controlado en el lado del generador reduciendo el costo del convertidor de potencia, a diferencia del convertidor *b* que permite regular el factor de potencia del generador, con lo que se aumenta el rendimiento del sistema [7][21], utilizando las técnicas de control vectorial adecuadas. Otra diferencia no desdeñable es la elevada distorsión de corriente en el generador cuando se utiliza el convertidor *a*, lo que reduce el factor de potencia e incrementa las vibraciones asociadas a los armónicos de par asociados. En consecuencia, su aplicación está limitada a varias decenas de Kw. Inicialmente el uso de esta tecnología estaba limitada para aplicaciones de baja potencia, pero hoy en día los generadores sincrónicos de imanes permanentes existen para potencia nominal de algunos MW, como es el caso del generador construido por el consorcio (Rotatek Finland Ltd, Verteco Ltd, nowadays The Switch and Vaasa Engineering Ltd), que presenta una potencia nominal de 5MW, estos generadores pueden ser fabricados, gracias al aumento de la densidad del flujo magnético de los imanes permanentes, que en la actualidad con materiales del tipo Nd-Fe-B, superan los $400\text{kJ}/\text{m}^3$ [22].

El hecho de tener un flujo magnético constante en el rotor de la máquina, aumenta su rendimiento, ya que no necesita parte de la potencia generada para excitar el flujo magnético en el rotor.

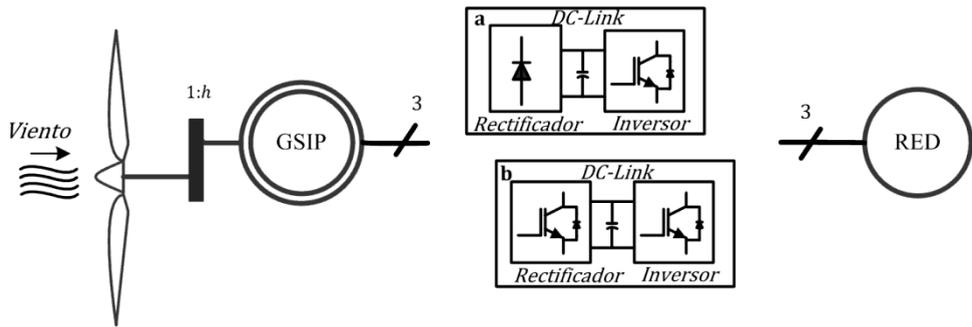


Figura 1.4, Topologías de electrónica de potencia en generadores GSIP.

1.2. Control de turbinas eólicas

En los sistemas de conversión de energía eólica existen diferentes métodos para regular la potencia de la energía capturada por la turbina eólica, entre los más comunes se encuentran:

- 1- Control del ángulo de pala, comúnmente conocido en inglés como "*blade pitch control*".
- 2- Control de parada activa "*active-stall control*".
- 3- Control pasivo a ángulo fijo "*passive stall control*".
- 4- Control de desorientación "*yaw control*".

Estas cuatro técnicas son generalmente utilizadas en función de la potencia del sistema y pueden encontrarse sistemas que usen más de una técnica a la vez. Las técnicas se describen brevemente a continuación:

- **Control del ángulo de ataque de la pala:** es el tipo de control más utilizado en turbinas eólicas de gran potencia. El control realiza un ajuste de la incidencia del viento sobre las palas, modificando el ángulo de ataque y la cantidad de potencia extraída por ésta. Con este tipo de regulación, cuando se

Capítulo 1

opera a potencias inferiores a la nominal, el control ajusta el ángulo de la pala a su valor óptimo, obteniendo así la máxima potencia del viento. Al exceder la potencia nominal, el control cambia el ángulo de las palas, con la finalidad de reducir el rendimiento de la turbina, derivando la potencia en exceso por pérdida aerodinámica [23]. Esta técnica presenta el inconveniente de tener que introducir partes móviles para hacer el ajuste mecánico de la posición de las palas aumentando sus costos.

El ángulo de giro de las palas con esta técnica operara para ángulos menores o iguales al ángulo óptimo, región donde la pérdida de sustentación varía de forma gradual. En otras palabras cuando aumenta la velocidad del viento y se quiere limitar la potencia extraída, el ángulo de palas disminuirá, reduciendo la eficiencia aerodinámica de la turbina eólica.

En las pequeñas turbinas eólicas el mecanismo de ajuste del ángulo de pala es muy costoso y no se justifica. Consecuentemente, la regulación a velocidades de viento altas, se realiza por medios eléctricos, variando el punto de operación de la turbina eólica.

- **Control de parada activa:** También es llamado como control de Control del ángulo de pala negativo, dado que utiliza el mismo concepto de la técnica control del ángulo de pala, pero opera en la región de pérdidas por sustentación contraria, es decir operara para ángulos mayores o iguales al ángulo óptimo, a diferencia de la técnica anterior, cuando se aumenta la velocidad de viento y se quiere limitar la potencia de salida, se aumenta el ángulo de ataque de las palas, produciendo una pérdida de sustentación más agresiva que en el caso anterior. La diferencia de esta zona de operación, es que generalmente la eficiencia aerodinámica de la turbina, cambia más bruscamente por cada grado (°) girado en el ángulo de ataque de las palas, por ende se requieren menores cambios en el ángulo de ataque para controlar la potencia.

- **Control pasivo a ángulo fijo:** en esta técnica las palas de la turbina permanecen fijas al rotor, sin la posibilidad de modificar el ángulo de ataque. Sin embargo, el perfil de la pala ha sido aerodinámicamente diseñado para asegurar que, en el momento en que la velocidad del viento sea demasiado alta, se cree una cierta turbulencia en la parte de la pala que no da al viento. Esta pérdida de sustentación evita que la fuerza ascensional de la pala actúe sobre el rotor. Conforme aumenta la velocidad real del viento en la zona, el ángulo de ataque de la pala del rotor también aumentará, hasta llegar al punto de empezar a perder la sustentación.

En comparación con la técnica anterior, el control pasivo es menos efectivo, pero tiene la ventaja de que no necesita ningún sistema de control ni mecanismo de ajuste.

Esta técnica es la utilizada en sistemas de pequeña y mediana potencia donde la potencia manejada, no justifica un sistema mecánico para modificar el ángulo de ataque. Por lo que en esta tesis, el SCEE utiliza ésta técnica de control en la turbina eólica.

- **Control de desorientación:** esta técnica permite limitar la potencia mediante la desorientación de la turbina eólica en relación a la dirección del viento para altas velocidades de viento. Se limita la potencia capturada por la turbina mediante su cambio de dirección, de manera que la dirección del viento no esté perpendicular a las palas. Este control es utilizado cuando se alcanza la potencia nominal del sistema. En esta técnica al orientar parcialmente el rotor, se crean importantes esfuerzos mecánicos en la turbina que limitan su aplicación a sólo las turbinas de baja potencia, como elemento de protección ante altas velocidades de viento que podrían comprometer la integridad de la turbina.

En el caso de aplicación de esta tesis, el método que se utiliza corresponde a control pasivo a ángulo fijo, debido que la turbina eólica no permite modificar el

Capítulo 1

ángulo de ataque de las palas. Ante velocidades de viento elevadas, el par ejercido por la turbina puede ser manejado por el generador de manera temporal a fin de reducir la velocidad y fijar su punto de operación, donde se obtenga la máxima eficiencia cuando se trabaje por debajo de la potencia nominal y en pérdida de sustentación cuando se supere ésta.

Independientemente de la técnica descrita en los apartados anteriores, las turbinas eólicas trabajan en distintas regiones de operación, que definen la estructura de control adecuada, en función de las características aerodinámicas y la velocidad del viento [24]. Generalmente se consideran cuatro regiones de operación que aparecen en la Figura 1.5, donde se muestra la potencia del viento en un área definida, la potencia de una turbina ideal con un coeficiente de pérdidas de potencia ($C_p=0.59$), y por último la potencia disponible con las características de la turbina utilizada en la Figura 3.12, donde el coeficiente de pérdidas de potencia máximo, es $C_{pmax}=0.476$. Una explicación más detallada del significado físico de C_p y de las características aerodinámicas de la turbina se presenta en el Apartado 3.4.1.

Las cuatro regiones de operación más importantes son explicadas a continuación:

- **Región I.** Se produce cuando la velocidad del viento, es inferior a la velocidad de conexión. En el caso de la Figura 1.5, está localizada a la izquierda de 5m/s, región que está definida por las pérdidas mínimas de operación del sistema. Incluye el tiempo en el cual la turbina esta sin operación hasta cuando está a punto de comenzar de entregar energía.

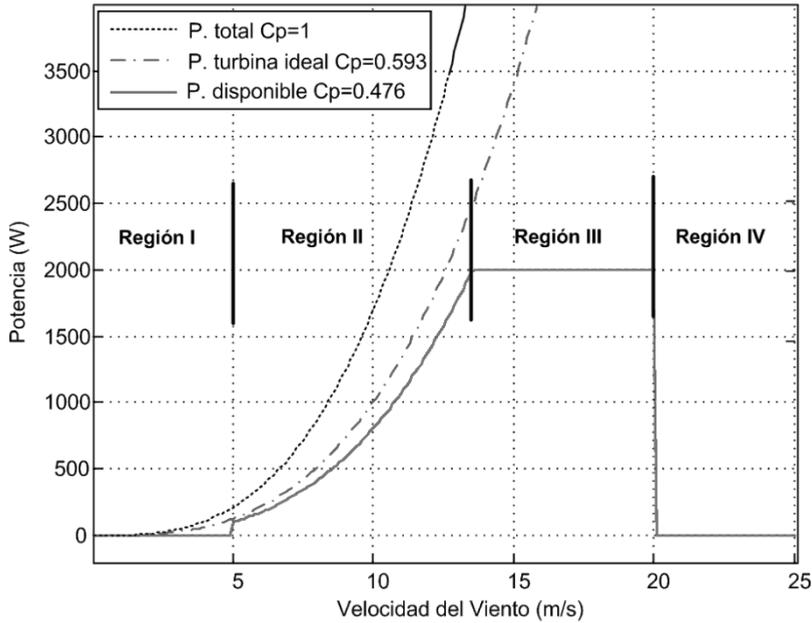


Figura 1.5, Regiones de operación del sistema de conversión de energía eólica.

- **Región II.** En esta región la potencia extraída de la turbina depende de la relación entre la velocidad de giro y la del viento. En el caso de la Figura 1.5, está comprendida entre 5 y 13 m/s de velocidad del viento. Las pérdidas aerodinámicas evitan que la turbina extraiga la máxima potencia teórica del viento. Dichas pérdidas dan lugar al denominado *límite de Betz*. En esta región el sistema de control define el punto de operación, que está dado por el algoritmo de seguimiento de máxima potencia, estudiado en el apartado 3.4. y en el capítulo 6.

- **Región III.** Esta región ocurre cuando se alcanza la potencia nominal de diseño, por ejemplo, cuando la velocidad del viento produce una potencia que supera la potencia eléctrica nominal del generador. En la Figura 1.5, es la región comprendida entre 13 y 20 m/s. La turbina debe limitar potencia existente, de tal manera que no exceda la potencia máxima de diseño. En esta región de operación, habitualmente el algoritmo de búsqueda del punto de máxima potencia se modifica de tal manera que la potencia extraída sea la nominal. En el capítulo 4, se

Capítulo 1

propone realizar el control de la turbina en la región III, estableciendo un lazo de regulación de potencia. Dicho lazo podría cerrarse actuando sobre la velocidad de giro o bien directamente sobre el par (esto es sobre el lazo interno de corriente activa). En el capítulo 4, se analiza cual de las dos estructuras presenta un mejor desempeño en la aplicación.

- **Región IV.** Esta región ocurre para elevadas velocidades de viento, en el caso de la Figura 1.5, para velocidades del viento mayores a 20m/s. Cuando se maneja la potencia nominal de la máquina y se excede la velocidad de rotación, es necesario interrumpir la rotación de la misma para preservar su integridad, lo que produce una parada en la generación de energía. Generalmente, esto ocurre ante condiciones medio ambientales extremas.

2. Objetivos de la Tesis

El objetivo principal de esta tesis está enmarcado en la mejora de la eficiencia y de las prestaciones dinámicas en procesadores electrónicos de potencia para pequeños aerogeneradores sincrónicos operando en régimen de velocidad variable.

El objetivo principal se puede subdividir en los objetivos parciales, agrupados en dos bloques atendiendo a la especificidad de su orientación:

1. Objetivos específicos orientados a mejorar la eficiencia y optimización del diseño del sistema de conversión de energía.

1.1. Estudio comparativo de las técnicas de control vectorial en el control de corriente aplicado a generadores sincrónicos de imanes permanentes (Capítulo 4). Estas técnicas presentan diferencias en su rendimiento e implementación, y a pesar de que han sido ampliamente desarrolladas para el control de motores síncronos, no existen trabajos que hayan comprobado sus prestaciones en el caso de generadores sincrónicos. Es por ello que esta tesis plantea el estudio comparativo de estas técnicas aplicado a un aerogenerador basado en GSIP, a fin de determinar cuál es la mejor adaptada para aplicaciones de generación eólica.

1.2. Estudio del comportamiento estático del conjunto Convertidor de potencia-Generador sincrónico (Capítulo 7). Este estudio permitirá, identificar de manera efectiva el funcionamiento en función del punto de operación del SCEE, estableciendo de manera precisa tanto las regiones de operación en las que operé el aerogenerador, como el desempeño del convertidor desde el punto de la red eléctrica a la que se conecta.

1.3. Optimizar el diseño de DC-Link y mejorar la eficiencia del convertidor de potencia back-to-back, estudiando la dependencia entre las corrientes en la DC-Link de la etapa rectificadora e inversora del convertidor back-to-back (Capítulo 7). Este estudio permitirá optimizar el diseño, estableciendo la

Capítulo 2

relación que debe existir entre los controles de ambas etapas para reducir las corrientes que circulan por los condensadores en el bus de continua, lo que previsiblemente redundará en una reducción de pérdidas y, lo que es más interesante, poder proceder al diseño más eficiente del bus de continua al poder reducir el número de condensadores necesarios, o bien elevar el tiempo medio entre fallos (*Mean Time Between Failures* "MTBF") de los mismos.

1.4. Propuesta de un nuevo algoritmo de búsqueda del punto de máxima potencia, obtenido a partir del conocido como "Perturbar-Observar" (P&O), el cual se espera pueda beneficiarse de las ventajas de la técnica convencional, a la vez que puede reducir el estrés mecánico del conjunto turbina-generator. (Capítulo 6), Con ello se pretende mejorar la vida útil del SCEE, en la medida en que el estrés mecánico se reduzca, ya que es una de las causas más frecuentes de avería en este tipo de sistemas. Con ello se pretende evitar grandes fluctuaciones de par electromagnético en una región particularmente agresiva para el aerogenerador debido a la característica aerodinámica de la turbina.

En consecuencia, se espera conseguir un funcionamiento en la región de potencia constante con reducido estrés mecánico asociado a las vibraciones originadas por variaciones bruscas en el par electromagnético.

2. Objetivos específicos orientados al estudio y mejora de las prestaciones dinámicas del SCEE.

2.1. Realizar un modelado del SCEE, teniendo en cuenta todos los componentes involucrados (Capítulo 3), y analizar su comportamiento estático y dinámico cuando se realiza la interconexión entre sus componentes. Con este modelado se dispondrá de las herramientas necesarias para establecer la estructura de control más adecuada para cada región de operación, así como establecer el tipo de regulador a utilizar para cada variable controlada.

2.2. Estudiar la viabilidad de utilizar una estructura de control variable en función de la región en la que opere el aerogenerador (Capítulo 4). En concreto, se propone introducir un lazo lineal de regulación de potencia que mantenga dicha magnitud próxima a su valor nominal (adoptado como consigna) en la región III (potencia constante).

2.3. A fin de evitar el uso de sensores instalados en el GSIP (posición, velocidad, par, etc.), se propone el uso de técnicas sensorless (Capítulo 5). Se llevaría a cabo un estudio comparativo entre diversas técnicas en el contexto de SCEE con generadores sincrónicos de imanes permanentes, valorando cuáles de dichas técnicas pueden ser adecuadas en aplicaciones de energía eólica y determinando la que presente mejor desempeño.

3. Modelado del Sistema de Conversión de Energía Eólica

3.1 Introducción

En este capítulo se describe el modelado matemático, de los componentes del sistema de conversión de energía eólica. En relación al generador sincrónico de imanes permanentes se muestra un detallado análisis para obtener las ecuaciones características en el sistema de referencia síncrono, que serán de especial interés para ser utilizadas en el diseño de estimadores de posición y velocidad del rotor, así como el diseño de los distintos reguladores que componen el sistema de control del SCEE.

En relación a los componentes mecánicos del SCEE, se estudia el modelo matemático donde se supone conocida la energía que puede ser capturada del viento, a partir de un perfil en la velocidad del viento conocido, que será utilizado en futuras pruebas experimentales. Esto no significa que el sistema propuesto requiera conocer a priori el perfil de viento, pues obviamente éste es aleatorio y, salvo medida o estimación del mismo, constituye una variable externa no conocida. El perfil propuesto tan sólo es un ejemplo, que se utilizan para obtener respuestas reproducibles en el laboratorio y poder llevar a cabo los estudios comparativos. El modelo matemático del sistema mecánico es presentado mediante un balance de energía entre la turbina eólica y el generador eléctrico.

También se estudia en este capítulo el convertidor de potencia mediante el modelo de estados promedios, el cual permitirá establecer las estrategias de control necesarias para manejar la velocidad y potencia de salida del GSIP.

3.2 Modelado del Generador Síncrono de Imanes Permanentes (GSIP).

La reciente disponibilidad de materiales magnéticos de alta densidad, con precios competitivos, conjuntamente con el aumento de la capacidad de procesamiento y disminución de los costos en los dispositivos de procesamiento digital de señales (DSP), que permiten el eficiente y simple uso de los GSIP han contribuido a su uso [25]. La popularidad de las máquinas de imanes permanentes están dadas por las siguientes características [26]:

- Alta eficiencia.
- Alta relación de par vs. inercia.
- Alta relación de par vs. volumen.
- Alta densidad de flujo magnético.
- Alta relación de aceleración y desaceleración.
- Bajo costo de mantenimiento.
- Estructura compacta.
- Respuesta lineal en relación al voltaje de entrada.

A pesar de esto, el elevado costo inicial, su limitada temperatura de operación, además del riesgo de desmagnetizar los imanes permanentes en caso de sobrecorrientes, son los principales inconvenientes de su uso. La Figura 3.1 muestra un diagrama conceptual del generador síncrono de imanes permanentes de un par de polos. En ésta se observa la distribución simétrica de las bobinados en el estator de las fases a, b, c , que están desfasadas 120° entre ellas. La distribución es sinusoidal y las bobinas del estator están conectadas en estrella. Cada devanado tiene N_s espiras y una resistencia equivalente r_s , los ejes abc , son los ejes magnéticos respectivamente. Los imanes del rotor están situados en el interior de éste.

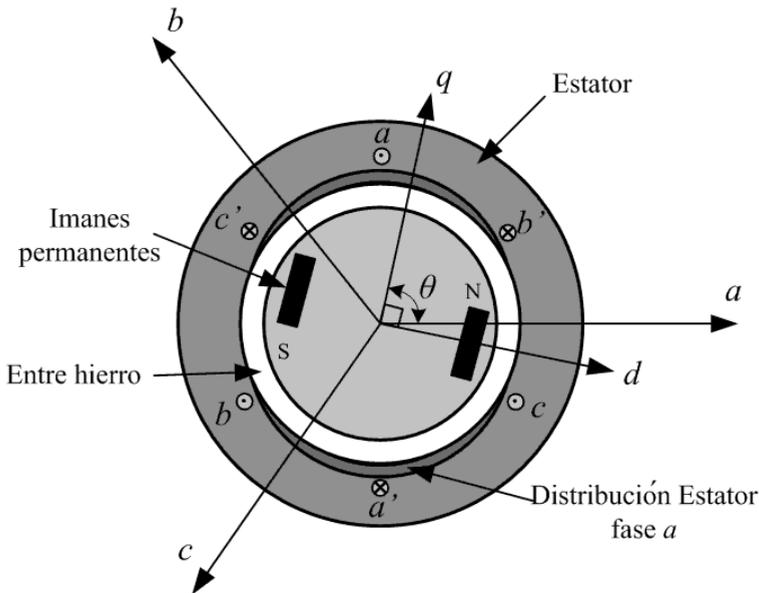


Figura 3.1, Diagrama conceptual del generador sincrónico de imanes permanentes.

En la Figura 3.1, también puede verse los ejes abc , llevados al sistema de referencia síncrono dq , el cual simplifica el análisis del generador. Existen algunas simplificaciones que generalmente son encontradas en la literatura, y se utilizan sin degradar la validez del modelo en el rango de funcionamiento del generador utilizado. Estas suposiciones y simplificaciones son [27][28]:

- En los devanados del generador se asume que presentan una distribución espacial de forma sinusoidal.
- No es considerado ningún tipo de efecto térmico, ni sobre los devanados, ni sobre los imanes permanentes.
- El material magnético se supone que tiene un comportamiento lineal. Por tanto no se tiene en cuenta la saturación magnética, o por lo menos, su rango de operación presenta un comportamiento lineal.
- No se consideran las pérdidas en el hierro.

Capítulo 3

Tomando en cuenta las suposiciones y simplificaciones, es posible obtener las ecuaciones eléctricas del generador en forma vectorial, ecuación (3.1).

$$\vec{v}_{abc} = -r_s \cdot \vec{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_{abc} \quad (3.1)$$

Donde \vec{v}_{abc} es el vector de tensiones del estator, es la matriz de resistencia del estator, \vec{i}_{abc} es el vector de corrientes del estator, y $\bar{\Psi}_{abc}$ es el vector de flujo. Los vectores y matrices de la ecuación (3.1), se definen en (3.2).

$$\vec{v}_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}; \quad r_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix}; \quad \vec{i}_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; \quad \bar{\Psi}_{abc} = \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

El vector de flujos está compuesto por el flujo producto de la corriente e inductancia de cada fase y el flujo creado por los imanes permanentes del rotor, expresado mediante la ecuación (3.3).

$$\bar{\Psi}_{abc} = \bar{\Psi}_{abc|L} + \bar{\Psi}_{abc|M} \quad (3.3)$$

En la ecuación (3.3), $\bar{\Psi}_{abc|L}$ es el flujo creado por las propias corrientes del estator, y está definido en la ecuación (3.4).

$$\bar{\Psi}_{abc|L} = - \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \vec{i}_{abc} \quad (3.4)$$

Donde L_{aa} , es la inductancia propia del devanado de la fase a , y son las inductancias mutuas entre los devanados de la fase a , b y c respectivamente. Para las inductancias propias de las fases b , c y las interacciones entre devanados, también se utiliza la misma notación.

Por otra parte, $\bar{\Psi}_{abc|M}$, representa el flujo, creado por los imanes del rotor, y se define de la siguiente manera en la ecuación (3.5):

$$\bar{\Psi}_{abc|M} = \Psi_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Donde Ψ_m representa la amplitud de flujo magnético expresado en (v/rad/s.), creada por los imanes permanentes del rotor y depende de la posición angular de las componentes eléctricas expresadas en *rad*. Esta posición angular depende a su vez de posición angular del rotor y el número de polos de la máquina.

El caso general de las máquinas sincrónicas de imanes permanentes corresponden al tipo de polo saliente, donde las tensiones y corrientes difieren de señales sinusoidales por la geometría de los imanes permanentes en el rotor. Además el espacio entre el hierro no es uniforme, las inductancias propias y mutuas de los devanados en el estator son función de la posición del rotor. El generador de rotor liso corresponde a un caso particular de estas máquinas de polo saliente, tal como se verá más adelante. Por esta razón, en este trabajo es modelado el caso general, cuya descripción simplificada se muestra a continuación:

Las inductancias propias de los devanados del estator se puede expresar mediante el conjunto de ecuaciones (3.6).

$$\begin{aligned} L_{aa} &= L_l + L_A - L_B \cos(2\theta) \\ L_{bb} &= L_l + L_A - L_B \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{cc} &= L_l + L_A - L_B \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.6)$$

Capítulo 3

Donde L_l es la inductancia de dispersión y es igual para todos los devanados. L_A y L_B están determinadas por las ecuaciones (3.7) y (3.8).

$$L_A = \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \pi \mu_0 Y l \varepsilon_1 \quad (3.7)$$

$$L_B = \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \pi \mu_0 Y l \varepsilon_2 \quad (3.8)$$

Donde Y es el radio desde el centro de la máquina hasta el fin de la circunferencia interior del estator, N_s es el número de espiras del estator y l es la longitud axial del entrehierro de la máquina. μ_0 es la permeabilidad del aire, ε_1 y ε_2 están definidas por (3.9).

$$\varepsilon_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{g_{min}} + \frac{1}{g_{max}} \right) \quad (3.9)$$

$$\varepsilon_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{g_{min}} - \frac{1}{g_{max}} \right)$$

Donde g_{min} es la longitud del entrehierro mínimo y g_{max} es la longitud de entre-hierro máximo. Las inductancias mutuas entre los devanados del estator se pueden expresar de la forma (3.10).

$$\begin{aligned} L_{ab} = L_{ba} &= -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ac} = L_{ca} &= -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{bc} = L_{cb} &= -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos(2\theta) \end{aligned} \quad (3.10)$$

Finalmente, en el caso general del generador de polos salientes, la matriz de flujos es expresado de la siguiente forma (3.11).

$$\bar{\Psi}_{abc} = \begin{pmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{pmatrix} = -L_M \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \Psi_m \begin{pmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

Donde L_M está determinada por la ecuación (3.12).

$$L_M = \begin{pmatrix} L_l + L_A - L_B \cos(2\theta) & -\frac{L_A}{2} - L_B \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_A}{2} - L_B \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{L_A}{2} - L_B \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & L_l + L_A - L_B \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_A}{2} - L_B \cos(2\theta) \\ -\frac{L_A}{2} - L_B \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_A}{2} - L_B \cos(2\theta) & L_l + L_A - L_B \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

En el caso GSIP de rotor de polos lisos se cumple que $g_{min} = g_{max}$, haciendo que $\varepsilon_2 = 0$, por tanto las inductancias propias de cada fase y mutuas mostradas en la ecuación (3.12) no dependen de la posición del rotor, simplificando la matriz de inductancias a la ecuación (3.13).

$$L_M = \begin{pmatrix} L_l + L_A & -\frac{1}{2}L_A & -\frac{1}{2}L_A \\ -\frac{1}{2}L_A & L_l + L_A & -\frac{1}{2}L_A \\ -\frac{1}{2}L_A & -\frac{1}{2}L_A & L_l + L_A \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

3.2.1. Ecuaciones del generador en el sistema de referencia síncrono

Del análisis del generador sincrónico de imanes permanentes mostrado en la sección anterior, es deducido un conjunto de ecuaciones a partir del sincronismo que existe entre la posición del rotor y el flujo electromagnético, que permite simplificar el análisis en el dominio del tiempo.

Para obtener las ecuaciones del generador en el sistema de referencia síncrono es necesario utilizar la transformada de Park, donde un vector en sistemas de coordenadas a,b,c puede ser convertida en un vector al sistema de referencia síncrono dq y viceversa, mostradas en la ecuación (3.14) y (3.15).

$$\mathbf{f}_{dq0} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{f}_{abc} \quad (3.14)$$

$$\mathbf{f}_{abc} = \mathbf{T}^{-1} \cdot \mathbf{f}_{dq0} \quad (3.15)$$

Donde las transformadas de Park con conservación de potencia \mathbf{T} y su inversa \mathbf{T}^{-1} están dadas por (3.16) y (3.17). Esta transformada se explica en detalle en el Anexo G.

$$\mathbf{T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$\mathbf{T}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Pre-multiplicando la ecuación del modelo del generador en el sistema de referencia a,b,c de la ecuación (3.1) y la transformada de Park, mostrada en la ecuación (3.16), se obtiene la ecuación (3.18):

$$\mathbf{T} \cdot \vec{v}_{abc} = -\mathbf{T} \cdot r_s \cdot \vec{i}_{abc} - \mathbf{T} \cdot \frac{d}{dt} (L_M \cdot \vec{i}_{abc}) + \mathbf{T} \cdot \frac{d}{dt} (\vec{\Psi}_{abc|_M}) \quad (3.18)$$

Rescribiendo la ecuación (3.18), y utilizando las ecuaciones (3.14) y (3.15), además de aplicar la regla de la cadena para la derivada se obtiene la ecuación (3.19).

$$\begin{aligned} \vec{v}_{dq0} &= -\mathbf{T} \cdot r_s \cdot \mathbf{T}^{-1} \cdot \vec{i}_{dq0} \\ &- \mathbf{T} \cdot \frac{d}{dt} (L_M) \cdot \mathbf{T}^{-1} \cdot \vec{i}_{dq0} - \mathbf{T} \cdot L_M \cdot \frac{d}{dt} (\mathbf{T}^{-1}) \cdot \vec{i}_{dq0} \\ &- \mathbf{T} \cdot L_M \cdot \mathbf{T}^{-1} \cdot \frac{d}{dt} (\vec{i}_{dq0}) + \mathbf{T} \cdot \frac{d}{dt} (\vec{\Psi}_{abc|_M}) \end{aligned} \quad (3.19)$$

Donde \vec{v}_{dq0} , \vec{i}_{dq0} , $\vec{\Psi}_{dq0}$, son las variables transformadas en el sistema de referencia síncrono y están definidas como se muestra en la ecuación (3.20).

$$\vec{v}_{dq0} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix}; \quad \vec{i}_{dq0} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}; \quad \vec{\Psi}_{dq0} = \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_0 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

El resto de términos de la ecuación (3.19), se definen en el conjunto de ecuaciones (3.21).

$$\begin{aligned} \mathbf{T} \cdot r_s \cdot \mathbf{T}^{-1} &= \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \\ \mathbf{T} \cdot \frac{d}{dt}(L_M) \cdot \mathbf{T}^{-1} &= \begin{bmatrix} 0 & -3\omega L_B & 0 \\ -3\omega L_B & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{T} \cdot L_M \cdot \frac{d}{dt}(\mathbf{T}^{-1}) &= \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & -L_{ls} - \frac{3L_A}{2} + \frac{3L_B}{2} & 0 \\ L_{ls} + \frac{3L_A}{2} + \frac{3L_B}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{T} \cdot L_M \cdot \mathbf{T}^{-1} &= \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3L_A}{2} - \frac{3L_B}{2} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3L_A}{2} + \frac{3L_B}{2} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \\ \mathbf{T} \cdot \frac{d}{dt}(\vec{\Psi}_{abc|M}) &= \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}}\omega\Psi_m \\ 0 \end{bmatrix} \\ L_d &= L_l + \frac{3}{2}(L_A - L_B) \\ L_q &= L_l + \frac{3}{2}(L_A + L_B) \end{aligned} \quad (3.21)$$

Finalmente el sistema lineal que modela el GSIP en el sistema de referencia síncrono viene dado por la ecuación mostrada en (3.22).

$$\vec{v}_{dq0} = \mathbf{A} \cdot \vec{i}_{dq0} - \mathbf{B} \cdot \frac{d\vec{i}_{dq0}}{dt} + \vec{\Psi}_{dq0} \quad (3.22)$$

Capítulo 3

Donde las matrices de A y B , están definidas en la ecuación (3.23).

$$A = \begin{bmatrix} -r_s & \omega \cdot L_q & 0 \\ -\omega \cdot L_d & -r_s & 0 \\ 0 & 0 & -r_s \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix}; \bar{\Psi}_{dq0} = \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}}\omega\Psi_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Rescribiendo el modelo del GSIP, en el sistema de referencia síncrono mostrado en la ecuación (3.22), se obtienen las ecuaciones diferenciales de las corrientes y tensiones en (3.24)-(3.26).

$$v_d = -r_s i_d + \omega L_q i_q - L_d \frac{di_d}{dt} \quad (3.24)$$

$$v_q = -r_s i_q - \omega L_d i_d - L_q \frac{di_q}{dt} + \sqrt{\frac{3}{2}}\omega\Psi_m \quad (3.25)$$

$$v_0 = -r_s i_0 - L_{ls} \frac{di_0}{dt} \quad (3.26)$$

En general en los generadores de corriente alterna trifásicos, sin importar su tipo de conexión estrella-triángulo, la componente homopolar es despreciable dado que se considera que sus cargas son equilibradas, por tanto es posible considerar $v_0 = 0$ e $i_0 = 0$.

A partir del conjunto de ecuaciones del modelo del GSIP en el sistema de referencia síncrono dq , se obtiene el circuito equivalente mostrado en la Figura 3.2.

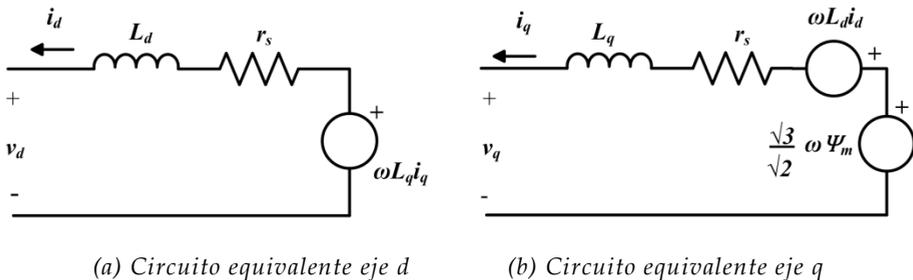


Figura 3.2, Circuito equivalente del GSIP en el sistema de referencia síncrono

Dentro de las ventajas que se obtiene con el circuito equivalente del GSIP en el sistema de referencia síncrono, destaca la capacidad de poder regular por separado las potencias activas y reactivas en el generador, así como el hecho de que el punto de operación es continuo y no senoidal, lo que facilita el diseño de reguladores.

3.2.2. Ecuaciones mecánicas del GSIP.

Desde el punto de vista eléctrico, la potencia manejada en el GSIP está dada por la ecuación (3.27).

$$p_e = (v_d i_d + v_q i_q) \quad (3.27)$$

Después de sustituir las tensiones v_d, v_q , de las ecuaciones (3.24) y (3.25) en la ecuación (3.27), el balance de energía puede re-expresarse de la siguiente manera (3.28).

$$p_e = \underbrace{(r_s i_d^2 + r_s i_q^2)}_{\text{Perdidas en conductores}} + \underbrace{\left(\frac{L_d}{2} \frac{d}{dt} (i_d^2) + \frac{L_q}{2} \frac{d}{dt} (i_q^2) \right)}_{\text{Variación de energía magnética}} + \underbrace{\omega \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \right)}_{\text{Potencia mecánica de salida}} \quad (3.28)$$

De la ecuación anterior, el primer término representa las pérdidas por el efecto joule en los conductores de los devanados en el estator, el segundo término representa la variación de energía almacenada, y el tercer y último término es la conversión a potencia eléctrica efectiva.

La potencia aprovechable en términos mecánicos y eléctricos del generador en régimen permanente está determinada por la ecuación (3.29).

$$p_{ef} = \omega_r T_e = \omega \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \right) \quad (3.29)$$

Capítulo 3

La relación entre la velocidad mecánica del rotor ω_r y la velocidad angular de las señales eléctricas del generador ω están relacionadas por el número de pares de polos del rotor, p , de la forma mostrada en la ecuación (3.30):

$$\omega = p\omega_r \quad (3.30)$$

Sustituyendo (3.30) en (3.29), se obtiene el par electromagnético asociado al generador en función de las corrientes en el sistema de referencia dq .

$$T_e = p \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \right) \quad (3.31)$$

Como se puede observar en la ecuación (3.31), el par asociado al generador es el producto de la suma de dos términos. El primero de ellos, es el producto de los imanes permanentes del rotor (T_m), y el segundo es el producto del llamado par de reluctancia T_{re} , proveniente de la diferencia de las inductancias de los ejes dq , las expresiones de estos términos son mostradas en las ecuaciones (3.32) y (3.33), respectivamente.

$$T_m = p \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_m i_q \quad (3.32)$$

$$T_{re} = p(L_d - L_q) i_d i_q \quad (3.33)$$

En el caso de los generadores de rotor liso, el par de reluctancia es despreciable, dado que la reluctancia de los ejes d y q son iguales ($L_d = L_q$), por lo que en futuras oportunidades la inductancia equivalente esta dado por ($L = L_d = L_q$). En este caso, el par asociado resultante a la máquina, es producto únicamente del efecto de los imanes permanentes.

3.3 Modelado de Convertidores Trifásicos Bidireccionales

En este apartado se pretende realizar el modelado de los convertidores de potencia utilizados en esta tesis, para el caso específico de un rectificador boost o también llamado rectificador PWM trifásico, que consiste en un convertidor AC/DC acoplado al GSIP, ver Figura 3.3, en esta configuración el convertidor de potencia utiliza los componentes pasivos del generador definidos en el apartado anterior (r_s, L). En la etapa de inversión se utiliza un convertidor como fuente de voltaje DC/AC, los cuales básicamente utilizan transistores bipolares de compuerta aislada (IGBTs) como dispositivos de conmutación y aplican la técnica de modulación por anchos de pulsos (PWM).

El uso de esta topología presenta varias ventajas, entre las que destacan, manejar corrientes sinusoidales con baja distorsión, poder controlar el factor de potencia y flujo de potencia bidireccional [6], además de que permiten obtener un mejor rendimiento del sistema en general [21].

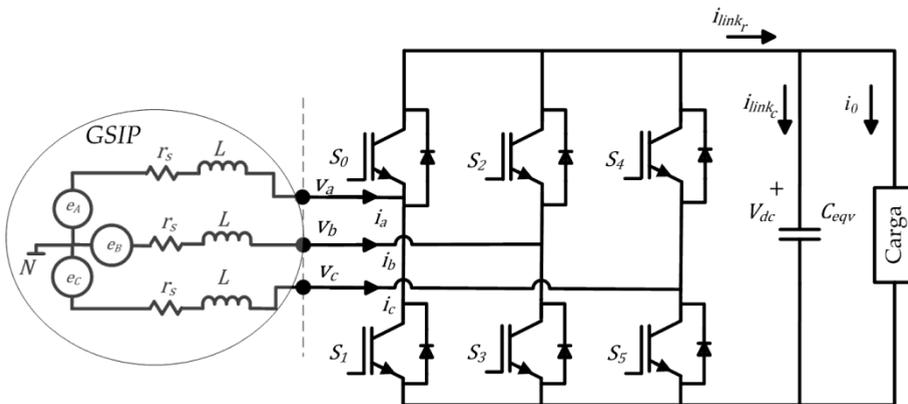


Figura 3.3, Rectificador trifásico PWM acoplado al GSIP

Ambas configuraciones utilizan como celda de conmutación un IGBT, con un diodo en antiparalelo, que permite la circulación de corriente en sentido inverso. La representación simbólica y función de transferencia de la celda de conmutación

puede mostrarse en la Figura 3.4a. En la Figura 3.4b se muestra los cuadrantes de operación del elemento de conmutación.

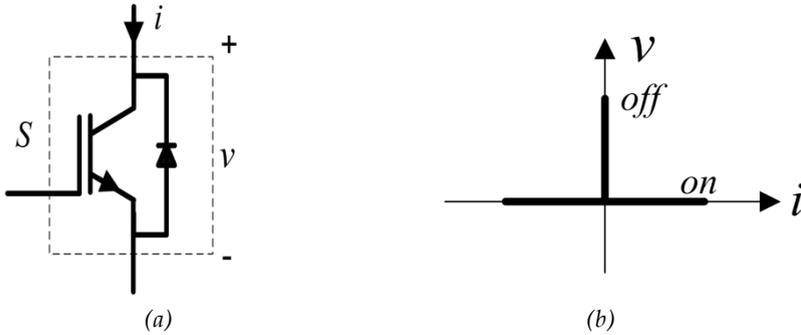


Figura 3.4, Celda de Conmutación bidireccional

Esta celda de conmutación permite circular corriente en sentido colector emisor mediante la excitación de la compuerta por medio de IGBT, y de manera contraria de emisor a colector por medio del diodo en anti paralelo externo.

El circuito equivalente de cada rama del rectificador boost es mostrado en la Figura 3.5, y utilizando el modelo de estado promedio [29], se simplifica mediante el circuito mostrado en la Figura 3.6.

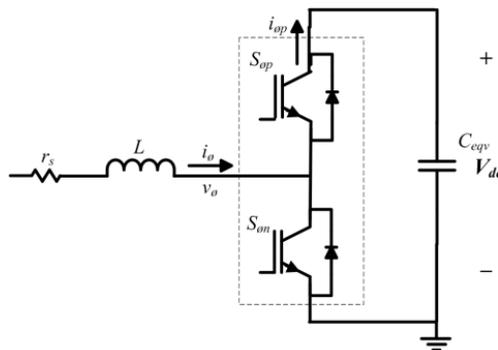


Figura 3.5, Circuito de rama equivalente del rectificador PWM.

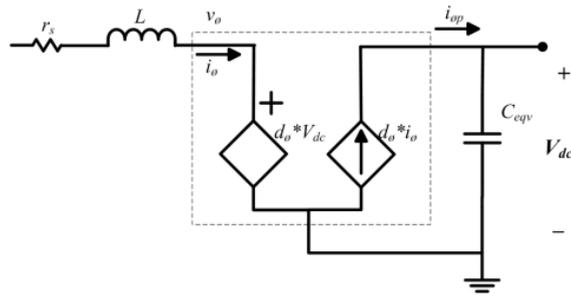


Figura 3.6, Circuito equivalente por rama, con el modelo de estados promedios.

Donde las corrientes y tensiones están definidas por las ecuaciones (3.34) y (3.35). Para evitar el cortocircuito de rama, es necesario que se cumpla la condición de la ecuación (3.36), esto es que los dos IGBT de una misma rama no deben conducir simultáneamente.

$$v_{\theta} = d_{\theta} V_{dc} \tag{3.34}$$

$$i_{\theta p} = d_{\theta} i_{\theta} \tag{3.35}$$

$$S_{\theta p} + S_{\theta n} = 1 \tag{3.36}$$

Donde d_{θ} es el ciclo de trabajo dado por el sistema de control al modulador PWM.

Utilizando el circuito equivalente de estados promedios por rama, e incluyendo éste en el circuito del rectificador trifásico controlado de la Figura 3.6, se obtiene el circuito equivalente, Figura 3.7 [30].

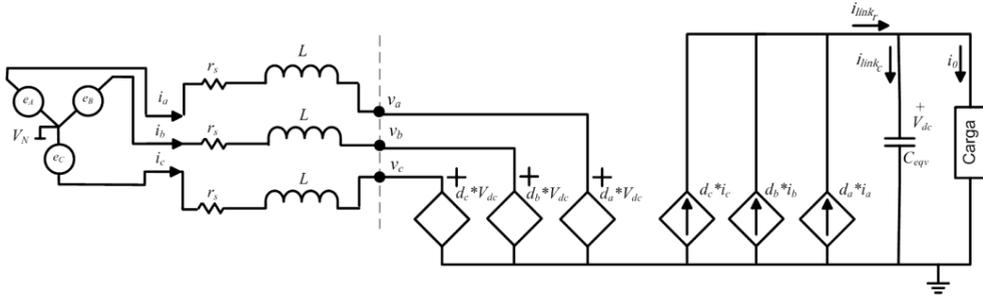


Figura 3.7, Rectificador trifásico PWM en modelo de estado promedio.

Las ecuaciones del rectificador trifásico PWM con el modelo de estados promedios y los elementos externos del circuito están dadas por las ecuaciones (3.37) y (3.38).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = -\frac{r_s}{L} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_{aN} \\ e_{bN} \\ e_{cN} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_N \\ V_N \\ V_N \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \cdot v_{dc} \quad (3.37)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{eqv}} \left([d_a \quad d_b \quad d_c] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - i_0 \right) \quad (3.38)$$

La tensión del bus de continua o también llamado DC-link (v_{dc}), depende de la corriente de entrada y salida i_{link_r} e i_0 .

3.3.1 Modelado rectificador boost en el marco de referencia síncrono

Al igual que el análisis utilizado en la determinación del modelo en el sistema de referencia síncrono del generador de imanes permanentes del apartado (3.2), utilizando la transformada de Park mostrada en la ecuación (3.16), se determina el modelado para el rectificador trifásico en el sistema de referencia síncrono, que

permite simplificar su control como se muestra en [31]. Estas ecuaciones se expresan en (3.39) y (3.40).

$$v_d = d_d v_{dc} = -r_s i_d + \omega L i_q - L \frac{di_d}{dt} \quad (3.39)$$

$$v_q = d_q v_{dc} = -r_s i_q - \omega L i_d - L \frac{di_q}{dt} + \sqrt{\frac{3}{2}} \omega \Psi_m \quad (3.40)$$

Nótese que las ecuaciones (3.39) y (3.40) son idénticas a (3.24) y (3.25), añadiendo el valor promediado de las tensiones y resultante en el rectificador.

Donde Ψ_m es el coeficiente del flujo magnético producido por los imanes permanentes, encontrado de manera experimental en el Anexo A.

La corriente de salida del rectificador trifásico PWM está dada por la ecuación (3.41), de manera que el voltaje en el bus de continua, esta dado en función de la corriente de salida en la ecuación (3.42).

$$i_{link_r} = d_d i_d + d_q i_q \quad (3.41)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{eqv}} (i_{link_r} - i_0) \quad (3.42)$$

3.3.2 Modelo de pequeña señal Rectificador Boost.

El modelo de pequeña señal del rectificador boost puede ser encontrado sustituyendo la ecuación (3.43) en las variables del modelo promediado alrededor del punto de operación, donde X y $\tilde{x}(t)$, denota el valor del punto de operación y el término de pequeña señal de la variable $x(t)$ respectivamente [32].

$$x(t) = X + \tilde{x}(t) \quad (3.43)$$

De las ecuaciones (3.39) y (3.40), se obtienen las ecuaciones en pequeña señal de las corrientes de entrada al rectificador (3.44) y (3.45), y para la tensión y corriente de salida, se tienen las ecuaciones (3.46) y (3.47), en todas éstas se desprecian los términos no lineales y el punto de operación.

$$\tilde{d}_d V_{dc} + D_d \tilde{v}_{dc} = -r_s \tilde{i}_d + \tilde{\omega} L I_q + W L \tilde{i}_q - L \frac{d\tilde{i}_d}{dt} \quad (3.44)$$

$$\tilde{d}_q V_{dc} + D_q \tilde{v}_{dc} = -r_s \tilde{i}_q - \tilde{\omega} L I_d - W L \tilde{i}_d - L \frac{d\tilde{i}_q}{dt} + \sqrt{\frac{3}{2}} \tilde{\omega} \Psi_m \quad (3.45)$$

$$\tilde{i}_{link_r} = \tilde{d}_d I_d + D_d \tilde{i}_d + \tilde{d}_q I_q + D_q \tilde{i}_q \quad (3.46)$$

$$\frac{d\tilde{v}_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{eqv}} (\tilde{i}_{link_r} - \tilde{i}_0) \quad (3.47)$$

Con la finalidad de simplificar la función de transferencia equivalente, se han despreciado las variaciones de la tensión en la DC-Link ($\tilde{v}_{dc} = 0$) y de la velocidad angular ($\tilde{\omega} = 0$), dado que la velocidad de respuesta de la corriente de línea se ajustara con el lazo de control correspondiente, de manera que la respuesta del lazo de corriente sea mas rápido que la respuesta del lazo de tensión de DC-Link, y la velocidad de rotación del generador respectivamente. Por otra parte, cabe destacar que la tensión en la DC-Link está regulado por el inversor con conexión a red.

Además de la linealización realizada, el modelo de pequeña señal se ha transformado al dominio de Laplace, obteniéndose las ecuaciones (3.48) y (3.49), y vista de manera grafica el diagrama de bloques de la Figura 3.8.

$$\tilde{i}_d = \frac{W L \tilde{i}_q - \tilde{d}_d V_{dc}}{(sL + r_s)} \quad (3.48)$$

$$\tilde{i}_q = \frac{-W\tilde{L}i_d - \tilde{d}_q V_{dc}}{(sL + r_s)} \quad (3.49)$$

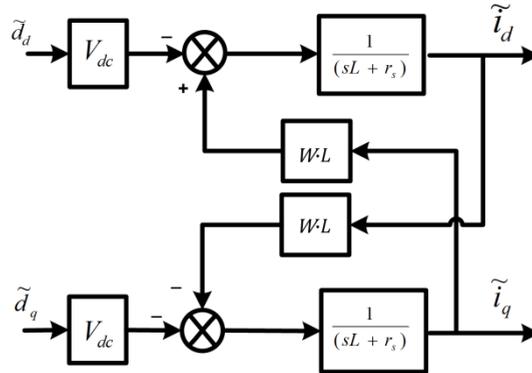


Figura 3.8, Modelo de pequeña señal (Corrientes de línea vs. Ciclo de trabajo)

De las ecuaciones (3.48) y (3.49), se observa que las corrientes de salida están acopladas por el efecto de los términos $WL\tilde{i}_q$ y $-WL\tilde{i}_d$, términos que suponen un inconveniente por poder controlar de manera independiente las corrientes de las componentes d y q . Una manera de simplificar la estructura de control es convertir la función de transferencia en varios sistemas de una entrada y una salida (SISO), para esto es utilizado técnicas de desacoplo, cómo es la utilizada en [33]. El modelo de pequeña señal con desacopladores se muestra en la Figura 3.9.

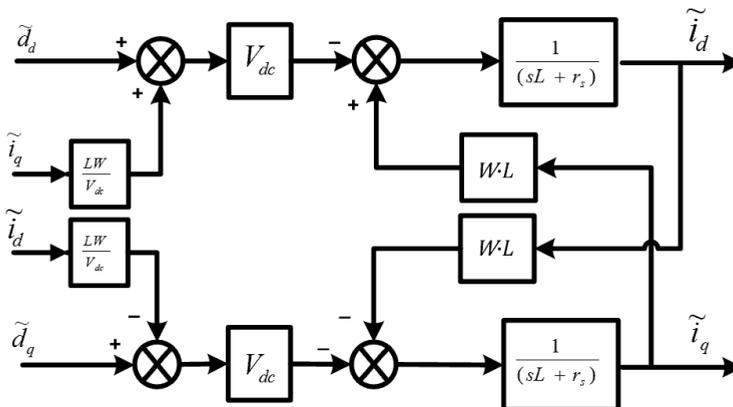


Figura 3.9, Modelo de pequeña señal, Rectificador trifásico PWM, con desacopladores.

Capítulo 3

Con la técnica de desacoplo, se elimina la interrelación de las corrientes \tilde{i}_d e \tilde{i}_q en pequeña señal, estas funciones son mostradas en (3.50) y (3.51), ecuaciones de primer orden con un polo definido por la relación $\left(\frac{r_s}{L}\right)$ y ganancia $\left(\frac{V_{dc}}{L}\right)$, parámetros que dependen del punto de operación y de los elementos pasivos del GSIP.

$$\tilde{i}_d = \frac{-\tilde{d}_d V_{dc}}{(sL + r_s)} \quad (3.50)$$

$$\tilde{i}_q = \frac{-\tilde{d}_q V_{dc}}{(sL + r_s)} \quad (3.51)$$

3.4 Modelo del conjunto del Sistema de Conversión de Energía Eólica.

En este apartado, se estudia el modelado del sistema mecánico, en el que se contempla también el modelado del perfil de viento con características particulares, de modo que se puedan ser reproducidas las variables ambientales, con el objetivo de realizar los ensayos experimentales. También es analizado el sistema resultante entre la turbina eólica y el generador eléctrico, sistema que puede ser simplificado agrupando las propiedades físicas de cada uno de los elementos del sistema.

3.4.1 Modelado turbina eólica

El viento se caracteriza por su velocidad y dirección, siendo afectado por varios factores, que entre los que destacan están: la situación geográfica, características climáticas, altura y tipo de la turbina, además de la topografía de la superficie. Las turbinas eólicas interactúan con el viento, capturando parte de la energía cinética y convirtiéndola en energía aprovechable.

Existen modelos matemáticos clásicos de la velocidad del viento, pero en su mayoría dependen del conocimiento de las condiciones ambientales de la zona donde se quiere modelar. En el modelado de la velocidad del viento se incluyen dinámicas que están representadas con frecuencias en minutos y segundos, en la actualidad son ampliamente aceptados dos modelos. Estos modelos son los de Von Karman y el de espectro de Kaimal, donde estiman un espectro de potencia del viento en función a la velocidad del mismo [34]. En general las dinámicas rápidas o turbulencia presentan una menor influencia sobre el promedio de la energía capturada anualmente, que prácticamente es determinada con la velocidad del viento promedio. Sin embargo las mayores consecuencias de tener turbulencia en la velocidad del viento son recibidas como cargas mecánicas sobre la aerodinámica de la turbina eólica y también está reflejado sobre la calidad de la energía entregada por el GSIP.

Algunos estudios utilizan un modelo en la velocidad de viento donde las dinámicas producidas por turbulencia son atenuadas por la aerodinámica de la turbina, de manera que la velocidad del viento efectiva para el aprovechamiento es filtrada por un filtro pasa bajo [35]. En esta investigación se utiliza un perfil de baja frecuencia similar al usado en [7], mostrado en la Figura 3.10, el cual parte de la ecuación (3.52) y luego es filtrado mediante un filtro pasa bajo con ganancia unitaria y con constante de tiempo igual a $\tau=1rad/s$. Este perfil de viento será utilizado en apartados posteriores para todos los experimentos a realizarse en esta investigación.

$$v_w(t) = 10 - 2 \cos(\omega_{w_1}t) - 2 \cos(\omega_{w_2}t) - \cos(\omega_{w_3}t) - 0.2 \cos(\omega_{w_4}t) - 0.2 \cos(\omega_{w_5}t) - 0.2 \cos(\omega_{w_6}t) \quad (3.52)$$

Donde:

$$\omega_{w_1} = 2\pi \cdot 0.005, \omega_{w_2} = 2\pi \cdot 0.0175, \omega_{w_3} = 2\pi \cdot 0.0625$$

$$\omega_{w_4} = 2\pi \cdot 0.175, \omega_{w_5} = 2\pi \cdot 0.7, \omega_{w_6} = 2\pi \cdot 1.4$$

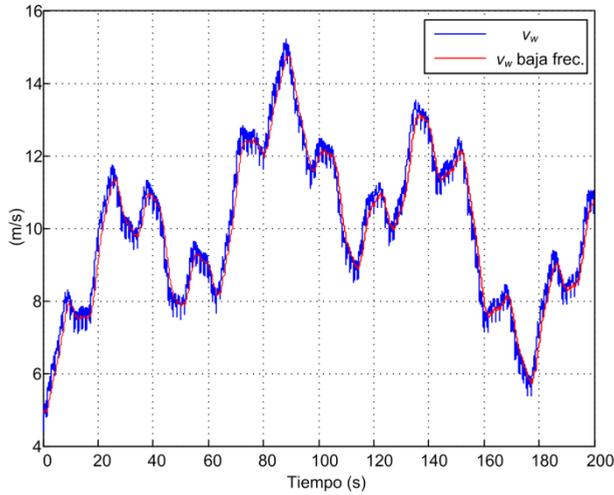


Figura 3.10, Perfil de viento utilizado.

De nuevo conviene considerar que el modelo del viento utilizado sirve únicamente para llevar a cabo los ensayos experimentales (también de simulación) en condiciones reproducibles e idénticas. Las técnicas de control que se proponen no requieren conocer la velocidad del viento y en los sucesivos análisis esta dinámica se considera como una perturbación.

Una vez modelado la dinámica del viento, la energía cinética presente en el flujo del viento por unidad de volumen es modelada mediante la ecuación (3.53).

$$E_k = \frac{1}{2} \rho v_w^2 \quad (3.53)$$

Donde ρ es la densidad de fluido del viento y v_w es la velocidad del viento expresado en m/s. Además considerando que el flujo del viento a través de la turbina eólica está dado por el área barrida por ella y la velocidad del viento, entonces la potencia disponible del viento estará dada por la ecuación (3.54).

$$P_V = \frac{1}{2} \rho A v_w^3 \quad (3.54)$$

Donde A es el área barrida por las aspas de la turbina.

La potencia disponible en el área de barrido de la turbina eólica, no es aprovechada en su totalidad, ésta depende de las características de la misma. En la Figura 3.11, se muestra la eficiencia de los tipos más comunes de turbina eólicas, donde la de tres aspas presenta mejor desempeño para rangos medios de la velocidad del viento, es por esto que la misma ha sido seleccionada para ser utilizada en el sistema de conversión de energía eólica objeto de esta investigación.

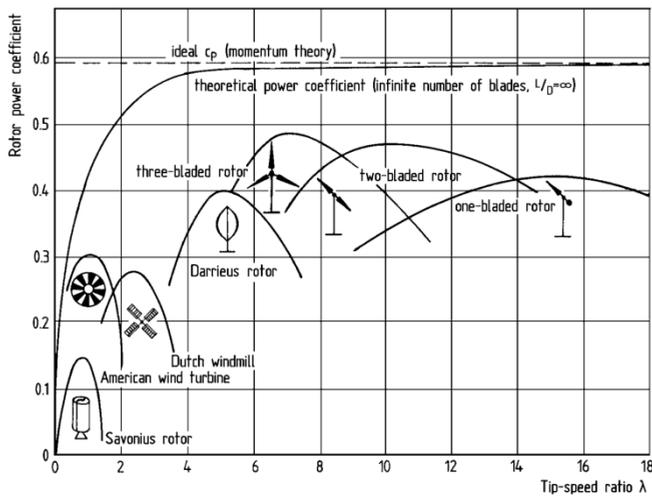


Figura 3.11, Comparación de rendimiento entre turbinas eólicas[36].

De la potencia disponible del viento en el área barrida, la potencia efectiva de la misma está determinada a partir de la ecuación (3.54) y particularizada para la turbina de 3 aspas se obtiene en (3.55).

$$P_r = \frac{1}{2} \rho \pi r^2 C_p(\lambda) v_w^3 \quad (3.55)$$

Donde r es el radio de la turbina expresado en metros y $C_p(\lambda)$ es el coeficiente de aprovechamiento de potencia mostrado en la Figura 3.11. Teóricamente la turbina tiene como máximo rendimiento de $\eta = 59.3\%$, llamado éste el Límite de

Capítulo 3

Betz ($C_p(\lambda)$), $C_{p(maximo)}(\lambda) = 0.593$, [34]. Coeficiente de aprovechamiento de potencia que depende de la relación de velocidad (λ).

La relación de velocidad (λ), es un parámetro de especial interés, utilizado para establecer el punto de operación, y se representa mediante la ecuación (3.56), Esta relación depende del radio de la turbina eólica (r), la velocidad del rotor (ω_r) expresado en (rad/s) y la velocidad del viento (v_w).

$$\lambda = \frac{r\omega_r}{v_w} \quad (3.56)$$

Generalmente en aplicaciones de alta potencia, las turbinas eólicas utilizadas permiten variar su coeficiente de aprovechamiento de potencia, además del coeficiente de relaciones de velocidad (λ) un parámetro β , que varía el ángulo de ataque de las aspas contra el viento, a fin de reducir la energía capturada. De manera que el coeficiente de aprovechamiento resultante viene dado en función de dos variables $C_p(\lambda, \beta)$ [34].

De la potencia efectiva capturada por la turbina eólica, y la velocidad de rotación de la turbina, es posible determinar el par mecánico ejercido por la turbina mediante la ecuación (3.57).

$$T_r = \frac{1}{2}\rho\pi r^3 c_q(\lambda)v_w^2 \quad (3.57)$$

Donde $C_q(\lambda)$ es el coeficiente de aprovechamiento de par, y es determinado mediante la ecuación (3.58).

$$C_q(\lambda) = \frac{C_p(\lambda)}{\lambda} \quad (3.58)$$

Los coeficientes de aprovechamiento de potencia $C_p(\lambda)$ y de par $C_q(\lambda)$, dependen exclusivamente de la aerodinámica y generalmente son ecuaciones matemáticas determinadas a partir de datos experimentales. Estos coeficientes son

de especial interés en los tópicos relacionados al control de las turbinas eólicas, porque modelan el comportamiento de la turbina. En el caso de esta investigación, se utiliza el modelo de una turbina eólica donde el ángulo de ataque (β) es constante y es fijado para obtener el máximo rendimiento, caso habitual en aerogeneradores de potencias inferiores a 100KW.

Las expresiones matemáticas de $C_p(\lambda)$ y $C_q(\lambda)$, pueden ser expresadas mediante funciones exponenciales y polinomiales de alto orden [37]. El modelo de coeficiente de aprovechamiento de potencia utilizado en esta investigación, está dado por la ecuación (3.59).

$$C_p(\lambda) = \delta_a + \delta_b\lambda + \delta_c\lambda^2 + \delta_d\lambda^3 + \delta_e\lambda^4 + \delta_f\lambda^5 \quad (3.59)$$

De manera gráfica en la Figura 3.12, utilizando los coeficientes de la turbina eólica mostrados en el Anexo F, se observa el coeficiente de aprovechamiento de potencia y de par. Con esta dinámica se obtiene que su punto máximo es de $C_{p(max)}|_{\lambda=7.34} = 0.476$, y para el coeficiente de par: $C_{q(max)}|_{\lambda=7.095} = 0.0659$.

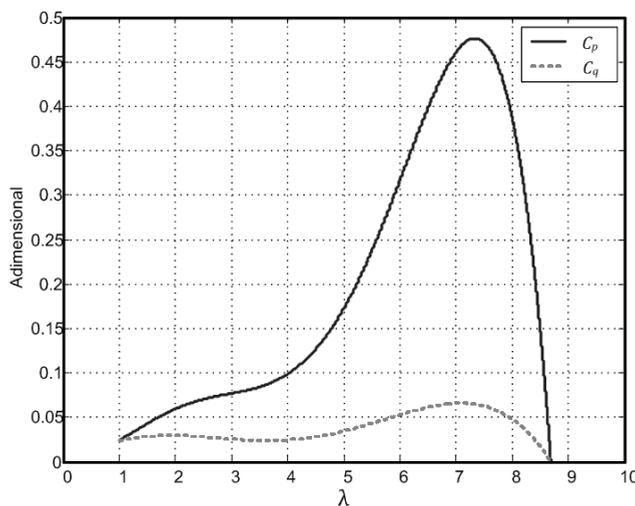


Figura 3.12, Coeficiente de pérdida de potencia y par $C_p(\lambda)$, $C_q(\lambda)$, respectivamente.

3.4.2 Modelo del sistema mecánico

En esta sección se muestra un estudio acerca de la dinámica del sistema mecánico del SCEE. En detalle, los parámetros del sistema mecánico no siempre están disponibles y generalmente los modelos mecánicos están hechos bajo constantes de tiempo estimadas con los datos disponibles.

En general el modelo del sistema mecánico, consta de tres masas fundamentales, que corresponden a la masa de la turbina eólica, generador eléctrico y la de la caja de engranajes o caja multiplicadora, esta última generalmente es despreciable en relación a la masa de la turbina eólica y el generador [38], por esta razón el modelo mecánico está compuesto por dos masas, como se muestra en la Figura 3.13, con una caja multiplicadora ideal, con relación de transformación (h).

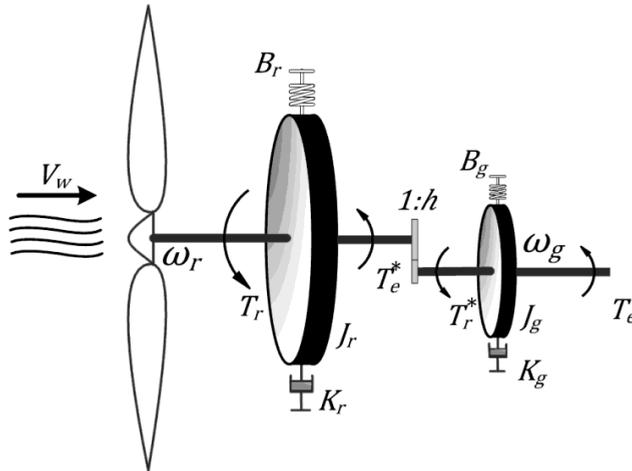


Figura 3.13, Modelo del sistema mecánico.

En esta figura se observan las variables de interés para el modelo mecánico, por el lado de la turbina eólica, se tiene la inercia J_r , el coeficiente de pérdidas por fricción K_r , y el coeficiente de amortiguamiento B_r . Y por el lado del eje del generador se tienen, la inercia J_g , el coeficiente de pérdidas por fricción K_g , y el

coeficiente de amortiguamiento B_g . También se refleja en la figura, el par equivalente del generador por el efecto de la caja multiplicadora T_e^* , que representa el par ejercido por el generador en el eje de la turbina eólica mediante la caja de engranajes, lo mismo ocurre con T_r^* para la turbina eólica.

El modelo del sistema, en función de ecuaciones diferenciales parte de (3.60) y (3.61), donde utilizan el par equivalente de la turbina y el generador [39].

$$J_r \frac{d\omega_r}{dt} = T_r - T_e^* - K_r \omega_r - B_r \frac{d\omega_r}{dt} \quad (3.60)$$

$$J_g \frac{d\omega_g}{dt} = T_r^* - T_e - K_g \omega_g - B_g \frac{d\omega_g}{dt} \quad (3.61)$$

El efecto de la caja multiplicadora consigue que las velocidades de rotación y los pares equivalentes tenga la relación mostrada en la ecuación (3.62).

$$h = \frac{\omega_g}{\omega_r} = \frac{T_r^*}{T_e} \quad (3.62)$$

Sustituyendo el par equivalente de la ecuación (3.62), en la ecuación (3.60), e igualándola con la ecuación (3.61), se obtiene el modelo general del sistema mecánico mostrado en la ecuación (3.63).

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_r - hT_e - K_t \omega_r - B_t \frac{d\omega_r}{dt} \quad (3.63)$$

Donde los coeficientes del conjunto están dados en la ecuación (3.64), en ellas se observa el efecto multiplicador que tiene la relación de transformación de la caja de engranajes, efecto que puede entenderse como aumento de las pérdidas por fricción e inercia, haciendo el sistema más lento.

$$\begin{cases} J = J_r + h^2 J_g \\ K_t = K_r + h^2 K_g \\ B_t = B_r + h^2 B_g \end{cases} \quad (3.64)$$

En aplicaciones de pequeña y mediana potencia es posible utilizar turbinas eólicas acopladas directamente al generador eléctrico, de manera que se pueden reducir las pérdidas producidas por la caja multiplicadora. Si se utiliza la caja multiplicadora se cumple la condición ($h=1$).

También es habitual encontrar en sistemas de baja y mediana potencia, coeficientes de amortiguamiento y coeficiente de pérdidas por fricción mucho menores a la inercia y diferencia de par equivalente, respectivamente. Si se cumplen las condiciones anteriormente expuestas, el modelo resultante se muestra en la Figura 3.14, y puede ser simplificado mediante la ecuación (3.65).

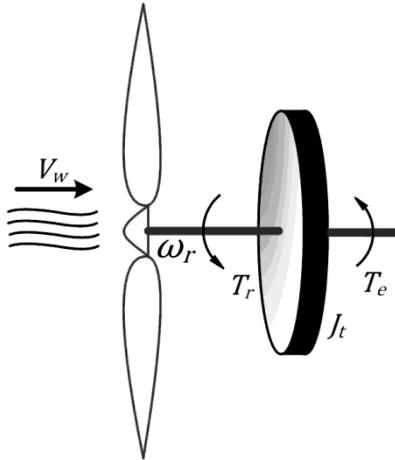


Figura 3.14, Modelo simplificado del sistema mecánico

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_r - T_e \quad (3.65)$$

4. Control del Sistema de Conversión de Energía Eólica

4.1 Introducción

El estudio realizado en esta sección contempla el diseño del sistema de control del SCEE, conjunto compuesto por la turbina eólica, GSIP y el convertidor de potencia back-to-back. Del modelado del sistema estudiado en el capítulo 3, es posible conocer las características de los componentes del sistema mecánico, entre los que destacan el par ejercido por la turbina eólica, el cual presenta dinámicas no lineales. Para efectos del diseño de los controladores, se utilizan aproximaciones lineales del modelo en regiones cercanas al punto de operación. Bajo este criterio, los reguladores de control se diseñan a partir de los modelos de pequeña señal, que permiten utilizar las teorías clásicas de control realimentado, y así poder determinar la estructura de control adecuada.

En principio, al usar un GSIP de múltiples polos con la topología del convertidor de potencia back-to-back, es necesario conocer las estrategias de control que permitan obtener el mejor rendimiento del GSIP. En este capítulo se estudian las técnicas de control vectorial más importantes aplicadas a máquinas sincrónicas [6][40] con el fin de utilizar la que mejor desempeño aporte al sistema en términos de eficiencia energética.

Una vez definida la técnica de control vectorial, se estudia el control del convertidor de potencia con el enfoque de que sea posible manejar las variables inherentes al sistema mecánico (par y velocidad de rotor) mediante las variables eléctricas del convertidor de potencia.

El sistema de control del convertidor *back-to-back* propuesto, consta de reguladores de corrientes en el sistema de referencia síncrono tanto en la etapa rectificadora como en la etapa inversora, en ambos casos, el control se realiza mediante reguladores de corriente en el sistema de referencia síncrono,

Capítulo 4

adicionalmente, el rectificador se encargara del control de velocidad y la potencia extraída del generador, en tanto que la etapa inversora mantendrá la tensión en la DC-Link cercana al valor de consigna deseado. El modelado y control por parte del inversor con conexión a red es desarrollado en detalle en el Anexo B.

El sistema de control del SCEE se diseña tomando en cuenta las características de la turbina eólica utilizada. En sistemas de generación de energía eólica las condiciones ambientales definen regiones de operación, que desde el punto de vista del sistema de control son analizadas de distinta manera [39]. Esta cuestión se trata en detalle más adelante.

La Figura 4.1, representa el control del conjunto turbina-generador propuesto, donde se pretende manejar la potencia del sistema mediante el control de velocidad del mismo, en el caso donde la potencia de salida no supera la potencia nominal del sistema. A este régimen de operación se le llama régimen MPPT, dado que pretende capturar la mayor potencia de la turbina eólica, variando la velocidad de referencia de ésta. Cuando las condiciones ambientales permiten alcanzar la potencia nominal del sistema, el régimen de operación es llamado de potencia constante CP, dado que la potencia de operación debe ser limitada a la potencia nominal del sistema, en este régimen se realiza un análisis de control de potencia mediante el manejo del par eléctrico y velocidad de rotación del generador.

Habitualmente, la limitación de potencia del generador a velocidades de viento elevada se hace actuando sobre el algoritmo MPPT. Una de las aportaciones de la tesis es variar la estructura de control según el régimen de operación del generador, de manera que opere en la región MPPT o de limitación de potencia, estableciendo en este último caso un lazo adicional de regulación lineal de potencia.

La ventaja de este procedimiento es que se evita oscilaciones de par y, por lo tanto, las vibraciones mecánicas asociadas a la zona de alta potencia y alta

velocidad (la más crítica) se reducen, a diferencia de que si la limitación de potencia la realizase el algoritmo MPPT.

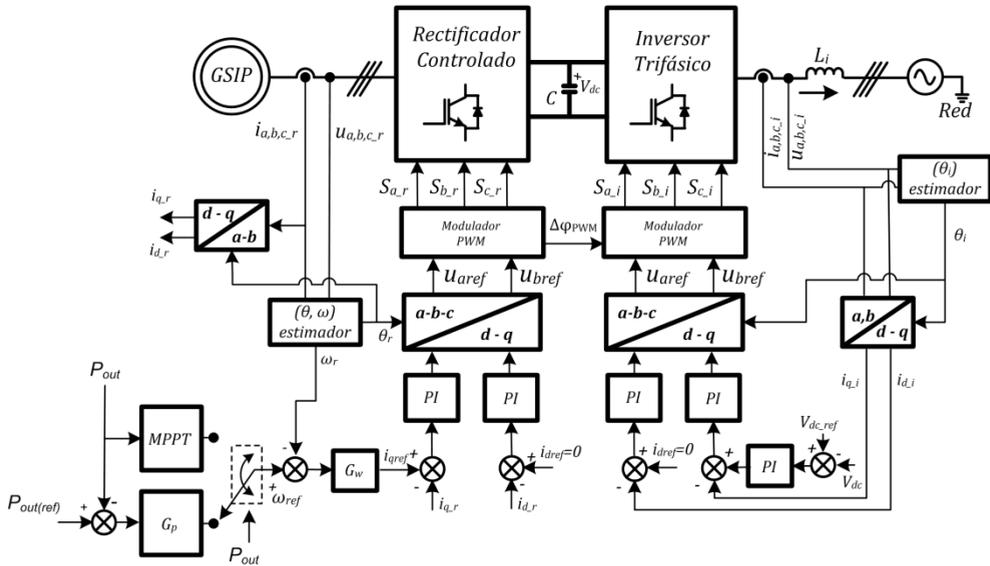


Figura 4.1, Diagrama de bloques propuesto en el control SCEE

4.2 Lazos de Control de Corriente

Uno de los elementos principales dentro del esquema propuesto en la Figura 4.1, se refiere a los algoritmos de control de corriente en el rectificador, dado que, con el aumento o disminución de ella, se permite manipular el par mecánico ejercido en el GSIP, en consecuencia con la variación del par mecánico resultante, es posible definir el punto de operación del SCEE. (Técnica de control pasivo a ángulo fijo, Apartado 1.2.).

La importancia en el manejo efectivo de la corriente en GSIP es de suprema importancia, dado que en el esquema mostrado, se utiliza un control en cascada y cuyos lazos de control internos son precisamente lazos de corriente del GSIP. Esta

configuración implica que el comportamiento de los lazos externos (lazo de control de velocidad y potencia), están comprometidos por el buen funcionamiento del lazo de corriente.

4.2.1 Técnicas control vectorial en GSIP

Las técnicas de control vectorial, permiten manipular el factor de potencia de la máquina con precisión, mediante la descomposición y control independiente de las componente activa y reactiva de la corriente en el GSIP, de manera que se pueda manejar indirectamente el par ejercido por la máquina y controlar la velocidad de una manera más eficiente. Para el control de maquinas sincrónicas se han propuesto otras técnicas como el control directo de par (DTC), que presenta el inconveniente de generar mayor distorsión en las corrientes de línea que en el caso del control vectorial [6]. En consecuencia se ha preferido el control vectorial para esta aplicación.

Las técnicas de control vectorial han sido estudiadas en [6][40], y las más utilizadas en máquinas sincrónicas de imanes permanentes son:

- Corriente reactiva igual a cero ($i_d=0$).
- Factor de potencia unitario (*UPF*).
- Máximo par por unidad de corriente.
- Flujo constante.

Estas técnicas se desarrollan en detalle de manera teórica en esta tesis, además de compararlas de manera experimental, con el fin de y determinar la que presente mejor desempeño.

Para realizar el análisis de las técnicas de control mencionadas, es necesario definir el modelo en estado estacionario del GSIP, que parte de las ecuaciones

(3.24) y (3.25), asumiendo las condiciones de rotor liso ($L_d=L_q=L$), y suprimiendo los términos dependiente del tiempo, obteniendo así las ecuaciones (4.1) y (4.2).

$$v_d = -r_s i_d + \omega L i_q \quad (4.1)$$

$$v_q = -r_s i_q - \omega L i_d + \sqrt{\frac{3}{2}} \omega \Psi_m \quad (4.2)$$

La comparación de estas técnicas estará definida por su rendimiento, en función de la ecuación (4.3).

$$\eta = \frac{p_{out}}{p_{ef}} \cdot 100\% \quad (4.3)$$

Donde p_{ef} , es la potencia efectiva de entrada (3.29), y es la potencia de salida definida en la ecuación (4.4).

$$p_{out} = \omega \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_m i_q - r_s (i_d^2 + i_q^2) \quad (4.4)$$

4.2.1.1 Corriente reactiva igual a cero ($i_d=0$)

Esta técnica pretende mantener la corriente reactiva identificada como i_d en el sistema de referencia síncrono sea nula, bajo esta condición se cumple la ecuación (4.5), y la corriente por fase del generador en el sistema de ejes a,b,c está determinada por la ecuación (4.6).

$$i_d = 0 \quad (4.5)$$

$$I_a = \sqrt{\frac{2}{3} (i_d^2 + i_q^2)} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_q \quad (4.6)$$

El diagrama vectorial de las corrientes y tensiones de esta técnica puede observarse en la Figura 4.2

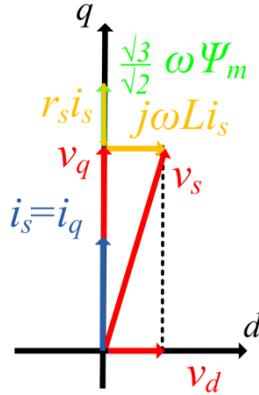


Figura 4.2, Diagrama vectorial en estado estacionario para la técnica $I_d=0$.

Esta técnica es utilizada comúnmente en generadores de rotor liso, ya que cuando la diferencia de reluctancias es significativa, el rendimiento de la máquina se reduce. La potencia de entrada a la máquina está dada por la ecuación (4.7).

$$p_{ef} = \omega \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_m i_q \quad (4.7)$$

Y la potencia de salida está dada por la ecuación (4.8), y su rendimiento es mostrado en la ecuación (4.9).

$$p_{out} = \omega \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_m i_q - r_s i_q^2 \quad (4.8)$$

$$\eta = \frac{p_{out}}{p_{ef}} \cdot 100\% = \left(1 - \frac{r_s i_q}{\omega \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_m} \right) \cdot 100\% \quad (4.9)$$

4.2.1.2 Factor de potencia unitario UPF

Esta técnica se fundamenta en mantener el factor de potencia unitario en bornes de la máquina, es decir, la corriente y tensión se encuentren en fase en el punto de conexión. Dado que el generador no entrega potencia reactiva, la relación entre la

tensión en directo y en cuadratura es igual a la relación entre la corriente en directo y en cuadratura, como se observa en la ecuación (4.10).

$$\frac{v_d}{v_q} = \frac{i_d}{i_q} = \tan^{-1}(\alpha) \quad (4.10)$$

El diagrama vectorial de la técnica UPF es mostrado en la Figura 4.3.

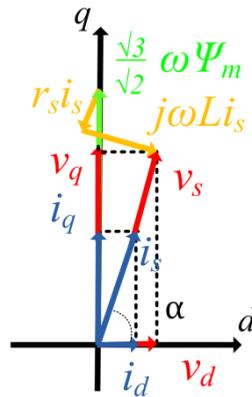


Figura 4.3, Diagrama vectorial en estado estacionario para la técnica UPF.

A partir de las ecuaciones (4.1), (4.2) y (4.10), es posible encontrar la corriente reactiva en función de la corriente activa como se muestra en la ecuación (4.11).

$$i_d = \frac{\sqrt{\frac{3}{2}}\Psi_m}{2L} - \sqrt{\left(\frac{3\Psi_m^2}{8L^2} - i_q^2\right)} \quad (4.11)$$

La potencia de entrada a la máquina está dada por la ecuación (4.12):

$$p_{ef} = \omega \sqrt{\frac{3}{2}}\Psi_m i_q \quad (4.12)$$

Y la potencia de salida está dada por la ecuación (4.13) y el rendimiento está expresado mediante (4.14).

$$p_{out} = \omega \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_m i_q - r_s \left[i_q^2 + \left(\frac{\sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_m}{2L} - \sqrt{\frac{3\Psi_m^2}{8L^2} - i_q^2} \right)^2 \right] \quad (4.13)$$

$$\eta = \left(1 - \sqrt{\frac{3}{8} \frac{r_s \Psi_m}{\omega L^2 i_q} + \frac{r_s}{\omega L i_q} \sqrt{\frac{3\Psi_m^2}{8L^2} - i_q^2}} \right) \cdot 100\% \quad (4.14)$$

4.2.1.3 Máximo par por unidad de corriente

Esta técnica permite maximizar el par por unidad de corriente y minimizar las pérdidas por el efecto joule en los conductores [41]. Con esta técnica se consigue la máxima eficiencia del generador en función a la relación entre la corriente directa y en cuadratura. Para relacionar las corrientes de línea en el sistema de referencia estacionario i_d e i_q , en función al ángulo de desfase de la corriente de línea en el sistema de referencia a,b,c y el flujo magnético producto de los imanes permanentes, es utilizado el conjunto de ecuaciones (4.15) y (4.16).

$$i_d = \sqrt{\frac{3}{2}} i_s \cos(\alpha) \quad (4.15)$$

$$i_q = \sqrt{\frac{3}{2}} i_s \sin(\alpha) \quad (4.16)$$

Donde i_s es el valor pico de la corriente de línea en el GSIP, y α es el ángulo de desfase entre la corriente de línea y el flujo magnético Ψ_m . Sustituyendo la ecuación (4.16), en la ecuación de par mostrada en la ecuación (3.32), se obtiene la ecuación (4.17).

$$T_e = p \left(\frac{3}{2} \Psi_m i_s \sin(\alpha) \right) \quad (4.17)$$

De manera que el par electromagnético depende del ángulo de desfase α . El par máximo ocurre cuando la derivada de la ecuación (4.17) en función de α cumple con la condición mostrada en la ecuación (4.18).

$$\frac{dT_e}{d\alpha} = p \left(\frac{3}{2} \Psi_m i_s \cos(\alpha) \right) = 0 \quad (4.18)$$

En el caso del generador de rotor liso el par máximo ocurre cuando $\alpha = 90^\circ$, de manera que ($i_d=0$), situación que se cumple con la técnica de corriente reactiva igual a cero.

Analizando esta técnica de control vectorial desde otra perspectiva mediante la cual se maximice el rendimiento, la cual puede realizarse mediante la sustitución de la ecuación (4.15) y (4.16) en (4.4), se obtienen las ecuaciones (4.19) y (4.20) que representan la potencia de entrada y salida en función del ángulo de la corriente en el sistema abc y el eje d del sistema de referencia síncrono dq .

$$p_{out} = \frac{3}{2} \omega \Psi_m i_s \sin(\alpha) - r_s \left[\left(\sqrt{\frac{3}{2}} i_s \cos(\alpha) \right)^2 + \left(\sqrt{\frac{3}{2}} i_s \sin(\alpha) \right)^2 \right] \quad (4.19)$$

$$p_{ef} = \frac{3}{2} \omega \Psi_m i_s \sin(\alpha) \quad (4.20)$$

La ecuación (4.21), representa el rendimiento del generador en función de las ecuaciones (4.19) y (4.20).

$$\eta = \left(1 - \frac{i_s r_s}{\omega \Psi_m \sin(\alpha)} \right) \cdot 100\% \quad (4.21)$$

Donde:

$$\frac{d\eta}{d\alpha} = \left(\frac{i_s r_s \cos(\alpha)}{\omega \Psi_m \sin^2(\alpha)} \right) = 0 \quad (4.22)$$

El máximo rendimiento ocurre cuando $\alpha=90^\circ$, de manera que la técnica de máximo par por unidad de corriente, también puede llamarse la de máximo rendimiento.

4.2.1.4 Técnica de flujo constante

En esta técnica se pretende mantener el flujo constante en el generador, este flujo equivalente es producto de la suma vectorial del flujo magnético de los imanes permanentes y de las corrientes en el estator. Esta técnica limita el par asociado a la máquina, teniendo que aumentar la velocidad de operación para manejar la potencia nominal [6]. La ecuación que permite mantener el flujo constante está dada por la ecuación (4.23).

$$\sqrt{\frac{3}{2}}\omega\Psi_m = \sqrt{(\omega Li_q)^2 + \left(\sqrt{\frac{3}{2}}\omega\Psi_m - \omega Li_d\right)^2} \quad (4.23)$$

La ecuación (4.24), representa la corriente del eje d , en función de i_q , para la técnica de control vectorial flujo constante.

$$i_d = \frac{\sqrt{\frac{3}{2}}\Psi_m}{L} - \sqrt{\frac{3\Psi_m^2}{2L^2} - i_q^2} \quad (4.24)$$

El rendimiento de esta técnica está determinado por la ecuación (4.25).

$$\eta = \left(1 - \frac{\sqrt{\frac{3}{2}}\Psi_m r_s}{\omega i_q L^2} + \frac{2R_s}{\omega i_q L} \sqrt{\frac{3\Psi_m^2}{2L^2} - i_q^2}\right) \cdot 100\% \quad (4.25)$$

4.2.1.5 Comparación de las técnicas de control vectorial

Una vez analizadas las técnicas de control vectorial más utilizadas en máquinas sincrónicas se puede llevar a cabo un estudio comparativo que parte del prototipo disponible en el laboratorio. En el Anexo D, se describen las características de dicho prototipo. En concreto, las técnicas han sido evaluadas para una potencia de entrada de 2Kw y un rango de velocidades de rotación entre 100 y 650rpm. En la Figura 4.4a, se muestra el rendimiento obtenido para velocidades de rotación

inferiores a 318rpm, en esta región la potencia de salida es limitada por la corriente de línea, la cual puede observarse en la Figura 4.4b. En relación al rendimiento, se observa que la técnica $I_d=0$ presenta el mejor desempeño, seguido de la técnica de flujo constante y por último la de factor de potencia unitario, con una diferencia de 0.4% respecto a la técnica $I_d=0$. En relación a la corriente de operación en la región limitada por la potencia, región que opera en velocidades mayores a 318rpm, la corriente de línea en el GSIP es mayor con la técnica *UPF*, y menor con la técnica $I_d=0$.

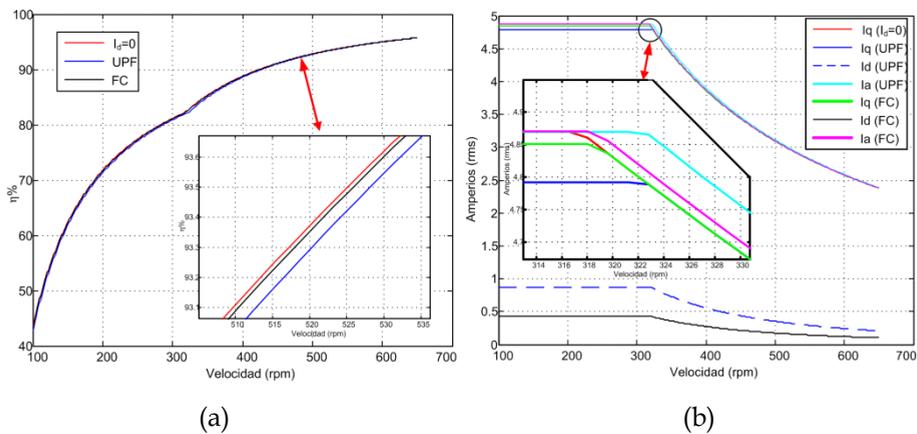


Figura 4.4, Comparación de desempeño técnicas de control vectorial.

Con el fin de comprobar de manera experimental el efecto de las técnicas de control vectorial sobre el rendimiento del sistema, son evaluadas las técnicas $I_d=0$ y *UPF*, con una potencia de entrada al convertidor Back-to-Back de 1300w, y una velocidad de rotor de 330rpm, en la Figura 4.5 se muestra la corriente del rectificador controlado e inversor para la fase *a*, obsérvese que en ambas figuras la corriente del inversor son iguales a 1.87A, esta corriente representa que en ambos casos la potencia entregada a la red es igual, si se asume que la tensión de línea permanece constante.

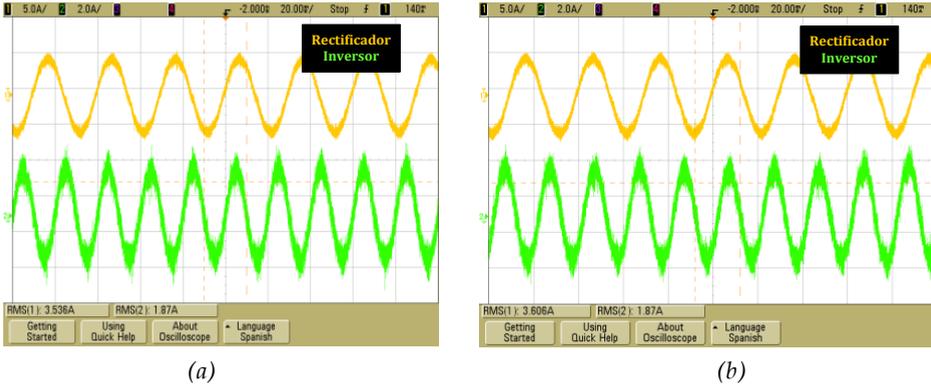


Figura 4.5, Corriente de la fase a, rectificador e inversor; (a) $I_d=0$, (b) UPF

Si se determinan las pérdidas en el GSIP, en estado estacionario, mediante la corriente de línea de la máquina en ambos casos, para la técnica $I_d=0$ y UPF, se obtienen las pérdidas en el cobre, mostradas en (4.26).

$$\begin{aligned}
 W_{loss(i_d=0)} &= 3 \cdot 5 \cdot 3.536^2 = 187.54w \\
 W_{loss(UPF)} &= 3 \cdot 5 \cdot 3.606^2 = 195.04w
 \end{aligned}
 \tag{4.26}$$

De las pérdidas calculadas anteriormente, es posible demostrar que las pérdidas en la máquina utilizando la técnica UPF aumentan un 4% en comparación a la técnica $I_d=0$, siendo el rendimiento del GSIP $\eta=87.39\%$, mientras que para la técnica UPF es $\eta=86.95\%$. La diferencia entre las dos técnicas es de $\Delta\eta=0.44\%$, diferencia que puede aumentar a medida que el punto de operación se acerque al de potencia nominal.

La diferencia de fase entre las corrientes de línea y la fuerza electromotriz estimada no puede apreciarse de manera experimental debido a la velocidad de respuesta del módulo de intercambio de datos en tiempo real del DSP.

En conclusión a las técnicas de control vectorial estudiadas, es importante destacar que la técnica $I_d=0$, presenta un mejor rendimiento, dado que se reducen

las pérdidas en la GSIP, la cuales se reflejan en el aumento de la temperatura de operación y por lo tanto disminución de la vida útil del generador.

La eficiencia de las técnicas de control vectorial depende en gran medida de la estimación de la posición del rotor, dado que la diferencia entre las corrientes de referencia para cada una de las técnicas es similar.

La diferencia entre las técnicas de control vectorial es apreciable a medida que aumenta la potencia de la máquina, dado que aumenta las corrientes de línea de éstas, variable que influye directamente sobre las pérdidas eléctricas.

4.3. Modelado del lazo de control de corriente

El control de rectificadores trifásicos, han sido estudiado en varias oportunidades [42][32], y en la mayoría de los casos el objetivo fundamental es mejorar su respuesta dinámica ante perturbaciones y a la vez mejorar la distorsión armónica de las corrientes de línea. En esta investigación se utiliza el clásico modulador por ancho de pulsos (PWM) por su sencillez en la aplicación, aunque podrían utilizarse técnicas más sofisticadas como *Space Vector Modulation* por ejemplo. El modelo de pequeña señal está definido por la ecuación (4.27), en ella se ha considerado el efecto del retardo producido por su implementación y los tiempos de muestreo y de procesamiento de datos. La función de transferencia del modulador utilizado en esta aplicación es el PWM de doble actualización estudiado en [43], que consiste en actualizar las señales de salida al comparador del modulador sólo cuando la señal portadora alcanza su valor mínimo y máximo, como se puede observar en la Figura 4.6.

$$G_{pwm} = \frac{1}{2 \cdot V_{pp}} (e^{-s(1-D)T_s} + e^{-sDT_s}) \quad (4.27)$$

Capítulo 4

Esta función de transferencia depende de la amplitud pico a pico de la señal triangular de comparación (V_{pp}), el ciclo de trabajo (D), que en este caso se considera como valor promedio de un ciclo de conmutación ($D = 0.5$), y el tiempo máximo de retardo expresado como ($T_s = 0.5T_{sw}$).

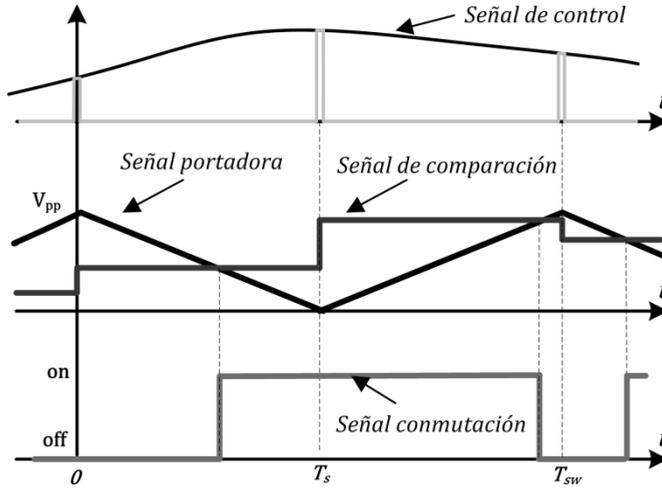


Figura 4.6, Modulador PWM con doble actualización

En esta función de transferencia, el tiempo de retardo es sustituido mediante la aproximación de Padé de segundo orden (4.28) [32], a fin de realizar el estudio de los lazos de control en el tiempo continuo.

$$e^{-sT_s} \approx \frac{1 - 0.5T_s \cdot s + 0.083 \cdot (T_s \cdot s)^2}{1 + 0.5T_s \cdot s + 0.083 \cdot (T_s \cdot s)^2} \quad (4.28)$$

El modelo del lazo de control de las corrientes en el sistema de referencia dq , está dado por el diagrama de la Figura 4.7 y Figura 4.8, donde G_{cd} y G_{cq} son las funciones de transferencia de los controladores y (β_d , β_q) son las ganancias asociadas al sensado de las corrientes i_d e i_q respectivamente, que están definidas como filtros antialiasing de primer orden con ganancia unitaria y frecuencia de corte $f_c=1.5kHz$.

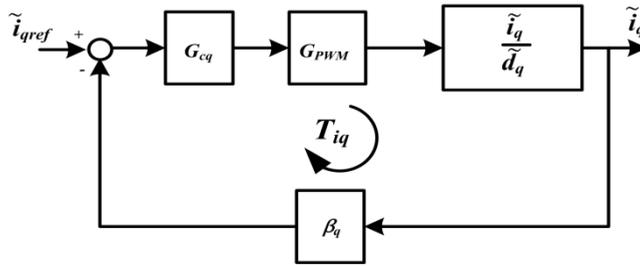


Figura 4.7, Lazo de control de corriente activa (i_q)

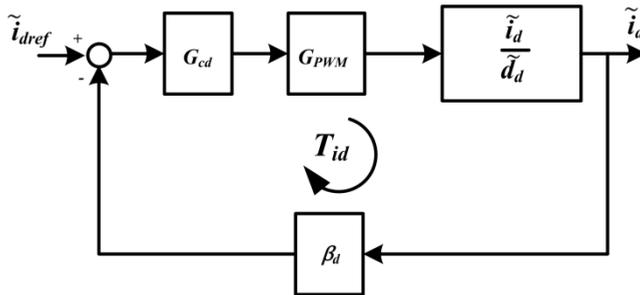


Figura 4.8, Lazo de control de corriente reactiva (i_d)

Las ganancias de lazo equivalente están dadas por las ecuaciones (4.29) y (4.30), ecuaciones que son importantes para el diseño y sintonización de los reguladores de corriente.

$$T_{id} = \beta_d \cdot G_{cd} \cdot G_{pwm} \cdot \frac{-V_{dc}}{LS + r_s} \quad (4.29)$$

$$T_{iq} = \beta_q \cdot G_{cq} \cdot G_{pwm} \cdot \frac{-V_{dc}}{LS + r_s} \quad (4.30)$$

4.4. Diseño y sintonización de controladores en el lazo de corriente en el rectificador trifásico controlado.

Analizando la función de transferencia mostrada en la ecuación (4.29) y (4.30), es posible observar que sin conocer la dinámica de los controladores de corriente G_{cd} y G_{cq} , las funciones de transferencia T_{id} y T_{iq} presentan un polo en el semiplano izquierdo, con lo que presenta dinámicas estables. Una vez tenido en cuenta esta particularidad, se utilizó un controlador PI, con el objetivo de que la ganancia de lazo se parezca mucho a un integrador puro con ganancia infinita a frecuencia cero para que el error de regulación sea nulo [44].

Tomando en cuenta las características del generador sincrónico de imanes permanentes y el rectificador trifásico PWM, la respuesta en frecuencia de la ganancia del lazo de corriente, se muestra en la Figura 4.9, donde la selección de la frecuencia de cruce está limitada en primer lugar por el comportamiento inductivo del GSIP. Del Anexo A, se observa que para frecuencias superiores a 10kHz, se pierde la componente inductiva en los devanados del GSIP.

Una vez conocida esta característica del generador, en relación al rectificador, es importante tener en cuenta la frecuencia de conmutación del modulador PWM, ya que ésta también limitará la frecuencia de cruce en el regulador de corriente. En esta investigación se ha fijado la frecuencia de conmutación en $f_{sw}=5Khz$, lo que limita las dinámicas de los lazos de corriente, dado que para frecuencias superiores a $f_{sw} / 2=2.5kHz$, la técnica de modelado de estados promediados pierde validez.

Bajo estas suposiciones la frecuencia de cruce en la ganancia del lazo de corriente, se ubica por asignación de polos y ceros a una frecuencia de 636Hz. Con esta frecuencia el diagrama de Bode muestra un margen de fase de (54.7°) y un margen de ganancia de (13.8dB), con lo cual, utilizando el criterio de estabilidad de

Bode, el sistema presentará un comportamiento estable a lazo cerrado. Los parámetros del regulador PI para este comportamiento son: $K_p=-0.1354$ y $K_i=-35.63$.

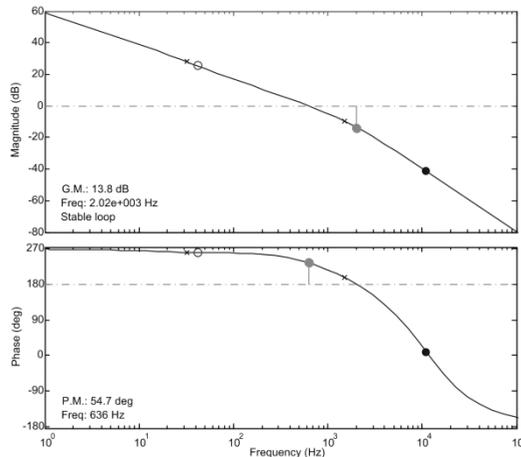


Figura 4.9, Respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo T_{id} y T_{iq} .

4.5. Lazo de control de velocidad GSIP

El control de velocidad del GSIP, se lleva a cabo actuando sobre la referencia del lazo de control de corriente i_q de la etapa rectificadora, de manera que se ejerce un par electromecánico en contraposición al par mecánico producido por la turbina eólica, alcanzando en el equilibrio la velocidad de rotación deseada.

A partir del balance de energía del sistema mecánico simplificado, modelado mediante la ecuación (3.65), y realizando una linealización del par mecánico ejercido por la turbina eólica (3.57) mediante la aproximación de Taylor de primer orden, en términos de pequeña señal y evaluados en el punto de operación (W, V_w), se obtiene la ecuación (4.31)

$$\tilde{T}_r = \left. \frac{\partial [T_r(\omega_r, v_w)]}{\partial \omega_r} \right|_{\substack{\omega_r = \omega_r \\ v_w = v_w}} \cdot \tilde{\omega}_r + \left. \frac{\partial [T_r(\omega_r, v_w)]}{\partial v_w} \right|_{\substack{\omega_r = \omega_r \\ v_w = v_w}} \cdot \tilde{v}_w \quad (4.31)$$

Nótese que es tomado en cuenta en la ecuación (3.59), dentro de la dinámica que ejerce el par mecánico producto de la aerodinámica de la turbina, aspecto que es una aportación de esta tesis, dado que generalmente el par mecánico es tomado como una perturbación y es despreciable en el diseño de los lazos de control. En este estudio se comprueba que si no se toma en cuenta, se podrían alcanzar dinámicas desfavorables en lazo de control de velocidad. De manera contraria el efecto que produce las variaciones de viento, han sido consideradas despreciables, debido a que en la práctica no se dispone de esta medida.

De la misma manera que se ha linealizado el par eléctrico del generador por el efecto de la corriente en el GSIP. Este par electromagnético se obtiene a partir de la ecuación (3.31). En términos de pequeña señal se tiene la ecuación (4.32).

$$\tilde{T}_e = p \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_m \tilde{i}_q \quad (4.32)$$

Despreciando el efecto producido por las variaciones en pequeña señal de la velocidad del viento en la ecuación (4.31), y sustituyéndola, al igual que el efecto del par electromagnético (4.32) en la ecuación del sistema mecánico simplificado (3.65), y transformándola al dominio de Laplace, se obtiene la ecuación (4.33).

$$\left. \frac{\tilde{\omega}_r(s)}{\tilde{i}_q(s)} \right|_{\tilde{v}_w=0} = \frac{-\frac{p}{J} \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_m}{s - \tau_z} \quad (4.33)$$

Donde produce un sistema de fase no mínima, dado que τ_z es positivo en un amplio rango de operación, mostrado por la ecuación (4.34), y de manera gráfica en la Figura 4.10.

$$\tau_z = \frac{1}{2J}\rho\pi r^3 V_w^2 \left(-\frac{\delta_a V_w}{r W_r^2} + \frac{\delta_c r}{V_w} + \frac{2\delta_d r^2 W_r}{V_w^2} + \frac{3\delta_e r^3 W_r^2}{V_w^3} + \frac{4\delta_f r^4 W_r^3}{V_w^4} \right) \quad (4.34)$$

En función de τ_z , el lazo de control de velocidad presenta comportamientos de fase no mínima cuando $(\lambda < 1.92)$ y $(3.642 < \lambda > 7.096)$ y cuando el punto de operación está cercano a $\lambda = 5.78$, se obtiene el punto máximo de τ_z . Punto de operación que presentará la mayor influencia del sistema de fase no mínima en la función de transferencia de la ecuación (4.33).

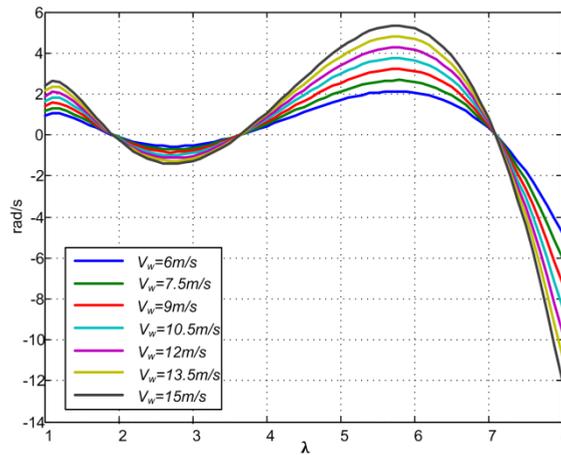


Figura 4.10, Barrido paramétrico de τ_z

Una vez conocida la función de transferencia de la velocidad del rotor en función de la corriente de línea, se puede considerar el lazo de control la Figura 4.11, donde la ganancia de lazo cerrado T_{ω_r} es fijada mediante la ecuación (4.35). Ganancia de lazo que es válida, si el tiempo de respuesta del mismo es mucho menor al encontrado en los lazos de control de corriente. La ganancia de lazo es utilizada para establecer la dinámica deseada del lazo de control, y está compuesta por la función de transferencia del transductor o sensor de velocidad ($\beta_{\omega_r} = 1$) y la función de transferencia del regulador G_{ω_r} , que para esta aplicación responde a un regulador PI, definido mediante la ecuación (4.36).

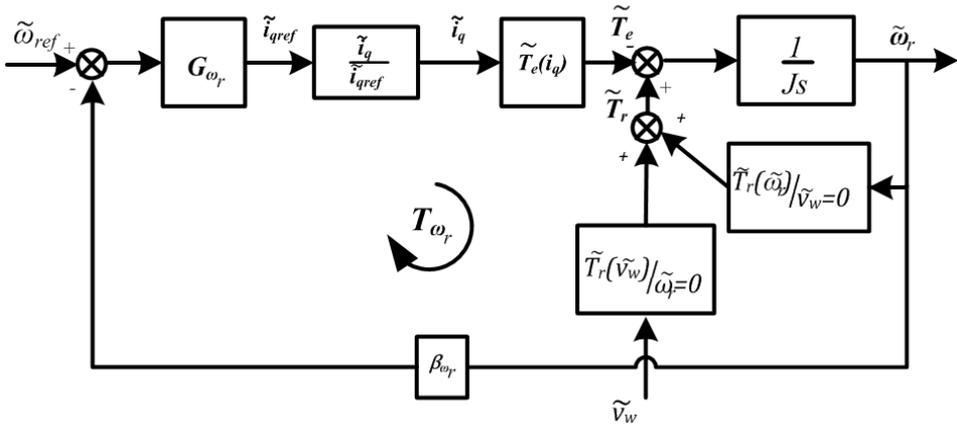


Figura 4.11, Lazo de control de velocidad de rotor

$$T_{\omega_r} = G_{\omega_r} \cdot \beta_{\omega_r} \cdot \frac{\tilde{\omega}_r(s)}{\tilde{i}_q(s)} \quad (4.35)$$

$$G_{\omega_r} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (4.36)$$

El uso de reguladores PI en el sistema de fase no mínima (4.33), donde presenta un cero inestable a baja frecuencia, puede ser controlado y sintonizado, mediante la técnica de asignación de polos y ceros.

Los parámetros del regulador PI utilizado en la aplicación, están seleccionados de manera que la frecuencia de cruce por cero en la ganancia de lazo cerrado T_{ω_r} debe ser mucho menor a la alcanzada en la ganancia de lazo de corriente (T_{i_q}) en la etapa rectificadora, y mayor a la respuesta estimada del perfil del viento de la ecuación (3.52), de manera que presenta una buena respuesta ante las variaciones de la velocidad del viento.

Cumpliendo la condición de la frecuencia de cruce por cero mencionada, también es necesario definir el amortiguamiento que presentará la dinámica del lazo de velocidad mediante el margen de fase en el diagrama de Bode de la ganancia de lazo T_{ω_r} , generalmente se define un margen de fase $MF > 50^\circ$ y

márgenes de ganancia superiores a $MG > 8\text{dB}$, para tener un comportamiento en lazo cerrado estable.

Efectuando un barrido paramétrico de la relación de velocidades λ , en un rango definido por $4 < \lambda < 8$, velocidad del viento de $V_w = 13\text{m/s}$, en la ganancia de lazo T_{ω_r} , se obtiene el diagrama de Bode mostrado en la Figura 4.12, con $k_p = -0.45$, $k_i = -0.6$.

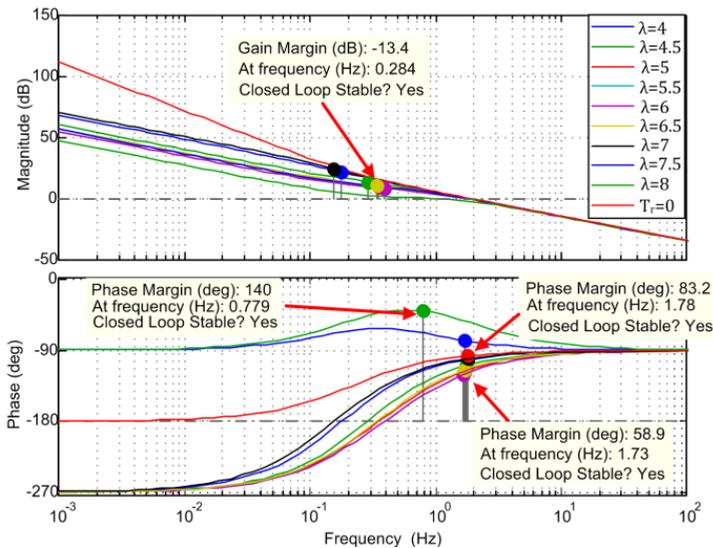


Figura 4.12, Respuesta en frecuencia a la ganancia de lazo T_{ω_r}

En el diagrama de Bode, se observa que se obtienen frecuencias de cruce por cero en 1.73Hz y con márgenes de fase superiores a 50° , sin embargo para $\lambda=8$, la frecuencia de cruce por cero es menor, pero en esta región ya no debería operar la turbina eólica.

En la misma figura se observa el comportamiento que presenta el sistema, despreciando el efecto del par mecánico ejercido por la turbina eólica, en éste, el margen de fase es mayor, de manera que si no se tuviera en cuenta para la sintonización del regulador, se pudieran alcanzar menores márgenes de fase produciendo respuestas sub-amortiguadas. De allí la importancia en realizar el análisis tomando en cuenta T_r .

Al igual que en el análisis en frecuencia realizado con el diagrama de Bode, en la Figura 4.13, se observa que se cumple el criterio de estabilidad de *Nyquist*, donde el número de giros completos en sentido anti horario, es igual al número de polos de la ganancia de lazo abierto, de manera que en el sistema de fase no mínima, presenta un comportamiento estable.

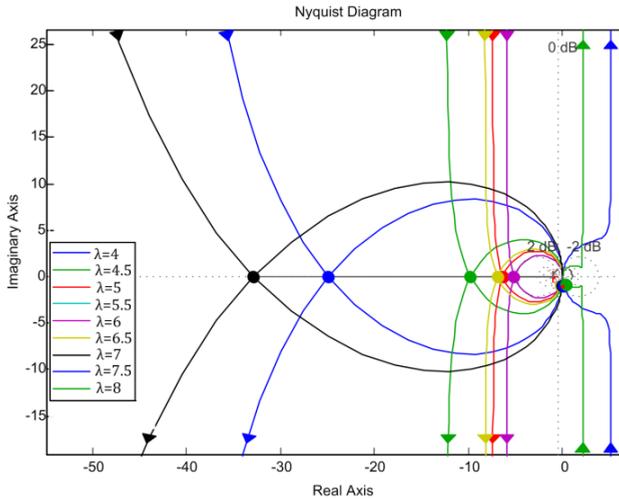


Figura 4.13, Respuesta en frecuencia con criterio de estabilidad Nyquist

Otra función de transferencia de interés en el análisis de lazo de velocidad es la definida en la ecuación (4.37), que es la relación entre la velocidad de rotación y su referencia, función de transferencia que depende del regulador de velocidad G_{ω_r} .

$$\left. \frac{\tilde{\omega}_r(s)}{\tilde{\omega}_{ref}(s)} \right|_{\tilde{v}_w=0} = \frac{-\frac{p}{J} \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_m \cdot G_{\omega_r}}{(s - \tau_z) - \frac{p}{J} \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_m \cdot G_{\omega_r}} \quad (4.37)$$

Donde el comportamiento de la función de transferencia (4.37) es evaluada mediante su respuesta ante una entrada de tipo escalón, Figura 4.14, para un punto de operación definido con una velocidad del viento de $V_w=10$ m/s, un rango de relación de velocidades $4 < \lambda < 7$ y una inercia equivalente $J=0.5$ Kg·m². En la figura se

observa una respuesta típica de un sistema de segundo orden sub-amortiguada con un tiempo de establecimiento de $t_{(establecimiento)}=0.6s$ aproximadamente.

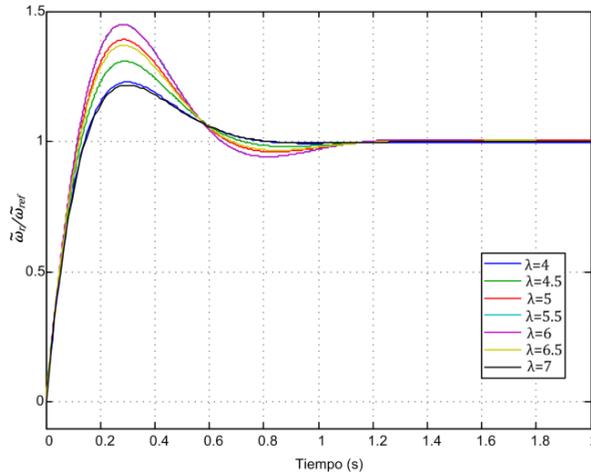


Figura 4.14, Respuesta escalón de la función de transferencia $\frac{\tilde{\omega}_r(s)}{\tilde{\omega}_{ref}(s)}$

4.5.1. Desempeño del lazo de control de velocidad

El comportamiento del lazo de control de velocidad, ha sido evaluado de manera experimental, utilizando varios valores de par mecánico constante, y considerando varios valores de la inercia del sistema (J), que permite valorar la robustez con maquinas de distintas características. También se ha estudiado ante cambios de tipo escalón y tipo rampa en la velocidad de referencia, ambos tipos de respuesta (escalón y rampa) tienen un interés claro de cara al diseño de las técnicas MPPT que se proponen en el capítulo 6.

4.5.1.1. Comportamiento del lazo de velocidad con cambios de tipo escalón

En la Figura 4.15a, se observa el comportamiento del lazo de velocidad, ante cambios en la velocidad de referencia tipo escalón de $23.87rpm/min$ y par mecánico constante en $T_r=10Nm$, con lo que $\tilde{T}_r = 0$. El desempeño es evaluado para

Capítulo 4

coeficientes de inercia $J=0.5, 1, 2$ y $3 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$. En la figura se observa el seguimiento de consignas sin errores de estado estacionario. También destaca la presencia de relativamente elevados sobre impulsos cuando el aumento del escalón es positivo. Este comportamiento ocurre para valores de par mecánico que causan la operación en saturación de la acción de control, situación que puede observarse mediante la Figura 4.15b, donde se muestra la corriente de línea del GSIP presentando valores de 0A, situación común en sistemas con alta inercia. En cualquier caso debe destacarse que la amplitud de los escalones utilizados en estos ensayos es mucho mayor que lo implementado en los algoritmos MPPT que se presentan en el capítulo 6. Situación en la que la saturación de la acción no se producirá o lo hará en contadas ocasiones. En definitiva, los ensayos han permitido testear el comportamiento del sistema en condiciones más agresivas de funcionamiento que las utilizadas en la aplicación.

En el comportamiento del lazo de control de velocidad es posible observar el efecto que produce sistemas con mayor inercia, en este caso los parámetros del regulador permanecen constantes para todos los valores de inercia descritos. El tiempo de estabilización aumenta de manera lineal a medida que aumenta la inercia del sistema, puesto que la respuesta es más lenta a medida que aumenta la inercia.

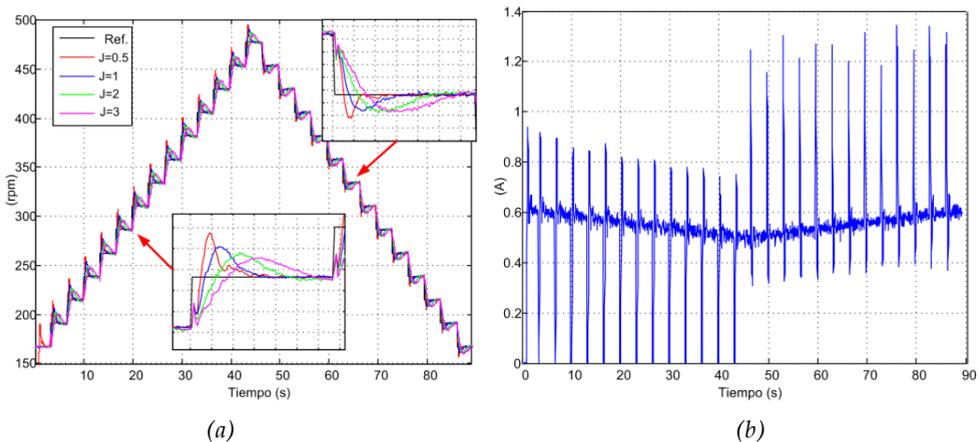


Figura 4.15, Desempeño control de velocidad ante escalones, para $T_r=10\text{Nm}$

De igual manera, se ha evaluado el desempeño del lazo de control de velocidad con $T_r=20$ y $30Nm$, obteniéndose el comportamiento mostrado en la Figura 4.16 y Figura 4.17, donde presentan desempeños similares dado que no alcanzan la región no lineal. En estos experimentos se obtiene en promedio un tiempo de estabilización de $t_s=0.6s$ y sobre impulsos del 35%. Comparando estos valores con el comportamiento teórico obtenido en el análisis frecuencial, la frecuencia de cruce por cero es de $1.73Hz$, en la Figura 4.12, lo que significa que se aproxima a un sistema de primer orden, se obtiene un tiempo de establecimiento de $0.57s$ similar al resultado experimental.

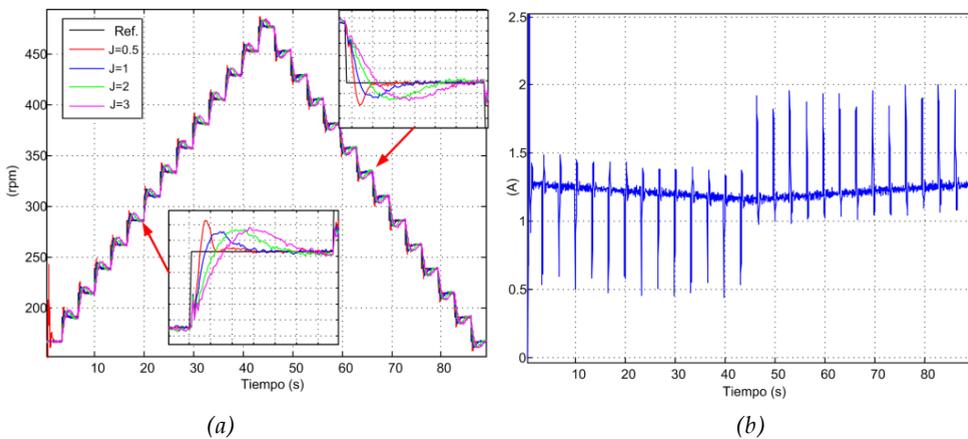


Figura 4.16, Desempeño experimental control de velocidad ante escalones, para $Tr=20Nm$

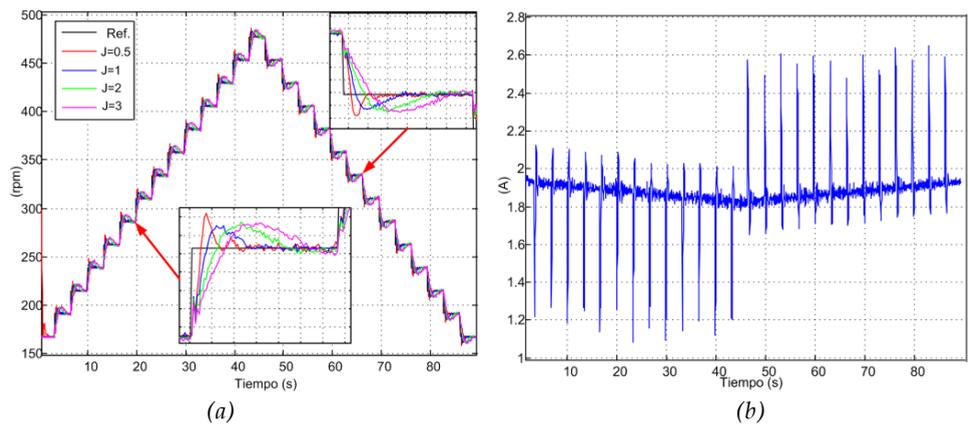


Figura 4.17, Desempeño experimental control de velocidad ante escalones, para $Tr=30Nm$

Capítulo 4

En la Figura 4.18, se observa el comportamiento de la potencia de salida para cambios de tipo escalón en la velocidad de referencia, la cual muestra una dinámica típica de un sistema de fase no mínima, ésta dinámica será modelada en el apartado correspondiente al control de potencia.

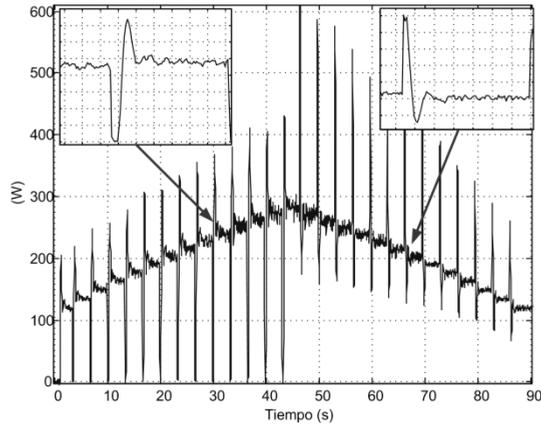


Figura 4.18, Potencia de salida, ante cambios de tipo escalón para $T_r=10Nm$, $J=0.5Kg \cdot m^2$

La Figura 4.19a permite conocer el efecto de la dinámica aportada por la turbina eólica (\tilde{T}_r) sobre el lazo de control de velocidad, además muestra el comportamiento del control de velocidad, asumiendo $V_w=13m/s$ para los casos donde el coeficiente de inercia está comprendido por el rango (0.5, 1, 2, 3 $Kg \cdot m^2$). En la Figura 4.19b, se muestra el coeficiente de relación de velocidad λ , para el comportamiento mostrado en la Figura 4.19a.

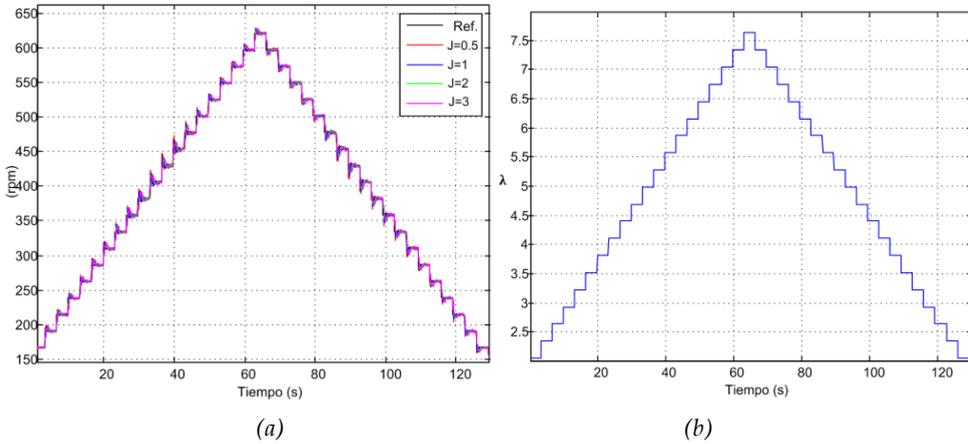


Figura 4.19, Desempeño experimental control de velocidad ante escalones, para $V_w=13m/s$

En la Figura 4.20a se muestra una ampliación de la Figura 4.19a, para el caso $\lambda=2.93$, donde se observa un comportamiento similar al presentado cuando no es tomado en cuenta el efecto de la dinámica de la turbina eólica. En el caso mostrado en la Figura 4.20b, para $\lambda=5.27$, el sobre impulso en la respuesta del lazo de velocidad aumenta considerablemente debido a que el efecto de la turbina eólica es mayor, condición que es de esperarse debido a que en la Figura 4.10 para puntos de operación cercanos a $\lambda=5.27$ se obtienen valores máximos de τ_z .

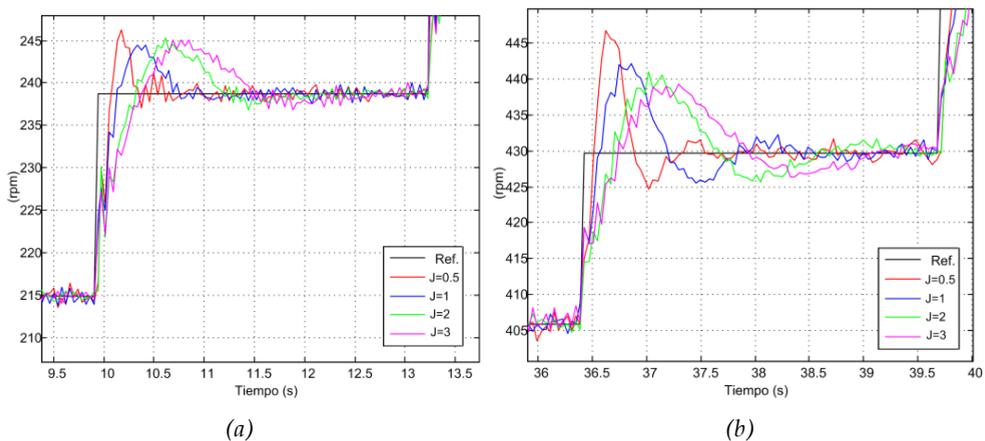


Figura 4.20, Ampliación Figura 4.19a, (a) $\lambda=2.93$, (b) $\lambda=5.27$

De igual manera se observa en las Figura 4.21a y b, el caso cuando $\lambda=7.62$ y $\lambda=5.75$, la influencia desestabilizante de la dinámica de la turbina eólica aumenta cuando se origina el sistema de fase no mínima, esto ocurre cuando $\lambda \approx 5.78$.

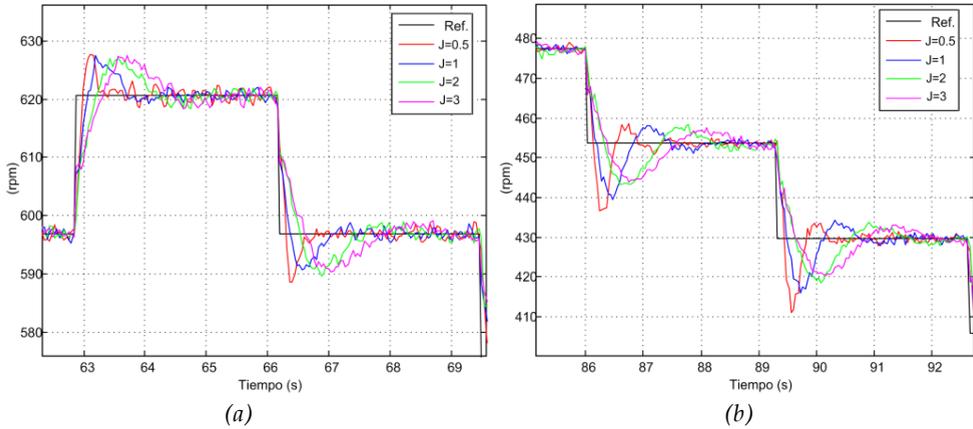


Figura 4.21, Ampliación Figura 4.19a, (a) $\lambda=7.62-7.33$, (b) $\lambda=5.75 - 5.27$

4.5.1.2. Comportamiento del lazo de velocidad ante cambios de tipo rampa

En la Figura 4.22a, se observa el comportamiento del lazo de control de velocidad ante una referencia de velocidad tipo rampa con pendientes de ± 2400 rpm/min, para coeficientes de inercia $J=0.5, 1,2$ y $3 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$, y $\tilde{T}_r = 0$. De la figura se observa que para el caso donde $J=3\text{Kg}\cdot\text{m}^2$, se presenta el mayor error de seguimiento de la referencia, debido a que el regulador opera con saturación de la acción de control. En la Figura 4.22b, se muestra el comportamiento de la corriente de línea del GSIP para el caso $J=3\text{Kg}\cdot\text{m}^2$, donde el comportamiento de la corriente permanece en 0A durante la mayor parte del experimento, de manera que la velocidad de rotación aumenta por el efecto del par mecánico ejercido al sistema.

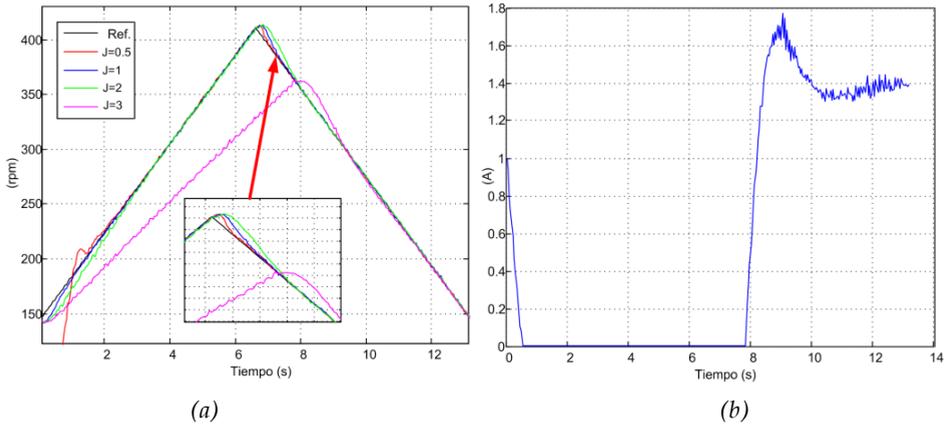


Figura 4.22, Desempeño control de velocidad ante rampas, para $T_r=10Nm$

De igual manera, se ha evaluado el desempeño del lazo de control de velocidad con $T_r=20$ y $30Nm$, para referencias en la velocidad de rotor de tipo rampa, obteniéndose el comportamiento mostrado en la Figura 4.23a y Figura 4.24a, donde se presentan desempeños similares dado que no salen de la región lineal. En la Figura 4.23b y Figura 4.24b, se muestra el comportamiento de la corriente de línea para coeficientes de inercia $J=0.5Kg \cdot m^2$. Las mismas presentan sobre impulsos iniciales debido a las condiciones iniciales del sistema de control, situación que no ocurre para los demás coeficientes de inercia utilizados.

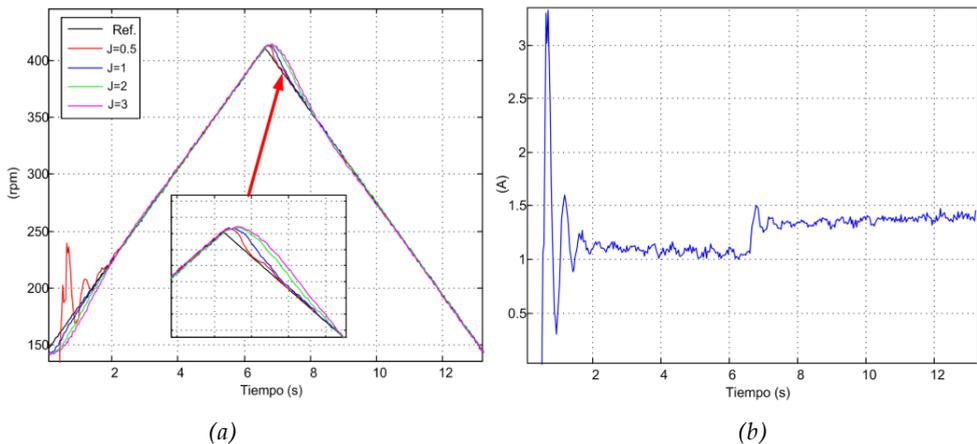


Figura 4.23, Desempeño control de velocidad ante rampas, para $T_r=20Nm$

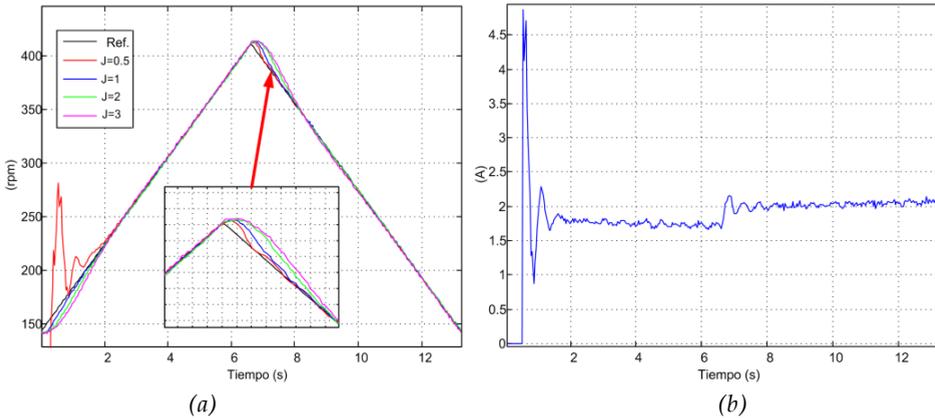


Figura 4.24, Desempeño control de velocidad ante rampas, para $T_r=30Nm$

4.6. Control de Potencia del SCEE

En este apartado, es analizado el control de potencia cuando es necesario limitarla ante elevadas velocidades de viento. Bajo esta condición, cuando es alcanzada la potencia nominal del sistema, es necesario realizar acciones de control que modifiquen la eficiencia aerodinámica de la turbina eólica. Dependiendo de la estrategia adoptada en el Apartado 1.2. En la Figura 4.25, se muestra la estructura de control de potencia, que se adapta en función al régimen de operación. Cuando la potencia de salida es inferior a la nominal, se dice que el sistema opera en el régimen de búsqueda de máxima potencia, el algoritmo MPPT impone la velocidad de referencia para el control de velocidad en el rotor para alcanzar el punto de máxima potencia. Por otra parte cuando se alcanza la potencia nominal (situación que ocurre cuando se tiene elevadas velocidades de viento), se dice que el sistema opera en el régimen de potencia constante CP. En los siguientes apartados se estudian dos maneras de controlar la potencia tomando en cuenta la estructura de la Figura 4.25, en la que, el control de potencia puede realizarse mediante un control en cascada, teniendo como lazo interno un control de par o un

lazo de control de velocidad. Bajo ésta premisa, es analizada cada una de las estructuras de control a fin de alcanzar el mejor comportamiento.

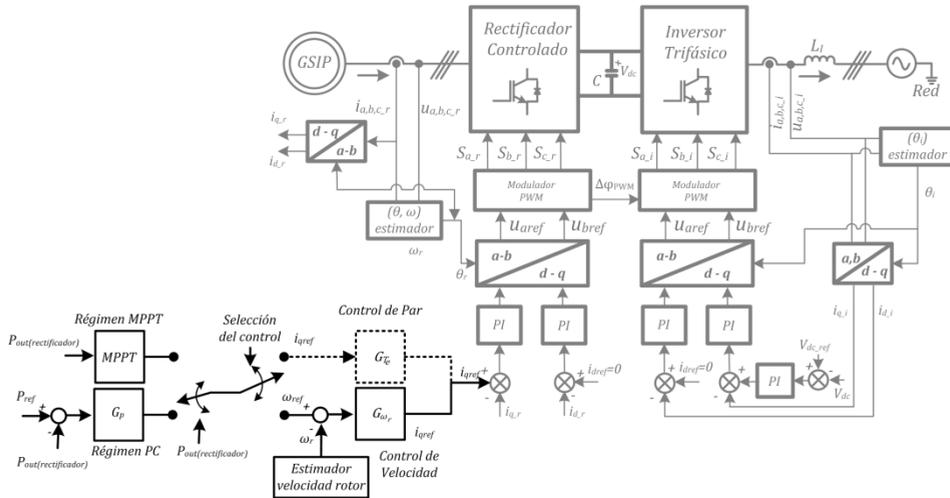


Figura 4.25, Estructura propuesta en el control de potencia

4.6.1. Control de potencia mediante el par electromagnético (T_e)

Dentro de las estructuras de control de los sistemas de conversión de energía eólica a velocidad variable, la potencia máxima puede ser alcanzada fijando un par electromecánico de referencia. En el caso de GSIP de rotor liso, el par electromagnético presenta una relación lineal con la corriente de línea, bajo esta relación entre par y corriente es posible controlar de potencia mediante la manipulación de la corriente de línea. Si se utiliza la técnica $i_d=0$, la potencia de salida calculada en la ecuación (4.4) y linealizada con la aproximación de Taylor de primer orden en el punto de operación se obtiene las ecuaciones (4.38) y (4.39).

$$\tilde{P}_{out} = \left. \frac{\partial [P_{out}(\omega_r, i_q)]}{\partial \omega_r} \right|_{\substack{\omega_r=W_r \\ i_q=I_q}} \cdot \tilde{\omega}_r + \left. \frac{\partial [P_{out}(\omega_r, i_q)]}{\partial i_{sq}} \right|_{\substack{\omega_r=W_r \\ i_q=I_q}} \cdot \tilde{i}_q \quad (4.38)$$

$$\tilde{P}_{out} = \left(p \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_m I_{sq} \right) \cdot \tilde{\omega}_r + \left(p \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_m W_r - 2r_s I_{sq} \right) \cdot \tilde{i}_q \quad (4.39)$$

Transformando al dominio de *Laplace* la ecuación (4.39) se tiene que:

$$\tilde{P}_{out}(s) = \left(p \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_m I_{sq} \right) \cdot \tilde{\omega}_r(s) + \left(p \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_m W_r - 2r_s I_{sq} \right) \cdot \tilde{i}_q(s) \quad (4.40)$$

Sustituyendo la función de transferencia (4.33) en (4.40) se obtiene la función de transferencia de la ecuación (4.41), y si el tiempo de respuesta del lazo de control de corriente es mucho más rápido que el lazo de control de potencia, es posible asumir que $\tilde{i}_q(s) \approx \tilde{i}_{qref}(s)$ en relación al tiempo de respuesta de la potencia que está limitado por la inercia, la función de transferencia de la ecuación (4.41) puede ser llamada también $\frac{\tilde{P}_{out}(s)}{\tilde{i}_{qref}(s)}$.

$$\frac{\tilde{P}_{out}(s)}{\tilde{i}_q(s)} = \left(p \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_m W_r - 2r_s I_{sq} \right) \cdot \frac{s - \left(\tau_z + \frac{I_q \left(p \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_m \right)^2}{J} \right)}{s - \tau_z} \quad (4.41)$$

Esta función de transferencia muestra un polo y un cero en el semiplano derecho, cuya ubicación dependerá de si es posible realizar o no un regulador que pueda proporcionar al sistema una dinámica estable. A fin de comprobar la estabilidad de la función de transferencia en la ecuación (4.41), se ha realizado un barrido paramétrico en función de la relación de velocidades para el rango $4 < \lambda < 7$, y bajo las siguientes condiciones de estado estacionario: potencia de operación $P_{out}=1000w$, corriente de línea $I_q=3.41A$ y velocidad de rotor $W_r=44rad/s$.

En la Figura 4.26, se muestra el lugar de las raíces en distintos puntos de operación. En la misma, todos los polos y ceros de la función de transferencia están en el lado derecho del eje real a muy bajas frecuencias y muy cerca entre ellos, con

lo cual el control de este tipo de sistemas mediante a la teoría clásica de control resulta complejo.

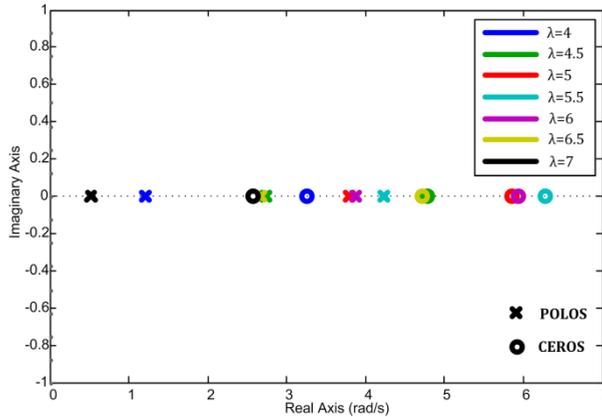


Figura 4.26, Lugar de las raíces, función de transferencia $\tilde{P}_{out}(s)/\tilde{i}_q(s)$.

Después del análisis realizado a la función de transferencia de la potencia de salida en función de la corriente del GSIP, es posible afirmar que el control de potencia mediante par, bajo las condiciones estudiadas y las características de la turbina eólica, no es recomendable en la práctica.

4.6.2. Control de potencia, mediante el control de velocidad de rotación (ω_{ref}).

El control de potencia mediante la velocidad de rotación propuesto, consiste en implementar un control en cascada, compuesto por un lazo interno de velocidad que regula la velocidad de rotación del GSIP, y un lazo externo que define la velocidad de referencia en función del error de potencia. Para efectuar el control de potencia mediante la velocidad mecánica del generador, para esto es necesario obtener la función de transferencia a partir de (4.33) y (4.41), resultando la ecuación (4.42).

$$\frac{\tilde{P}_{out}(s)}{\tilde{\omega}_r(s)} = -\frac{\left(p\sqrt{\frac{3}{2}}\psi_m W_r - 2r_s I_q\right)}{\frac{p}{J}\sqrt{\frac{3}{2}}\psi_m} \cdot \left[s - \left(\tau_z + \frac{\frac{I_q}{J}\left(p\sqrt{\frac{3}{2}}\psi_m\right)^2}{p\sqrt{\frac{3}{2}}\psi_m W_r - 2r_s I_q} \right) \right] \quad (4.42)$$

Una vez conocida la función de transferencia de la potencia en función de la velocidad de rotor, es posible conocer el efecto que produce el lazo de control de velocidad sobre la dinámica, para ello es multiplicada la ecuación (4.37) con la ecuación (4.42), obteniéndose la ecuación (4.43).

$$\frac{\tilde{P}_{out}(s)}{\tilde{\omega}_{ref}(s)} = \frac{\left(p\sqrt{\frac{3}{2}}\psi_m W_r - 2r_s I_q\right) G_{\omega_r}}{\left(s - \tau_z\right) - \frac{p}{J}\sqrt{\frac{3}{2}}\psi_m \cdot G_{\omega_r}} \cdot \left[s - \left(\tau_z + \frac{\frac{I_q}{J}\left(p\sqrt{\frac{3}{2}}\psi_m\right)^2}{p\sqrt{\frac{3}{2}}\psi_m W_r - 2r_s I_q} \right) \right] \quad (4.43)$$

El lugar de las raíces de esta función de transferencia puede observarse en la Figura 4.27, para el punto de operación de potencia nominal $W_r=49.74rad/s$, $I_q=6.02$ A, y un rango de relación de velocidades de: $4<\lambda<7$. Se observa un cero de fase no mínima por estar ubicado a la derecha del eje imaginario, además de un par de polos conjugados y un cero ubicados en el semiplano negativo, con lo que es posible afirmar que el sistema equivalente se puede aproximar a un sistema de segundo orden.

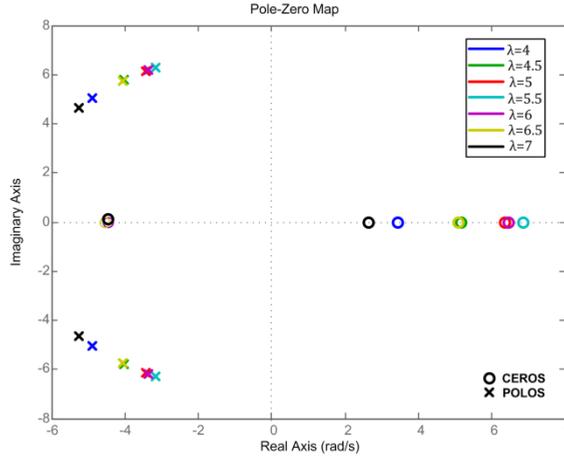


Figura 4.27, Lugar de las raíces, función de transferencia $\tilde{P}_{out}(s)/\tilde{\omega}_{ref}(s)$

Una vez definida la función de transferencia de la potencia en función de la velocidad de rotor, el diagrama de bloques del control potencia utilizado se muestra en la Figura 4.28, donde la ganancia de lazo cerrado T_p está definida mediante la ecuación (4.44), y donde la función de transferencia del sensado de potencia está definida por un filtro pasa bajo de primer orden, con ganancia unitaria y frecuencia de corte de 50Hz, $\beta_p = 314.15/(s + 314.15)$. El valor de la potencia se calcula a partir de la medida en la corriente de línea y tensión en bornes del GSIP.

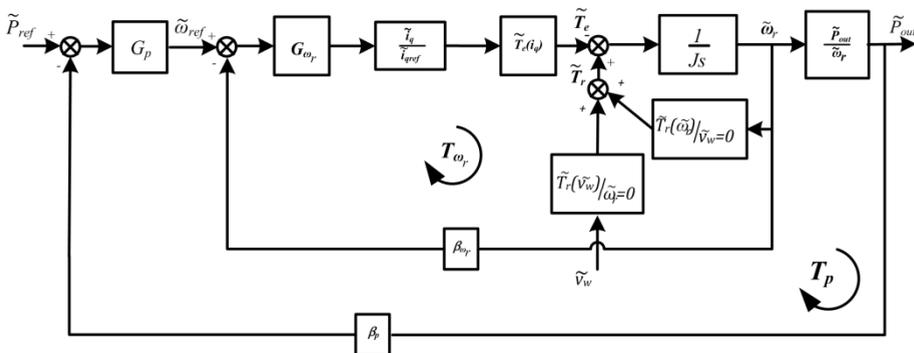


Figura 4.28, Diagrama de bloques control lazo de potencia vs velocidad.

$$T_p = G_p \cdot \beta_p \cdot \frac{\tilde{P}_{out}(s)}{\tilde{\omega}_{ref}(s)} \quad (4.44)$$

Capítulo 4

Finalmente el regulador ha sido seleccionado, de manera que el análisis frecuencial de la ganancia de lazo cerrado presenta un comportamiento similar a la de un integrador puro, con una frecuencia de cruce por cero inferior a la obtenida en la ganancia del lazo de velocidad. Por ello se propone el regulador mostrado en la ecuación (4.45). Donde $k_i=0.012$.

$$G_p = \frac{k_i}{s} \quad (4.45)$$

Bajo las condiciones de operación utilizadas para determinar el lugar de las raíces de la Figura 4.27, la función de transferencia del sensado de potencia y regulador propuesto G_p , se obtiene la respuesta en frecuencia de la ganancia de lazo de la ecuación (4.44) en la Figura 4.29, resultando una frecuencia de cruce por cero comprendida en el rango $0.11\text{Hz} < f_c < 0.326\text{Hz}$, y márgenes de fase superiores a $\text{MF}=75.7^\circ$, con un margen de ganancia $\text{MG}=8.25\text{dB}$.

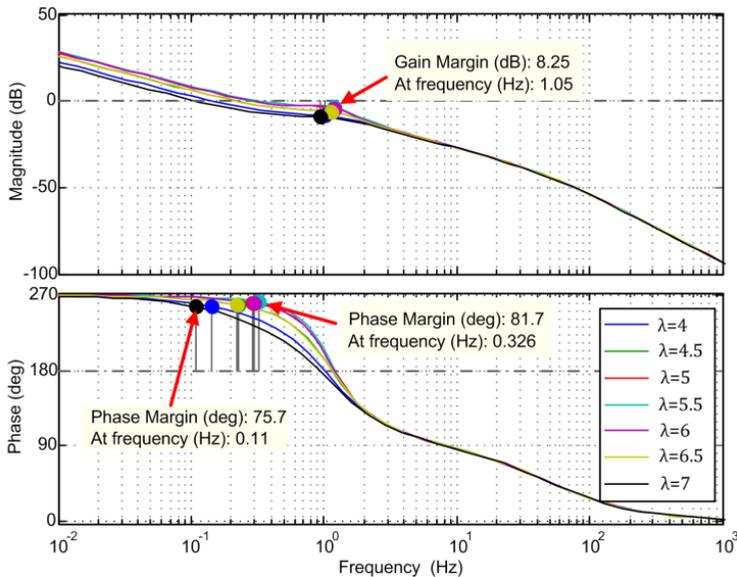


Figura 4.29, Respuesta dinámica en lazo cerrado control de potencia vs. velocidad

Con el valor de k_i del regulador de potencia, se alcanza una frecuencia de cruce 5 veces menor que el obtenido en el lazo de velocidad, con lo que es posible

suponer que la dinámica del lazo de velocidad tendrá una influencia menor sobre la dinámica del lazo de potencia.

4.7. Conclusiones

1.- En relación a las técnicas de control vectorial, se demostró que la técnica $I_d=0$ es la que presenta mejor comportamiento en relación a las otras, su simplicidad y rendimiento permite controlar el par electromagnético mediante la corriente activa con un lazo de control lineal.

2.- El diseño de los lazos de corriente activa y reactiva en el GSIP, es posible realizarlos mediante controladores independientes en el sistema de referencia síncrono con dinámicas estables, sin que la relación que existe entre ellas interfiera en el control, debido a la aplicación de desacopladores.

3.-El control de velocidad se ha diseñado tomando en cuenta la dinámica de la turbina eólica. Se ha demostrado que no tener en cuenta ésta dinámica se puede conducir a diseños de lazos de control de velocidad inestables y por lo tanto erróneos.

4.- En relación al manejo de potencia del sistema, se demostró, que el control de potencia mediante el par electromecánico, no es viable, con la teoría de control clásica, dado a la dinámica del sistema en esta configuración. En cambio con un control en cascado, tomando como lazo de control externo, el control de velocidad, el comportamiento del sistema permite obtener dinámicas estables.

5. Técnicas de Estimación de Velocidad y Posición

5.1. Introducción

En este capítulo se estudia diversas técnicas de estimación de velocidad y posición, aplicados al GSIP. El análisis realizado parte de las técnicas más utilizadas en motores de corriente alterna, donde es necesario conocer el modelo de la máquina. La estimación de velocidad en motores de corriente alterna es un campo de investigación ampliamente estudiado. Sin embargo, su aplicación a generadores eólicos y a GSIP en particular, es un campo de reciente actualidad. De hecho algunas de las técnicas propuestas en este capítulo son de dudoso interés en el caso de motores (PLL, por ejemplo) pero han mostrado resultados razonablemente satisfactorios en el caso de generadores eólicos.

Las técnicas estudiadas son comprobadas experimentalmente en diferentes puntos de operación mediante un DSP, utilizado en el sistema de control del SCEE mostrado en el Anexo D, y comparado con la velocidad y posición de referencia dada por un encóder incremental instalado en el GSIP. Los datos obtenidos mediante un módulo de intercambio de datos en tiempo real [45], permiten la comparación de las variables de interés en cada una de las técnicas estudiadas y seleccionar la más adecuada para la aplicación en cuestión.

5.2. Descripción de técnicas de estimación de velocidad y posición en GSIP

Al igual que las técnicas de sensorless para el control de convertidores PWM [46][47], en el control de máquinas sincrónicas, es de importancia conocer la posición angular de la fuerza electromotriz inducida. Las técnicas de estimación de posición y velocidad permiten conocer con cierta precisión la posición angular del rotor. Gracias a estas técnicas es posible suprimir elementos mecánicos u ópticos tradicionales en el sensado de estas variables físicas, logrando reducir elementos mecánicos acoplados al rotor o circuitos adicionales para el sensado.

En el uso de máquinas sincrónicas acopladas a rectificadores controlados, disponer de la posición angular del rotor con cierta exactitud, o en su defecto de las variables eléctricas, puede comprometer el comportamiento del sistema. Por ejemplo, en el caso de utilizar técnicas de control vectorial, la eficacia dependerá en gran medida del conocimiento preciso que se tenga de la posición angular de las variables eléctricas del sistema, dado que esta técnica se basa en fijar un ángulo de desfase determinado entre las corrientes y tensiones de línea.

En el caso de las máquinas sincrónicas, es aún más importante conocer la posición del rotor, dado que sin ella sería inalcanzable su sincronización entre la fuerza electromotriz inducida y el flujo magnético producido por los imanes permanentes. Por esto, es necesario realizar una comparación entre las técnicas de estimación de posición y velocidad que optimicen el uso de la técnica de control vectorial utilizada.

Las técnicas sensorless parten de modelos matemáticos y variables eléctricas físicamente medibles en la máquina estudiada, que permiten estimar la posición y velocidad del rotor, con errores acotados por el tipo de técnica utilizada. Varias técnicas sensorless presentan errores considerables en la estimación de velocidad en el rango de baja velocidad y rotor parado [48], pero en aplicaciones de energía eólica con generadores sincrónicos de múltiples polos, el problema se reduce hasta llegar a ser despreciable, dado que la velocidad angular de la tensión y corriente de línea del generador es la velocidad del rotor multiplicada por el número de pares de polos del generador.

Las técnicas sensorless más sencillas, son las de bucle abierto que dependen en gran medida de los parámetros internos de la máquina y de la adquisición de las variables del sistema, no poseen retroalimentación y producen un error elevado de las variables estimadas [49]. Dentro de las técnicas más destacadas están los

sistemas deterministas que utilizan ecuaciones de estado y se fundamentan en el modelo de la máquina utilizada; por el contrario están los estocásticos que dependen en menor grado del modelo o utilizan propiedades no lineales de la máquina.

Las técnicas deterministas son comúnmente utilizadas en sistemas lineales, una de éstas, es el caso de los observadores de Luenberger o los observadores de orden completo. En el caso de los sistemas no lineales, las técnicas más usadas son los observadores derivados del filtro de Kalman.

Actualmente existen técnicas que se basan en redes neuronales o lógica borrosa, gracias a la alta capacidad de procesamiento digital que existe hoy en día [50]. Una clasificación gráfica de las técnicas de estimación de velocidad y posición (Sensorless) en generadores sincrónicos de imanes permanentes, puede observarse en la Figura 5.1.

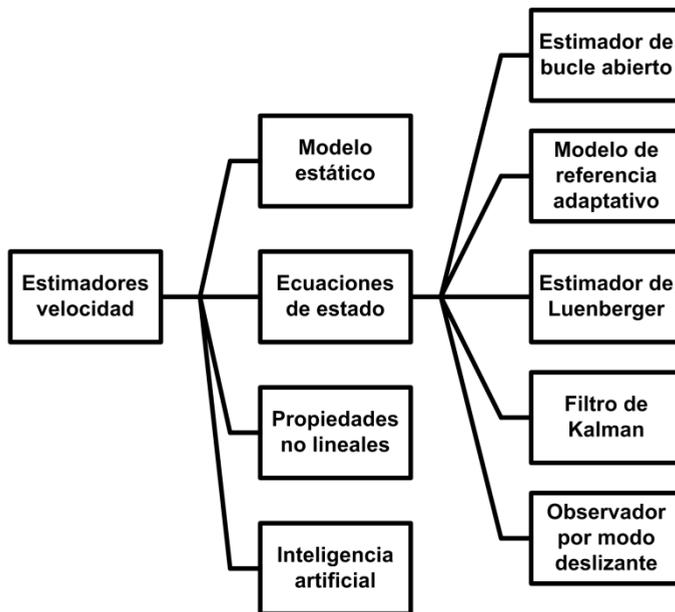


Figura 5.1, Clasificación de técnicas de estimadores de velocidad sensorless en GSIP.

Capítulo 5

Dentro de las ventajas más importantes de las técnicas sensorless se encuentra la reducción y simplificación de los dispositivos asociados a la instrumentación y adquisición de señales analógicas y digitales utilizadas en el sistema de supervisión y control de la aplicación. Con estas técnicas en algunos casos es posible estimar variables no disponibles físicamente, lo que eventualmente permite tomar acciones de control importantes para el óptimo funcionamiento de la aplicación. Aparte de las razones técnicas descritas anteriormente, es importante mencionar razones económicas, que son también importantes en el diseño de productos a fin de mejorar la competitividad de los mismos. En la actualidad con la reducción del costo en el procesamiento digital de datos, es posible mejorar el coste del producto disminuyendo el número de dispositivos de sensado y sustituirlos en aquellos casos donde es viable técnicamente con la estimación de las variables eléctricas y/o mecánicas.

El principal inconveniente producido en el sistema de control con el uso de las técnicas sensorless es la reducción de la calidad del control, reflejándose con un aumento del tiempo de retardo. Debido a que este tiempo es utilizado en la estimación de las variables. Otro inconveniente es la retroalimentación de la variable estimada en el sistema de control, lo que puede producir oscilaciones en la variable controlada y en algunos casos reducir la estabilidad en el sistema operando en lazo cerrado.

Las técnicas de estimación de velocidad y posición estudiadas en esta tesis son:

1- El observador con lazo de enganche de fase (PLL), que se fundamenta en la estimación del flujo magnético en GSIP y un lazo de control realimentado en el sistema de referencia síncrono dq .

2- El observador por modos deslizantes (OMD) que se fundamenta en la estimación de la fuerza electromotriz y un modelo con una función de conmutación basada en la teoría de control no lineal.

3- Observador Simplificado Kalman (OSK), surge del clásico estimador de Luenberger con la particularidad de que su sintonización está basada en el filtro de Kalman, donde las ganancias iterativas son sustituidas por una ganancia constante, reduciendo y simplificando el observador resultante.

5.3. Phase Locked Loop trifásico (PLL).

La técnica PLL es utilizada ampliamente en aplicaciones de rectificadores trifásicos controlados, inversores [11][51][52][53] y también en aplicaciones de energía eólica [54][55] para generadores sincrónicos de imanes permanentes y generadores de inducción de doble devanado. En esta técnica, también llamada dqPLL, la utilización del sistema de referencia síncrono mediante la transformada de Park, permite estimar de manera sencilla la velocidad y posición angular de la señal de referencia. El esquema principal de esta técnica es el mostrado por la Figura 5.2. Las variables de entrada del PLL trifásico en aplicaciones de sensorless, pueden ser el flujo magnético del GSIP estimado o la fuerza electromotriz inducida. La primera, posee las ventajas de la técnica de control *Virtual flux Oriented Control* (VFOC), donde se obtiene una señal de referencia con menor ruido [56] y una señal sinusoidal de amplitud constante. La segunda, utiliza la técnica *Voltage Oriented Control* (VOC), que toma como variable de entrada la fuerza electromotriz inducida en el GSIP, teniendo armónicos de alta frecuencia producidos por la conmutación del convertidor asociado a la máquina. Debido a lo anteriormente expuesto, se prefiere la estimación de flujo magnético inducido en el GSIP, para esto es necesario realizar la integral de la fuerza electromotriz inducida, estimada mediante la ecuación (3.1) y rescrita en (5.1), donde $(\hat{e}_a, \hat{e}_b, \hat{e}_c)$ es el vector de la fuerza electromotriz inducida, en el sistema de referencia abc , por los imanes permanentes.

$$\begin{pmatrix} \hat{e}_a \\ \hat{e}_b \\ \hat{e}_c \end{pmatrix} = r_s \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \quad (5.1)$$

Finalmente la estimación del flujo magnético dado por los imanes permanentes se consigue mediante la ecuación (5.2).

$$\begin{pmatrix} \hat{\Psi}_{a|M} \\ \hat{\Psi}_{b|M} \\ \hat{\Psi}_{c|M} \end{pmatrix} = \int \begin{pmatrix} \hat{e}_a \\ \hat{e}_b \\ \hat{e}_c \end{pmatrix} dt \quad (5.2)$$

En la implementación digital de la técnica PLL, se presenta el problema de obtener errores residuales o drift en la integral de la ecuación (5.2) con señales de entrada sinusoidales desbalanceadas o con componentes continuas transitorias. Este problema es resuelto mediante la sustitución de la integral por un filtro pasa bajo con una frecuencia de corte menor a la frecuencia mínima de operación de la señal de entrada, esta solución es utilizada en [57].

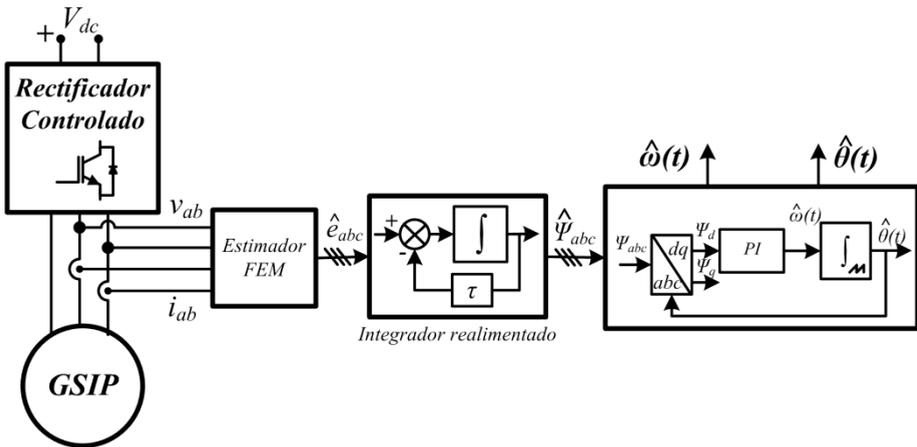


Figura 5.2, Esquema PLL trifásico en un marco de referencia síncrono.

En esta técnica se dice que alcanza la sincronización de la señal de referencia (en este caso el flujo magnético estimado) y la señal generada por el PLL, cuando la componente reactiva de la transformada de Park, en este caso la componente d converge a cero, como se muestra en la Figura 5.3, donde el vector del flujo estimado se iguala a su componente q de la transformada de Park ($\hat{\Psi} = \Psi_q$).

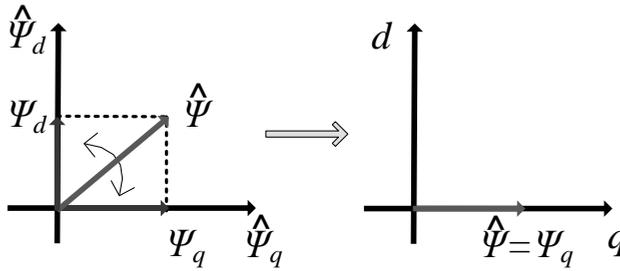


Figura 5.3, Sincronización del flujo electromagnético en el sistema de referencia síncrono.

El controlador utilizado por esta técnica es generalmente un clásico regulador PI, aunque en algunas aplicaciones también se agregan filtros adicionales para suprimir en la señal de sincronización algún armónico de interés [58].

- **Sintonización de la técnica PLL.**

La función de transferencia a lazo cerrado con el regulador PI [59], que determina la respuesta dinámica del lazo de control, con una ganancia de lazo cerrado T_{pll} , viene dada por la ecuación (5.3).

$$T_{pll} = -\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \frac{\Psi_m}{s} \quad (5.3)$$

Donde K_p y K_i son las ganancias asociadas al regulador PI, y Ψ_m representa el coeficiente del flujo magnético, definido por el GSIP.

El criterio utilizado para definir los coeficientes del regulador PI, parte del tiempo de respuesta deseado, que en todo momento debe ser menor al tiempo de respuesta del sistema observado. En el caso de aplicaciones de sensorless en GSIP, el tiempo de respuesta del sistema observado, está definido por la inercia del sistema mecánico, dado que la frecuencia de los voltajes y corrientes de línea dependen de la velocidad de rotor.

Del análisis realizado sobre la respuesta dinámica del lazo de velocidad en el capítulo 4, se obtiene que la frecuencia de corte de la ganancia de lazo cerrado de velocidad es de $f_c=1.9\text{Hz}$, valor de referencia para fijar la constante (τ) de la realimentación de la integral y el tiempo de respuesta deseado en el estimador de velocidad y posición PLL.

La selección de la constante (τ) influye directamente en el cálculo del flujo estimado, dado que para valores elevados, elimina rápidamente la perturbación procedente de una integral pura (offset o desbalances producidos en la fuerza electromotriz estimada), pero en contrapartida aparecen retardos considerables asociados a las señales de flujo estimado en bajas velocidades de rotación del GSIP. De manera inversa si se utilizan valores pequeños en la constante (τ), se eliminaría de una manera más lenta que en el caso anterior las perturbaciones de la integral, pero el efecto del retardo en los flujos estimados sería despreciable.

En la Figura 5.4, se observa el diagrama de Bode del integrador realimentado para un valor de (τ) igual a la frecuencia de corte del lazo de velocidad ($\tau=2*\pi*1.9\text{Hz}=11.93\text{rad/s}$). A frecuencias superiores a 15Hz (Aprox. 150rpm. en rotor), el flujo tendrá un desfase inferior a 6.6° con respecto a los 90° del integrador puro, y cuando se opere cercano a potencia nominal se obtendrán desfases próximos a 2.1° .

Una vez definido el integrador realimentado, se conoce el efecto sobre los flujos estimados, que tendrán una dinámica limitada a una frecuencia de corte igual a la fijada por el integrador.

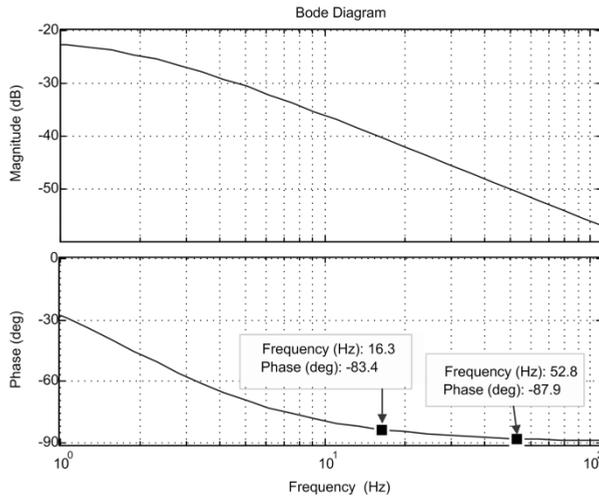


Figura 5.4, Diagrama de bode, integrador realimentado.

Conocida la dinámica de los flujos estimados es posible definir la ganancia del lazo de control del PLL T_{pll} , que cuya frecuencia de cruce por cero debe ser superior a la frecuencia de cruce por cero del lazo de velocidad, en este caso es fijada a una frecuencia $f_c=3Hz$, con un margen de fase superior a $MF=50^\circ$, valor que garantiza un buen desempeño en su respuesta dinámica. Los valores del control seleccionado son: $K_p=11.41$ y $K_i=123.6$, los cuales producen una ganancia de lazo T_{pll} que puede verse reflejada mediante el diagrama de Bode de la ganancia de lazo en la Figura 5.5.

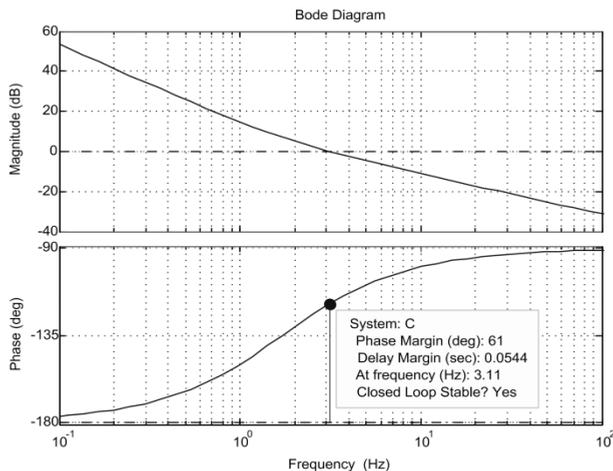


Figura 5.5, Respuesta en frecuencia, ganancia lazo cerrado T_{pll} .

- **Resultados experimentales en el estimador PLL.**

El esquema de prueba del estimador PLL, contempla fijar una referencia en el lazo de control de velocidad de tipo escalón en un rango comprendido entre 170 y 480rpm, para un par mecánico constante ($T_r=cte.$), condición que permite despreciar la dinámica ejercida por la turbina eólica. Bajo estas condiciones la respuesta de la velocidad del rotor es media mediante un encóder y es utilizado para la realimentación del lazo de control de velocidad. Al mismo tiempo mediante la rutina de programación en el DSP, es estimado la velocidad del rotor mediante las variables eléctricas censadas utilizando la técnica PLL y comparadas en tiempo real mediante la aplicación RTDX del DSP utilizado.

El estimador PLL, presenta un desempeño satisfactorio ante el seguimiento de la velocidad de referencia en el sistema, ante cambios de tipo escalón en la velocidad de referencia del GSIP en un rango de (170-480rpm), como puede observarse en la Figura 5.6. Además, es posible observar que la técnica PLL, no presenta errores en régimen estacionario, y tampoco una diferencia importante con respecto a la velocidad real del GSIP. De la misma manera es posible afirmar que el comportamiento de la técnica PLL es similar en todo el rango de operación de velocidad.

En la Figura 5.7, se observan las señales experimentales de interés en un rango de velocidades de operación (170-480rpm), entre estas señales, destacan la componente dq de la transformada Park, la fuerza electromotriz estimada \hat{e}_α , y el flujo magnético estimado en el sistema de referencia $\alpha\beta$ ($\hat{\Psi}_\alpha$) por razones de simplicidad. Se observa que la fuerza electromotriz inducida aumenta de manera lineal con la velocidad de rotación. En relación a las componentes dq del sistema de referencia síncrono, se observa la respuesta transitoria del lazo de control, la

componente d , se encuentra en torno a la referencia que en este caso es 0. La componente q , refleja la amplitud del flujo estimado $\hat{\Psi}_\alpha$.

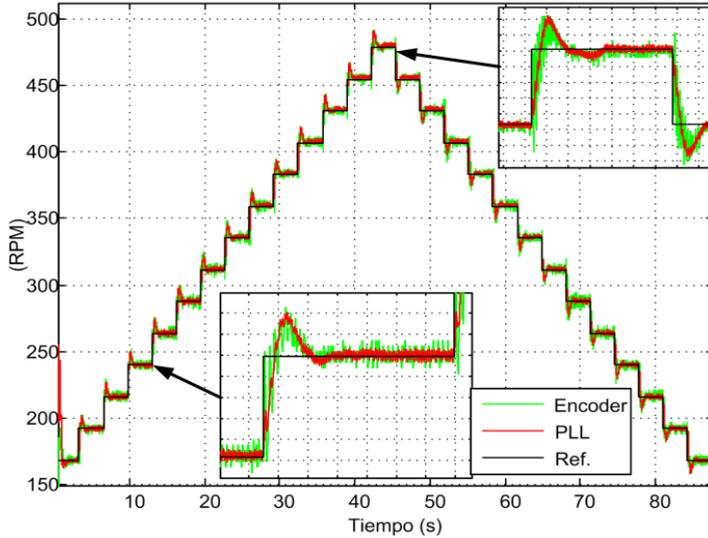


Figura 5.6, Estimación de velocidad, técnica PLL, en diferentes puntos de operación.

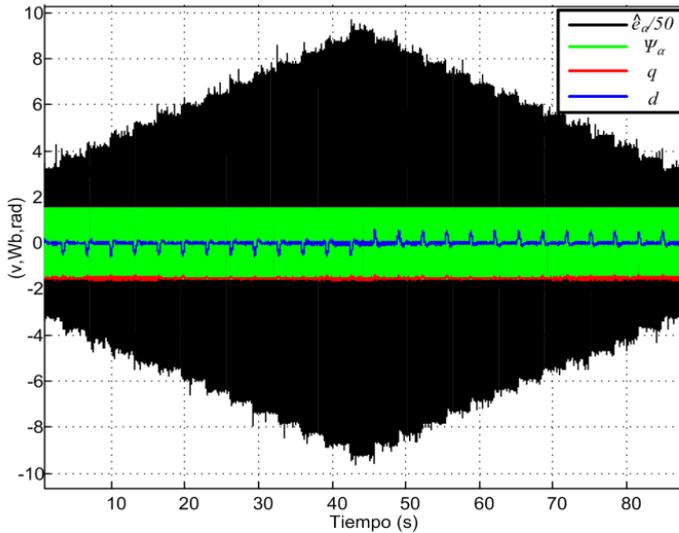


Figura 5.7, Variables de interés en la técnica PLL.

A partir de la Figura 5.7, se extrae el comportamiento del estimador PLL ante cambios de tipo escalón. Para velocidades de 240 y 430rpm el comportamiento

puede observarse en las Figura 5.8 y Figura 5.9 respectivamente. De estas figuras es posible inferir que la señal d , de la transformada de Park, presenta una mayor oscilación a velocidades inferiores, influyendo directamente sobre el rizado en la velocidad de rotación estimada por la técnica PLL. Asimismo se puede observar la señal de sincronización $\hat{\theta}$ se encuentra en fase con la fuerza electromotriz estimada en el sistema de referencia $\alpha\beta$ (\hat{e}_α).

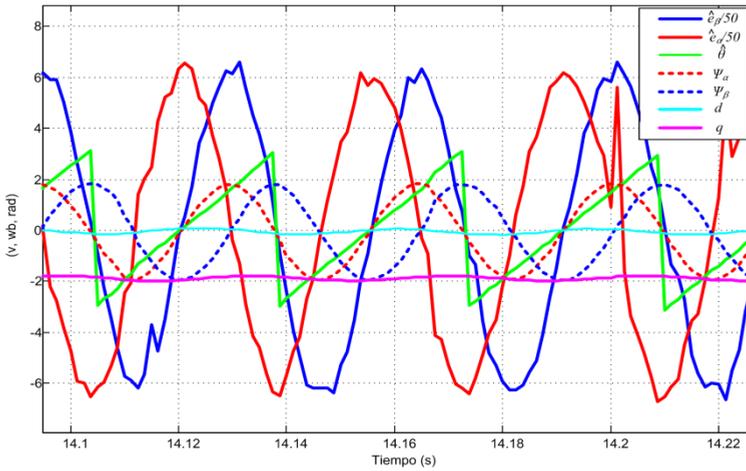


Figura 5.8, Variables de interés en la técnica PLL, para $\omega_{ref}=240rpm$.

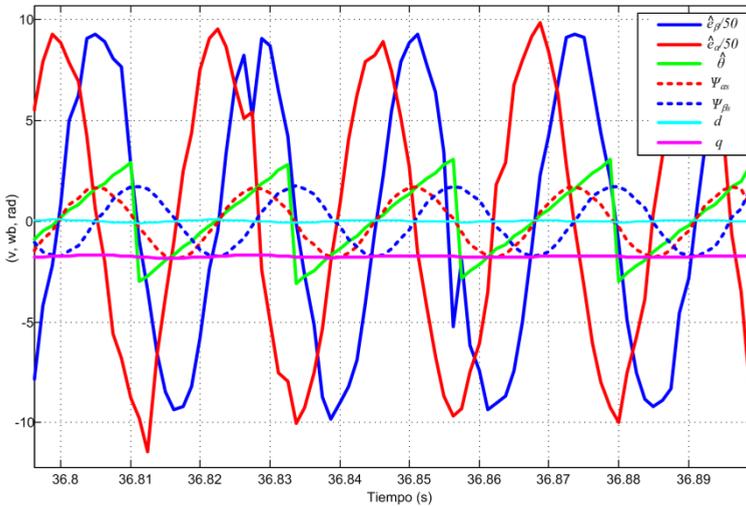


Figura 5.9, Variables de interés en la técnica PLL, para $\omega_{ref}=430rpm$

El flujo estimado en el sistema de referencia estacionario $a\beta$, es mostrado en la Figura 5.10 en el rango de velocidades considerado en la Figura 5.6. Del flujo estimado, es posible afirmar que éste tiene un comportamiento sinusoidal y que la amplitud varía en función de la frecuencia de operación, producto del integrador realimentado y de las características no lineales de los imanes permanentes (histéresis magnética). De manera teórica, si el efecto del integrador realimentado fuese despreciable al igual que las no linealidades de los imanes permanentes la diferencia de flujo sería despreciable ($\Delta\Psi = 0$).

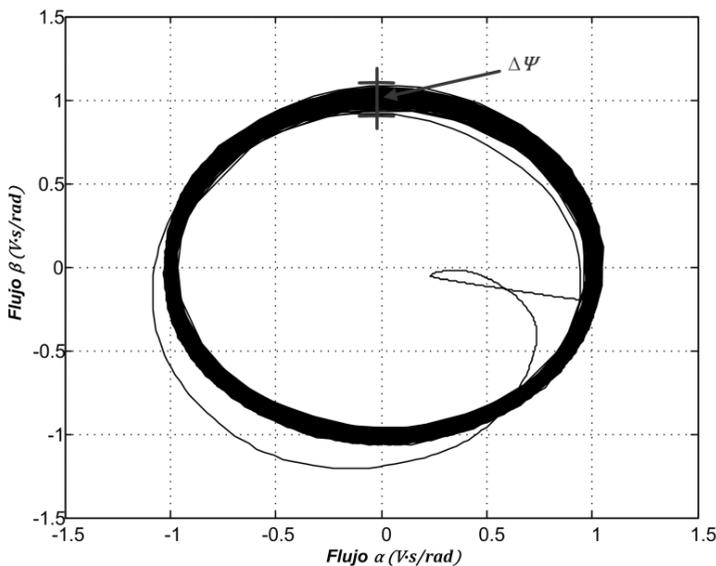


Figura 5.10, Flujo magnético estimado en coordenadas $a\beta$.

En la Figura 5.11, se observa el error en la señal de posición angular, definida como ($\varepsilon_{\theta_{PLL}} = \theta_{encoder} - \hat{\theta}$), donde la referencia de esta posición está dada por el encóder acoplado al GSIP, El estudio es realizado en el rango de velocidades mostrada en la Figura 5.6. De la Figura 5.11, es posible afirmar que el estimador PLL presenta errores de estado estacionario en la señal de posición a bajas velocidades producto del desfase a bajas frecuencias por el integrador retroalimentado, y presenta errores transitorios en cada cambio en la referencia del lazo de velocidad.

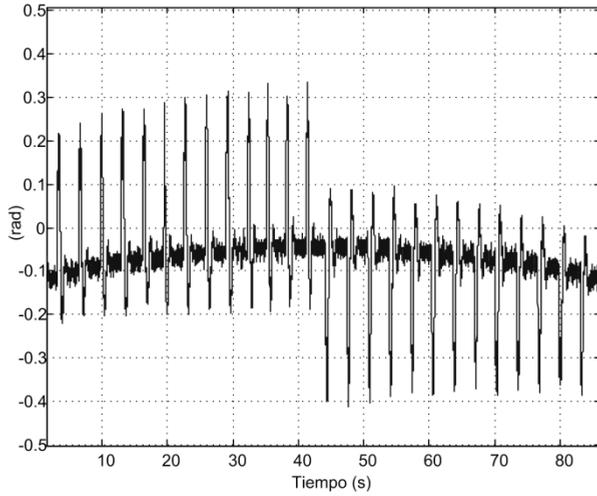


Figura 5.11, Error de señal de posición estimada, estimador PLL, ($\epsilon_{\theta PLL}$)

En la Figura 5.12, se observa el error de velocidad presente en el estimador PLL, en función de la velocidad dada por el encóder del GSIP. El desempeño del estimador de velocidad PLL no presenta errores de estado estacionario y transitorio importantes. Cabe destacar que el encóder utilizado es de 4096 pulsos/rev y el tiempo de refrescamiento de la velocidad es de $11.1ms$, valor que implica una resolución de 1.3rpm, con lo que error de velocidad tendrá una incertidumbre de 1.3rpm. para todos los estimadores de velocidad utilizados.

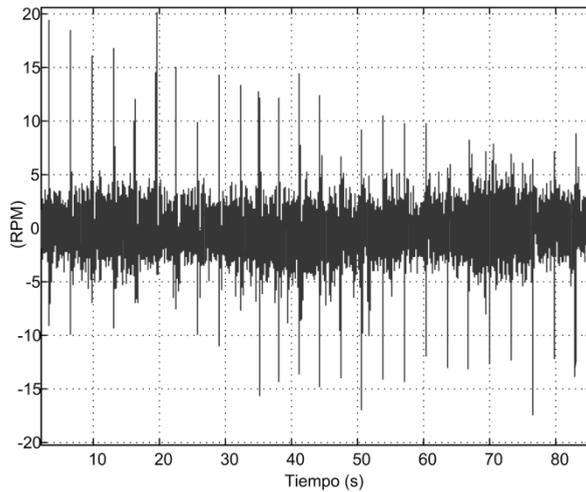


Figura 5.12, Error de velocidad estimada, estimador PLL

5.4. Observador por modos deslizantes (OMD)

La técnica de sensorless mediante modos deslizantes se deriva de las estrategias de control no lineal en sistemas de estructura variable [60], utilizando las ecuaciones de estado del sistema para estimar la fuerza electromotriz inducida.

Existen diversos estudios sobre estimadores de velocidad utilizando modos deslizantes, [61][62][63]. En particular, ha sido utilizado junto con técnicas de filtrado adaptativo para mejorar su desempeño en la estimación a baja velocidad y estimación de la posición ante variaciones en la velocidad de rotación.

El esquema principal de esta técnica se muestra en la Figura 5.13. Las variables de entrada del observador por modos deslizantes son las tensiones y corrientes de línea, en el sistema de referencia estacionario, determinado mediante la transformada de Clark. Desarrollado en el Anexo G.

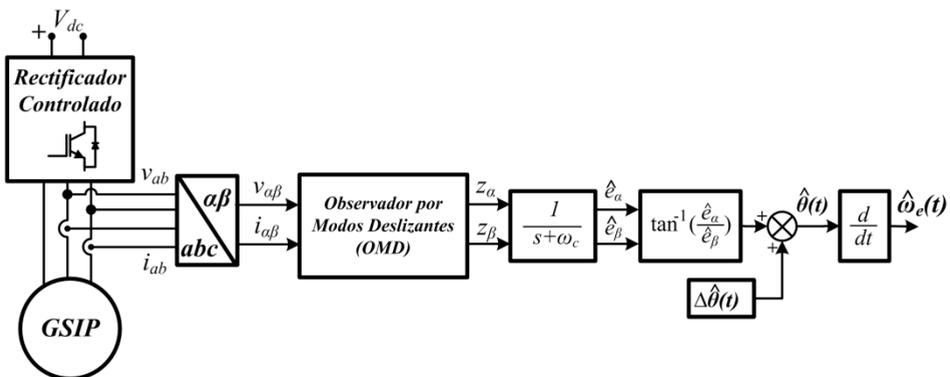


Figura 5.13, Esquema general del observador por modos deslizantes.

La técnica OMD se fundamenta en el modelo lineal del GSIP en el sistema de referencia estacionario ($\alpha\beta$), mostrado en la ecuación (5.4).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = -\frac{r_s}{L} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

Donde i_α e i_β representan las corrientes de línea, v_α y v_β representan la tensión en bornes de la maquina, e_α y e_β representan la fuerza electromotriz inducida, todas estas en el sistema de referencia estacionario ($\alpha\beta$).

A partir de la ecuación (5.4), y sustituyendo la fuerza electromotriz por la función discontinua típica y característica de la teoría de modos deslizantes, se obtiene la ecuación (5.5).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{r_s}{L} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{k}{L} \begin{bmatrix} \text{sign}(s_\alpha) \\ \text{sign}(s_\beta) \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Donde \hat{i}_α e \hat{i}_β representa la corrientes de línea estimadas, k representa una constante, determinada usando el criterio de estabilidad de Lyapunov.

En esta aplicación es escogida la función signo como función de conmutación, función típica en observadores por modos deslizantes debido a su sencillez. Existen otras investigaciones que utilizan diferentes funciones de conmutación, con el fin de reducir la conmutación de alta frecuencia (chatering) [64].

En la técnica OMD, es necesario definir la superficie deslizante, en este caso de aplicación la superficie es mostrada en la ecuación (5.6).

$$s_n = \begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

Una vez definida la superficie de deslizamiento, para garantizar la estabilidad del observador es necesario definir una función candidata de Lyapunov, mostrada en la ecuación (5.7), y que cumpla con la condición $\dot{V} < 0$, donde $(\dot{\cdot})$ es el operador derivada.

$$V = \frac{1}{2} s_n^T s_n = \frac{1}{2} (s_\alpha^2 + s_\beta^2) \quad (5.7)$$

La función candidata es definida positiva sobre todo el dominio y para encontrar la estabilidad es necesario determinar el rango donde se cumple la condición $\dot{V} < 0$, donde la derivada de la ecuación (5.7), es mostrada en la ecuación (5.8).

$$\dot{V} = s_n^T \dot{s}_n = s_\alpha \cdot \dot{s}_\alpha + s_\beta \cdot \dot{s}_\beta \quad (5.8)$$

Donde \dot{s}_n esta dada por la ecuación (5.9) a partir de las ecuaciones (5.4), (5.5) y (5.6), finalmente la condición de estabilidad $\dot{V} < 0$, en términos del modelo del GSIP, es mostrada en la ecuación (5.10), cumpliendo la condición de estabilidad.

$$\dot{s}_n = \begin{bmatrix} \dot{s}_\alpha \\ \dot{s}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{r_s}{L} \begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \end{bmatrix} + \frac{k}{L} \begin{bmatrix} \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

$$\begin{aligned} -\frac{r_s}{L} (s_\alpha^2 + s_\beta^2) + \frac{1}{L} (s_\alpha \cdot k \cdot \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) - s_\alpha \cdot e_\alpha) \\ + \frac{1}{L} (s_\beta \cdot k \cdot \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) - s_\beta \cdot e_\beta) < 0 \end{aligned} \quad (5.10)$$

Para cumplir con la condición de la ecuación (5.10), la ganancia k debe cumplir con la condición mostrada en la ecuación (5.11).

$$k < \min(e_\alpha, e_\beta) \quad (5.11)$$

Una vez definido el valor de la ganancia k del observador, es posible asumir que la fuerza electromotriz estimada con componentes de alta frecuencia, está determinada mediante la ecuación (5.12).

$$\begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

A partir de z_α y z_β se pueden obtener las componentes de baja frecuencia de la FEM estimada, mediante un filtro de primer orden según la ecuación (5.13).

$$\hat{e}_\alpha = z_\alpha \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad \text{y} \quad \hat{e}_\beta = z_\beta \cdot \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (5.13)$$

Donde ω_c es la frecuencia de corte del filtro presente en la Figura 5.13. En la selección de esta frecuencia es necesario conocer la frecuencia fundamental de operación de la tensión \hat{e}_α , \hat{e}_β , dado que el filtro pasa bajo producirá un retraso en fase de la señal de salida, retraso que será necesario compensar para la estimación de la señal de posición de la fuerza electromotriz [65][66].

Finalmente la estimación de posición y velocidad es obtenida por la ecuación (5.14) y (5.15) respectivamente.

$$\hat{\theta} = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{e}_\beta}{\hat{e}_\alpha} \right) + \Delta\hat{\theta} \quad (5.14)$$

$$\hat{\omega} = \frac{d\hat{\theta}}{dt} \quad (5.15)$$

- **Resultados experimentales observador OMD**

Con el mismo esquema de pruebas descrito en la técnica PLL, es probado y comparado el desempeño del observador OMD con la velocidad de rotor medida con el encóder incremental en el prototipo de laboratorio.

En función del criterio de estabilidad utilizado en el apartado anterior, la ganancia del observador se ha fijado en: $k = -500$, y la frecuencia de corte del

filtro pasa bajo $\omega_c = 2 * \pi * 500rad/s$, presentado un desempeño ante cambios de tipo escalón en la velocidad de referencia de rotor se muestra en la Figura 5.14.

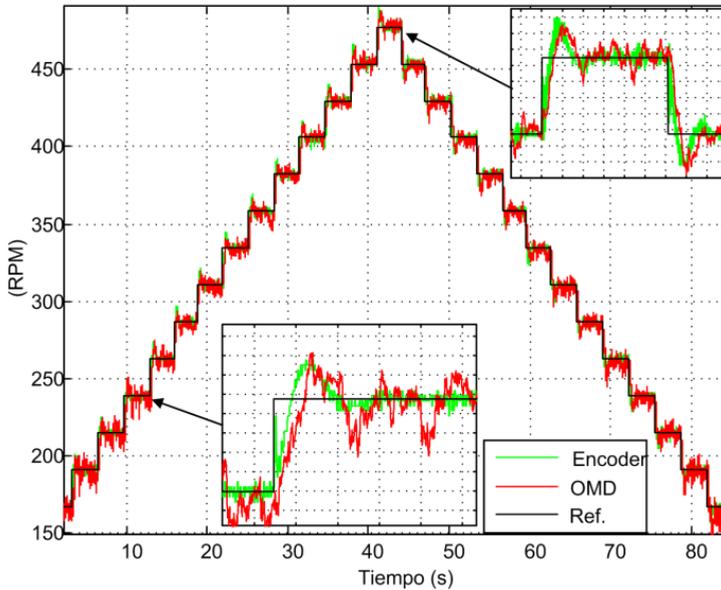


Figura 5.14, Estimación de velocidad, técnica OMD, en diferentes puntos de operación.

Las variables de interés en el observador OMD, se muestran en las Figura 5.15 y Figura 5.16, para $\omega_{ref}=170rpm$ y $430rpm$ respectivamente, donde se observa la fuerza electromotriz estimada en el sistema de referencia estacionario $\alpha\beta$, la función de conmutación del observador (z_α, z_β) , y la señal de posición angular estimada $\hat{\theta}$. Es importante destacar que aunque la frecuencia de muestreo del observador es de $100\mu seg$, la frecuencia de muestreo del módulo de intercambio de datos en tiempo real es menor, lo que implica no poder apreciar la conmutación de alta frecuencia. En relación a la señal de posición, se observa la sincronización que presenta con la fuerza electromotriz estimada con el desfase producido por la compensación producto del filtro pasa bajo.

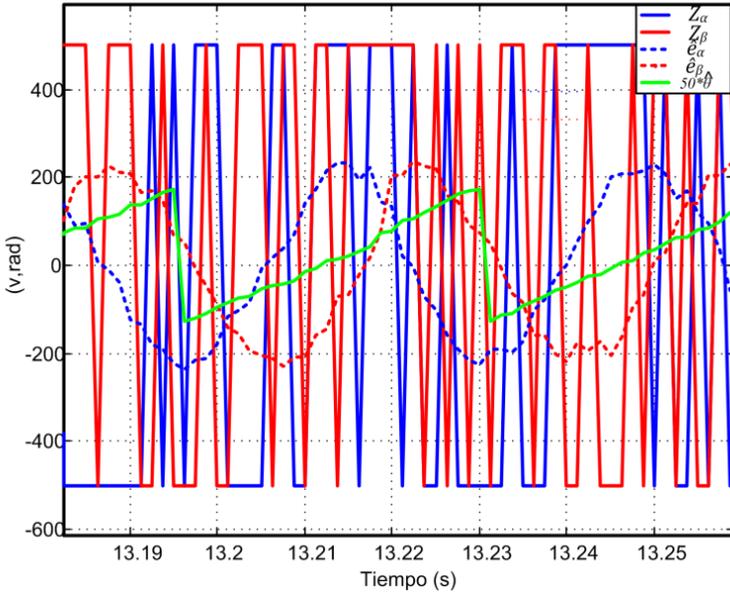


Figura 5.15, Señales de interés en el observador OMD, para $\omega_{ref}=170rpm$.

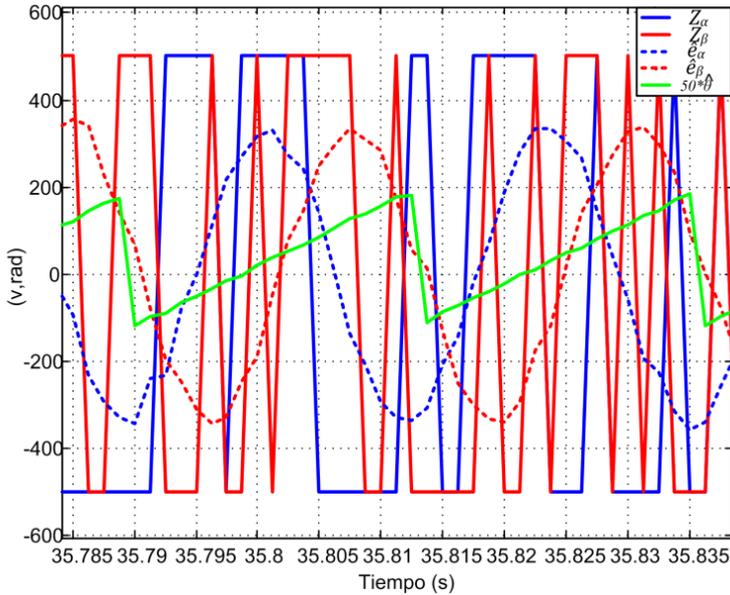


Figura 5.16, Señales de interés en el observador OMD, para $\omega_{ref}=430rpm$

El desfase producido por el filtro pasa bajo es observado en la Figura 5.17, la cual muestra el diagrama Bode del filtro utilizado. Este desfase ha sido

compensado con un valor constante de $\Delta\hat{\theta} = 0.5rad$, para tener menor error de posición en velocidades cercanas al rango de velocidades en el que se obtiene la potencia nominal del GSIP.

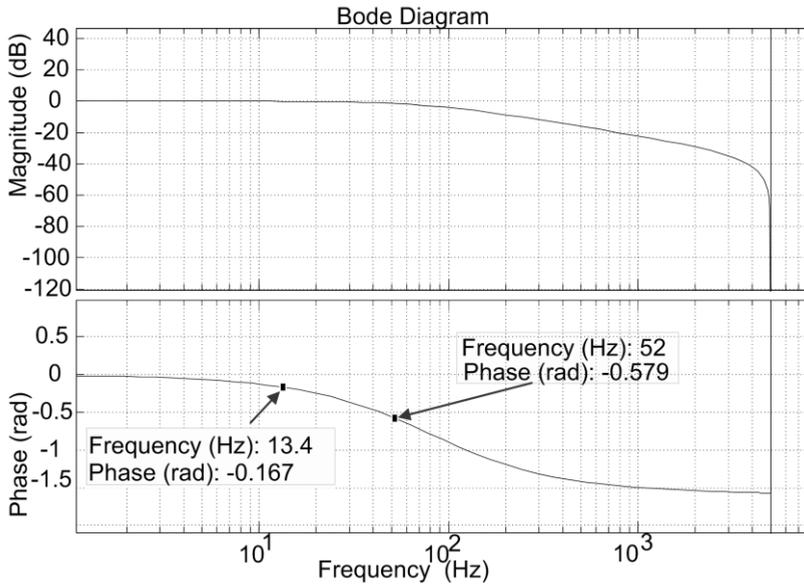


Figura 5.17, Respuesta en frecuencia, filtro pasa bajo observador OMD

En la Figura 5.18, se observa el error en la señal de posición angular, definida como $(\varepsilon_{\theta_{OMD}} = \theta_{encoder} - \hat{\theta})$, donde la referencia de esta posición está dada por el encóder acoplado al GSIP. El estudio es realizado en el rango de velocidades mostrada en la Figura 5.14. De la Figura 5.18, es posible afirmar que el estimador OMD presenta errores de estado estacionario importantes en la señal de posición a bajas velocidades, debido al filtro pasa bajo, error que es compensado con una constante a la velocidad de potencia nominal.

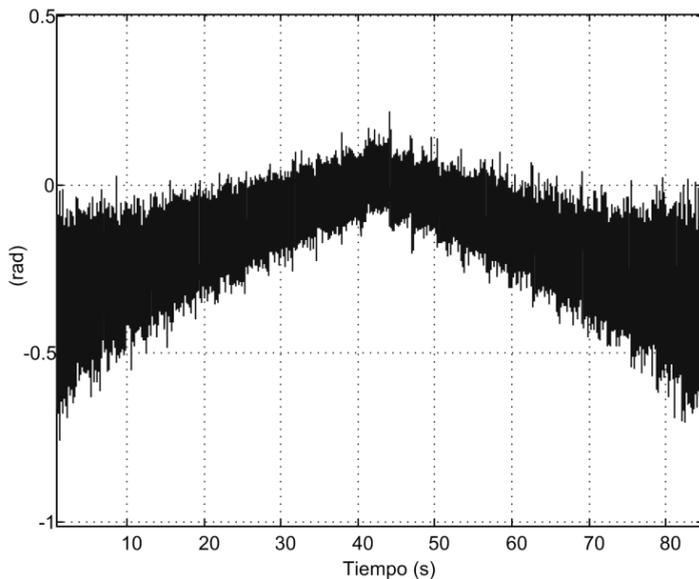


Figura 5.18, Error de posición, observador OMD, ($\epsilon_{\theta OMD}$)

En la Figura 5.19, se observa el error de velocidad presente en el estimador OMD, en función la velocidad dada por el encoder acoplado al GSIP. El desempeño del estimador presenta errores superiores al encontrado con el estimador PLL en su estado estacionario y transitorio.

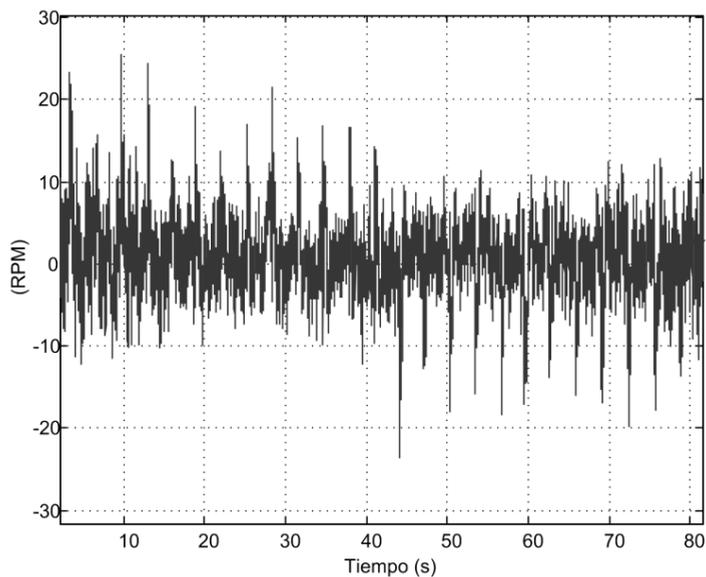


Figura 5.19, Error señal de velocidad, observador OMD

5.5. Observador Simplificado de Kalman (OSK).

El observador simplificado de Kalman surge del clásico estimador de Luenberger con la particularidad de que su sintonización está basada en el filtro de Kalman. A diferencia del observador basado en el filtro extendido Kalman, estudiado en [67] y no evaluado experimentalmente debido a su compleja programación en cuanto a la manipulación matricial se refiere.

Una vez conocido el diseño de observadores con la aplicación del filtro extendido de Kalman, es posible realizarle modificaciones, de tal manera que su desempeño sea igualmente notable con respecto a otras técnicas, pero simplificando su estructura y reduciendo el cálculo necesario para su uso. La simplificación del observador de Kalman fue propuesta por [9], donde la principal característica es el uso de una matriz de ganancia constante, a diferencia del filtro extendido, en el que se emplean métodos para el cálculo de su ganancia, obteniendo una simplificación considerable del procesamiento matemático y del vector de variables estimadas. Este algoritmo del filtro simplificado también es utilizado con otras técnicas sensorless como es el caso de [68] donde es utilizado como filtro digital con la técnica de modos deslizantes.

Para el desarrollo del observador simplificado de Kalman es necesario definir el modelo del sistema a observar mediante la ecuación (5.16), que también toma en cuenta las imperfecciones del modelo expresado en los ruidos de proceso y de medición.

$$\hat{x}(k+1) = f(\hat{x}(k), k) + g(u(k), k) + \bar{K}_r [y(k) - h(\hat{x}(k), k)] \quad (5.16)$$

En el caso particular del GSIP las variables de entrada deben ser expresadas en el sistema de referencia estacionario $\alpha\beta$, provenientes del estimador lineal de la fuerza electromotriz inducida (5.17).

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L \frac{d}{dt} i_\alpha + r_s i_\alpha + v_\alpha \\ L \frac{d}{dt} i_\beta + r_s i_\beta + v_\beta \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

El vector de estados es expresado mediante la ecuación (5.18),

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\omega} \\ \hat{\omega} \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

Donde: $\hat{\theta}$ es la posición de la fuerza electromotriz inducida \hat{e}_α , $\hat{\omega}$ es la velocidad angular eléctrica y $\hat{\omega}$ es una variable auxiliar que representa la integración del error estimado. El estimador de Kalman extrae la información de posición y velocidad de la componente sinusoidal de FEM. Mientras que las componentes de alta frecuencia son consideradas como ruido.

En el diseño del observador simplificado de Kalman es necesaria la normalización de las señales de entradas \hat{e}_α y \hat{e}_β , de tal manera que sean de la forma mostrada en la ecuación (5.19). Las señales de entrada $u(k)$ son consideradas cero, dado que en la simplificación del Filtro de Kalman las señales de entrada están definidas por la fuerza electromotriz inducida que son utilizadas directamente para la fase de filtrado.

$$\begin{bmatrix} y_1(k) \\ y_2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \sqrt{(\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2)} \\ \hat{e}_\beta \\ \sqrt{(\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2)} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \cos \theta(k) \\ \sin \theta(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1(k) \\ v_2(k) \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

Las variables $v_1(k)$ y $v_2(k)$ son consideradas como armónicos de alto orden, las ecuaciones de estado en tiempo discreto quedan reducidas a las expresiones dadas por (5.20):

$$\begin{cases} \hat{x}(k+1) = f\hat{x}(k) + w(k) \\ y(k) = h(\hat{x}(k)) + v(k) \end{cases} \quad (5.20)$$

Donde:

$$f = \begin{bmatrix} 1 & T_s & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

$$h(\hat{x}(k)) = \begin{bmatrix} \cos \theta(k) \\ \sin \theta(k) \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

Donde T_s es el periodo de muestreo del sistema.

La ganancia del Filtro de Kalman (\bar{K}_r), es una matriz constante y es determinada mediante la ecuación diferencial y es simplificada hasta llegar a ser de la forma (5.23):

$$\bar{K}_r = \begin{bmatrix} 0 & k_{e1} \\ 0 & k_{e2} \\ 0 & k_{e3} \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

Donde k_{e1} , k_{e2} y k_{e3} , son los parámetros de sintonización. Estas ganancias son calculadas mediante el algoritmo recursivo utilizado en el desarrollo del Filtro Extendido de Kalman.

Es notable destacar que los parámetros de sintonización del observador simplificado de Kalman no dependen de los parámetros del sistema. El esquema del observador se muestra en la Figura 5.20.

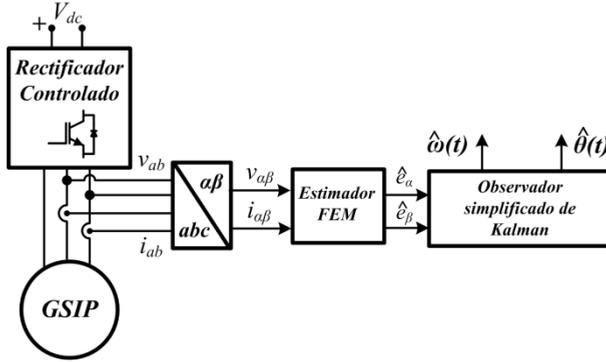


Figura 5.20. Esquema general del observador simplificado de Kalman

Finalmente el conjunto de ecuaciones que definen el estimador son mostradas en las ecuaciones (5.24)-(5.27).

$$\varepsilon(k) = y_2(k) \cos \hat{\theta}(k) - y_1(k) \sin \hat{\theta}(k) \quad (5.24)$$

$$\hat{\theta}(k+1) = [\hat{\theta}(k) + T_s \hat{\omega}(k) + k_{e1} \varepsilon(k)] \quad (5.25)$$

$$\hat{\omega}(k+1) = \hat{\omega}(k) + \dot{\omega}(k) + k_{e2} \varepsilon(k) \quad (5.26)$$

$$\dot{\omega}(k+1) = \dot{\omega}(k) + k_{e3} \varepsilon(k) \quad (5.27)$$

- **Sintonización Observador Simplificado de Kalman (OSK)**

En la sintonización de los parámetros necesarios del observador simplificado de Kalman, es necesario realizar una rutina previa que calcule recursivamente la ganancia del estimador, hasta llegar a una ganancia en estado estable. Esta se obtiene mediante la ecuación (5.28).

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{k+1} = FP_k F^T + R_1 - FP_k H^T (HP_k H^T + R_2)^{-1} \\ K_r = FP_k H^T (HP_k H^T + R_2)^{-1} \end{array} \right\} \quad (5.28)$$

Donde $P(k)$ es la matriz que representa la estimación de la covarianza del vector de estado, y están determinadas por las matrices (5.29) y (5.30) respectivamente.

$$F = \left. \frac{\partial [fx(k)]}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}(k+1)} = \begin{bmatrix} 1 & T_s & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

$$H = \left. \frac{\partial [hx(k)]}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}(k+1)} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

T_s es el tiempo de muestreo y la matriz H contiene la transformada del sistema de referencia síncrono dq y ésta a su vez es una matriz ortogonal. La matriz H puede ser simplificada en la matriz (5.31).

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

R_1 y R_2 son las matrices de covarianza del error de las variables del modelo y de la medición, respectivamente. Ambas vienen dadas en la simplificación del filtro extendido de Kalman por las matrices (5.32), (5.33).

$$R_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

$$R_2 = \xi \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

Donde ξ es el parámetro de sintonización, para la adecuada sintonización del estimador de Kalman es necesario seleccionar el parámetro ξ , el cual influye sobre la relación de rechazo al ruido, el valor seleccionado en esta aplicación ha sido $\xi = 1 \times 10^7$. El procedimiento de sintonización es aplicado, dando como resultado las ganancias en la Figura 5.21, donde se muestra la tendencia de la ganancia del observador hasta llegar a un estado estable, cuando alcanza 2000 iteraciones y se obtienen los valores de ganancia $k_{e1} = 0.0063$, $k_{e2} = 0.1995$, $k_{e3} = 0.0003$.

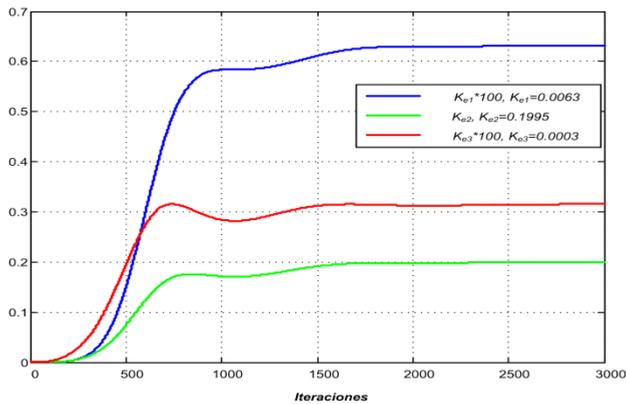


Figura 5.21. Cálculo ganancia observador OSK

De manera sencilla el procedimiento del cálculo de la matriz de ganancia puede obtenerse mediante la función *dlqe* de *matlab*® como se propone en [10].

- **Resultados experimentales observador (OSK)**

Utilizando los coeficientes de la matriz de ganancias obtenidos en el apartado anterior el observador OSK, presenta el desempeño mostrado en la Figura 5.22, ante cambios de tipo escalón en la velocidad de referencia del GSIP, presentando un buen desempeño en el rango de velocidades estudiado.

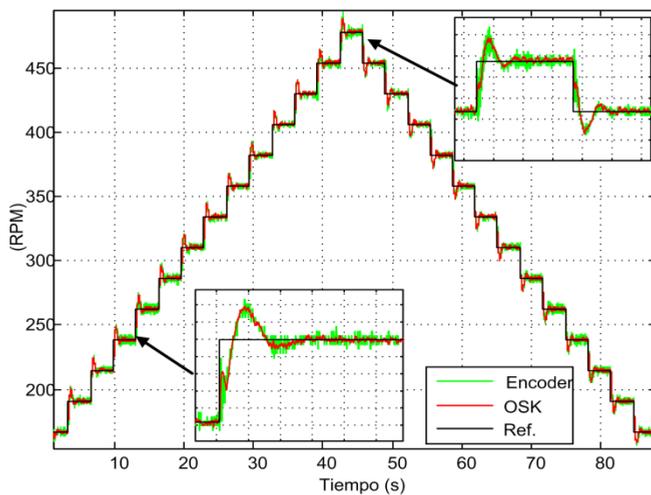


Figura 5.22. Estimación de velocidad, técnica OSK, en diferentes puntos de operación.

La señal de error $\varepsilon(k)$, del observador OSK, en las ecuaciones (5.24) a (5.27), se observa en la Figura 5.23, para la operación en el rango de velocidades descrito en la Figura 5.22, donde se observa que para mayores velocidades (parte central de la figura) presenta menor error, mostrando un mejor desempeño el estimador.

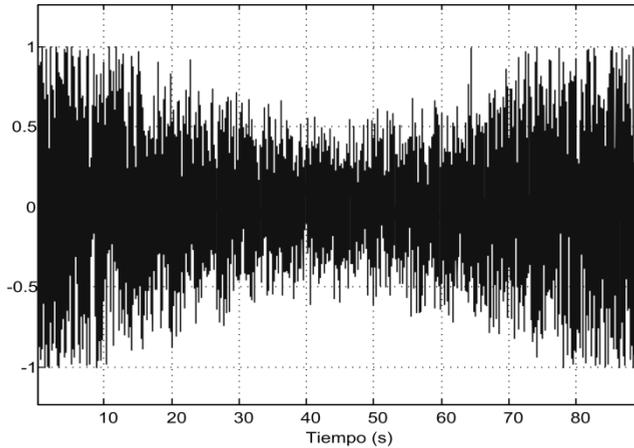


Figura 5.23, Error $\varepsilon(k)$, observador OSK, en diferentes puntos de operación.

La FEM estimada en el sistema de referencia estacionaria $a\beta$ normalizada se muestra en la Figura 5.24, además de la señal de posición estimada $\hat{\theta}$, para una velocidad de operación de $\omega_{ref}=380rpm$.

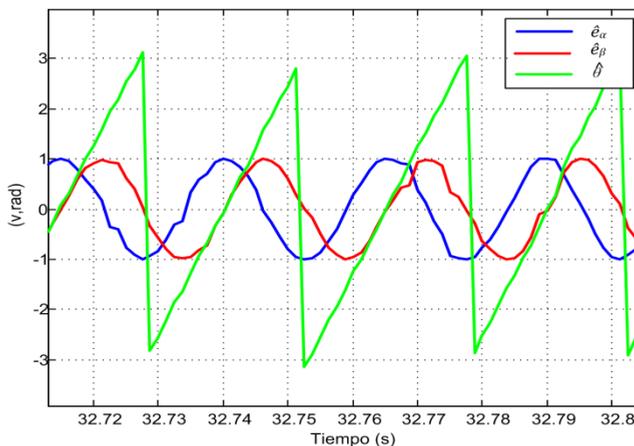


Figura 5.24, FEM normalizado en coordenadas $a\beta$ y señal de sincronización $\hat{\theta}$, en el observador OSK.

En la Figura 5.25, se observa el error en la señal de posición angular, definida como $(\varepsilon_{\theta_{OSK}} = \theta_{encoder} - \hat{\theta})$, en el rango de velocidades considerado en el estudio. De esta figura es posible afirmar que el estimador OSK no presenta errores de estado estacionario y transitorios importantes.

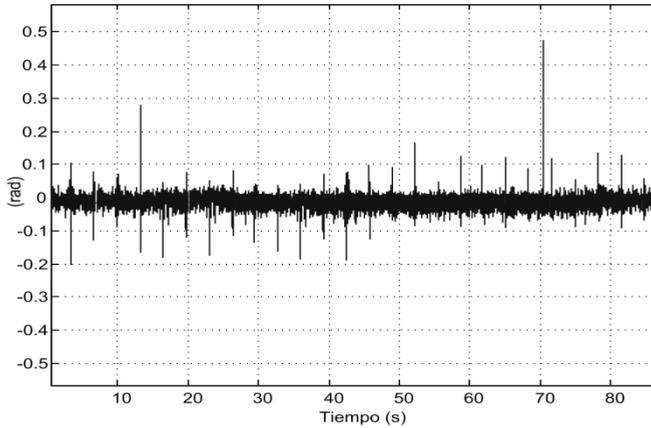


Figura 5.25, Error de posición, observador OSK, $(\varepsilon_{\theta_{OSK}})$

En la Figura 5.26, se observa el error de velocidad presente en el estimador OSK, en función la velocidad dada por el encóder del GSIP. El desempeño del estimador presenta errores inferiores a $3rpm$ en estado estacionario y para régimen transitorio inferiores a $16rpm$, respuesta similar al obtenido con el estimador PLL.

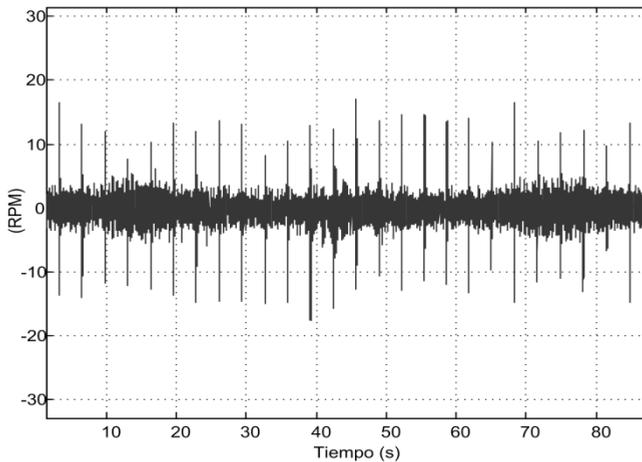


Figura 5.26, Error de velocidad, observador OSK

5.6. Comparación entre estimadores de velocidad y posición.

La Figura 5.27, muestra el desempeño de todos los estimadores de posición y velocidad estudiados, operando en las mismas condiciones de funcionamiento. En esta figura puede apreciarse la respuesta dinámica de cada uno de los estimadores estudiados en diferentes puntos de operación. En ella se observa, en general los estimadores estudiados no presentan errores de estado estacionario importantes, siendo el observador simplificado de Kalman el que presenta mejor desempeño. Por otro lado, el observador por modos deslizantes muestra el peor desempeño presentando ruido en estado estacionario y respuestas transitorias lentas.

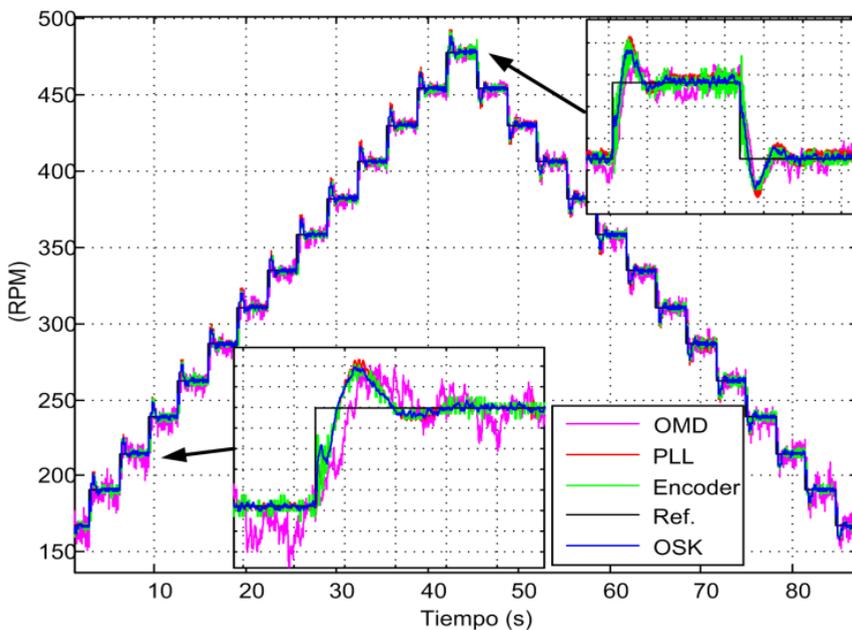


Figura 5.27, Comparación desempeño estimadores de velocidad.

En la Figura 5.28 y Figura 5.29, se observa la comparación de las señales de posición para velocidades de referencia $\omega_{ref}=170$ y $430rpm$ respectivamente, obtenidas de los estimadores estudiados, comparándola con la posición real del GSIP.

Capítulo 5

Del desempeño de los estimadores cuando $\omega_{ref}=170$, (baja velocidad), es posible afirmar que en el caso del OMD presenta una importante distorsión debido a que, en bajas velocidades, la fuerza electromotriz estimada presenta mayor distorsión que para altas velocidades. Además el estimador PLL presenta un cierto error estacionario, debido al integrador realimentado.

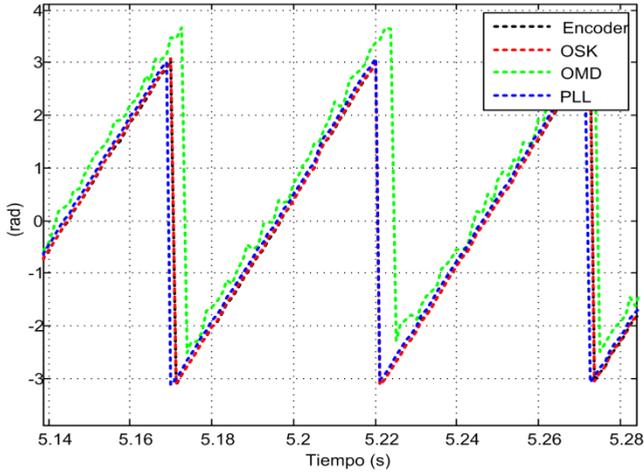


Figura 5.28, Comparación señales de posición para $\omega_{ref}=170rpm$.

En el caso particular de $\omega_{ref}=430rpm$ (alta velocidad), las señales de posición presentan un comportamiento similar, teniendo en este punto de operación errores de posición menores.

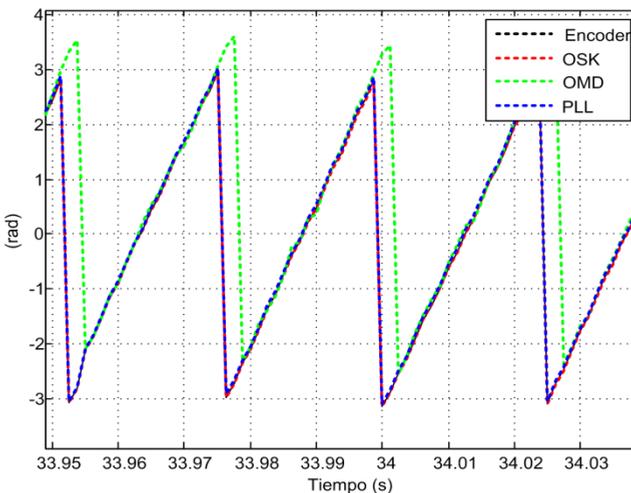


Figura 5.29, Comparación señales de posición para $\omega_{ref}=430rpm$.

En la Figura 5.30, se observa la comparación en la señal de error de posición de las técnicas estudiadas, presentando un mayor valor el observador por modos deslizantes a bajas velocidades, y el estimador PLL en régimen transitorio, mientras que el OSK presenta el menor error en la señal de posición.

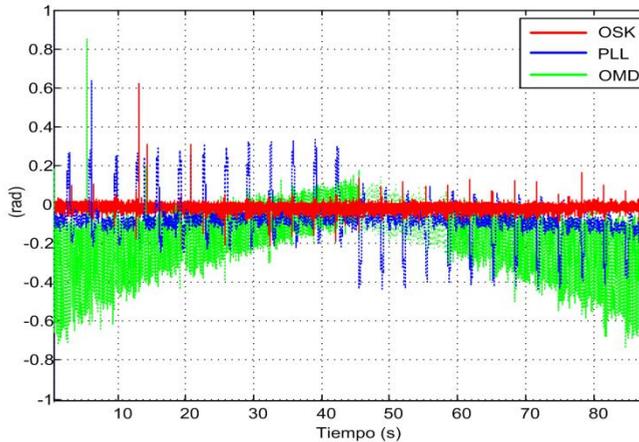


Figura 5.30, Comparación error de posición en estimadores OSK, PLL, OMD.

En la Figura 5.31, se observa la comparación del error en la estimación de velocidad para los estimadores estudiados, siendo el observador por modos deslizantes el que presenta mayor error, mientras que el PLL y el OSK tienen comportamientos similares.

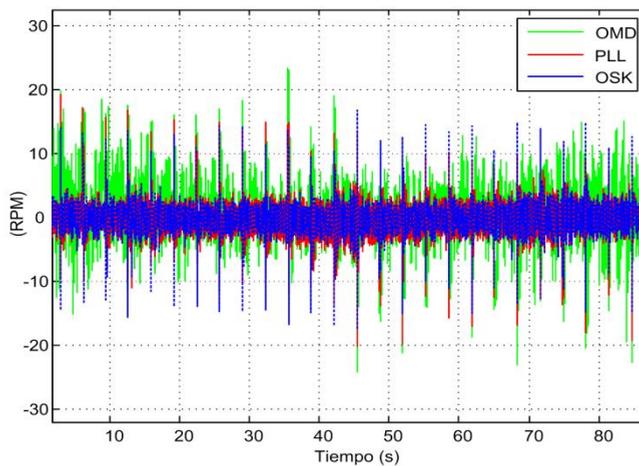


Figura 5.31, Comparación error en la estimación de velocidad.

En la Figura 5.32, se representa el tiempo de operación de los estimadores de velocidad y posición utilizados. Los tiempos de ejecución por el controlador digital son similares y no representan un consumo de tiempo importante en relación al resto del sistema de control programado. El observador OMD es el de menor costo computacional y el PLL con el mayor. En relación al tiempo utilizado por el DSP, todo el sistema de control consume $56\mu\text{s}$ de los $100\mu\text{s}$ disponibles por el tiempo de muestro utilizado.

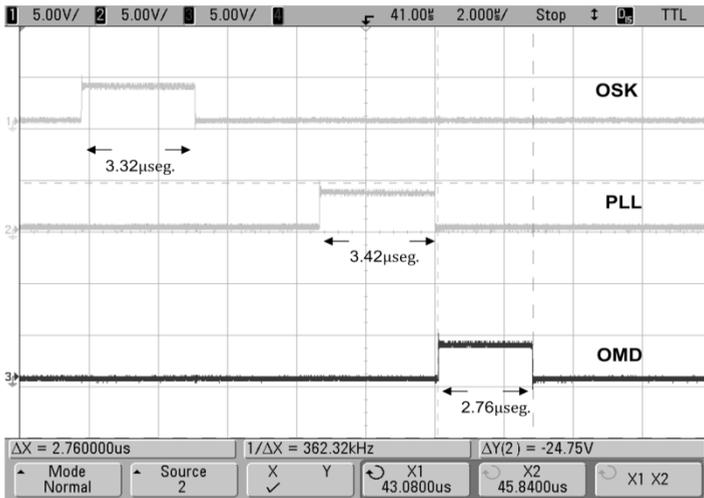


Figura 5.32, Tiempo de operación estimadores de velocidad y posición.

5.7 Conclusiones

Con las técnicas de estimación de posición y velocidad estudiadas, es posible afirmar que la técnica del observador simplificado de Kalman es la que mejor desempeño presenta ante las pruebas realizadas. Con esta técnica es posible conocer la velocidad del rotor con un error inferior al 4% y para la señal de posición un 2% en régimen estacionario. El desempeño de estas técnicas permite el correcto funcionamiento de las técnicas de control vectorial utilizadas, sin necesidad de utilizar ningún tipo de sensor externo para medir la velocidad y posición del rotor. La implementación de las técnicas en el sistema de control utilizado requieren coste computacional bajo, por lo que es posible su aplicación con dispositivos de programación de prestaciones moderadas.

6. Técnicas de Seguimiento del Punto de Máxima Potencia

6.1. Introducción

En este capítulo se presenta un resumen de las técnicas de seguimiento de máxima potencia más importantes en los SCEE de baja potencia. También se propone una modificación del clásico algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia perturbar y observar (P&O), para mejorar el rizado de par sobre el sistema mecánico. Las técnicas estudiadas han sido probadas experimentalmente y comparadas entre ellas sobre el emulador del SCEE mostrado en el Anexo D y E, además los datos mostrados son adquiridos mediante la aplicación de intercambio de datos en tiempo real del *DSP TMS320F2812*.

Las técnicas de seguimiento de máxima potencia, comúnmente conocidas por sus siglas en inglés MPPT (Maximun Power Point Tracking), se encargan de definir el punto de operación de los sistemas de control de manera que se alcance la máxima energía disponible del viento en todo momento [69][70][71]. Estas técnicas consiguen su objetivo mediante diferentes maneras y pueden ser clasificadas, en función a la estructura de control, en dos grandes familias. La primera de ellas, son las de bucle abierto, que se encargan de medir la velocidad del viento y fijar el punto de operación, bien sea el par o la velocidad de rotación de la turbina eólica. El otro grupo importante de técnicas MPPT son las de bucle cerrado, que consisten en un lazo de control realimentado y pueden tener como variable controlada el par o la velocidad de la turbina eólica en función de la potencia eléctrica generada, potencia que puede ser medida o estimarse con cierta fiabilidad. La técnica MPPT en lazo cerrado más utilizada en aplicaciones de energías renovables es la de perturbación y observación (P&O) [14][70][71], que consiste en perturbar de manera continua la variable de referencia del control y observar el comportamiento del sistema hasta obtener siempre la máxima potencia disponible.

De manera gráfica el desempeño de un algoritmo de seguimiento del máxima potencia en aplicaciones de energía eólica debe cumplir con la dinámica mostrada

Capítulo 6

en la Figura 6.1. Este comportamiento se obtiene con perturbaciones de tipo escalón en la velocidad del viento entre 6 y 14m/s y un algoritmo MPPT P&O, con $\Delta\omega_{ref}=1\text{rad/s}$, y $t_{(establecimiento)}=0.5\text{s}$ parámetros de sintonización cuya elección se explica más adelante.

En la Figura 6.1a, se observa el desempeño en función de la velocidad de rotación, la dinámica se desplaza sobre las curvas características del sistema hasta llegar a su máximo. Al llegar a éste, el algoritmo oscila en torno al punto de máxima potencia de manera indefinida hasta que ocurra un cambio en la velocidad del viento.

En la Figura 6.1b el desempeño está expresado en función de λ , parámetro que involucra la velocidad de rotación y la del viento al mismo tiempo, es por esto que se observa transiciones rápidas entre las curvas características del sistema. De igual manera la trayectoria de la evolución del punto de operación del sistema se muestra superpuesta sobre las curvas características de éste, hasta alcanzar su máxima potencia. Cuando la potencia de salida es superior, la velocidad de rotación es limitada de manera que se opera en la región de potencia constante de forma independiente a la velocidad del viento. Las curvas características del SCEE considerado, se muestra en el Anexo E.

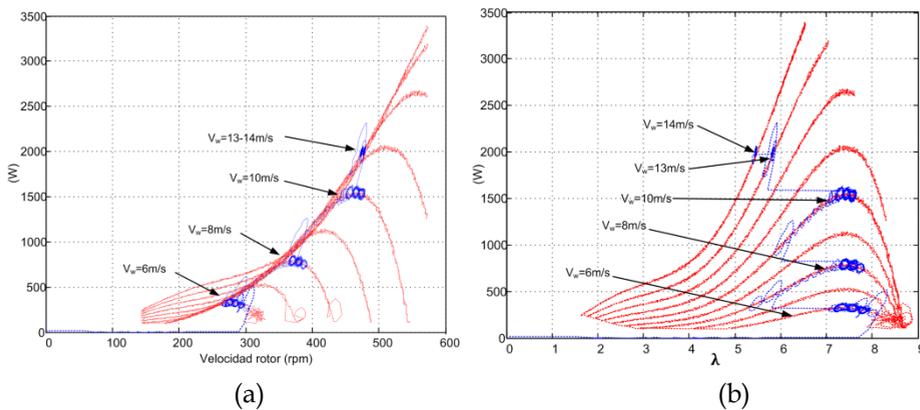


Figura 6.1, Desempeño del MPPT en aplicaciones de energía eólica

6.2. MPPT de bucle abierto.

Esta técnica se encarga de medir la velocidad del viento y definir el punto de operación del sistema de control [14], el esquema general de esta técnica está dado por la Figura 6.2, donde el algoritmo MPPT fija la velocidad de referencia del lazo de control para cada velocidad del viento. Con un conocimiento previo del modelo dinámico, es posible predecir la velocidad de rotación que maximiza la potencia de salida. También es necesario medir la velocidad de rotación del sistema mecánico o en su defecto estimarla con técnicas sensorless [72], como se estudió en el capítulo anterior. La estructura de control puede utilizarse en algunas aplicaciones con control de par, en el que el algoritmo MPPT define el par de referencia al resto del sistema de control. Esta técnica presenta varios inconvenientes que la hacen poco usada en sistemas de generación de energía eólica para baja y mediana potencia, una de ellas está fundamentada en que la medición de la velocidad del viento debe ser realizada en las proximidades de la turbina, con lo que la medición puede verse afectada por las turbulencias producidas por la misma. Además, el uso de esta técnica implica usar sensores y electrónica adicional, aumentando el coste y complejidad asociada a la medición de la velocidad del viento. Por último, otro inconveniente importante que tiene la técnica de bucle abierto, es que el desempeño de la misma depende del modelo matemático de la turbina utilizada, por lo que las dinámicas no estudiadas e incertidumbres que pueda tener el modelo, pueden causar la ineficiencia de la técnica. En muchos casos, el beneficio obtenido con esta técnica en sistemas de pequeña potencia no justifica su uso. Con todo, en esta tesis la técnica MPPT en bucle abierto sí que tendrá un cierto interés, pues permitirá una medida patrón con la que comparar la bondad del resto de técnicas utilizadas. Nótese que, a diferencia de una aplicación real, en el emulador utilizado sí se conocen perfectamente tanto las características de la turbina como del viento, por lo que la respuesta obtenida será la mejor posible.

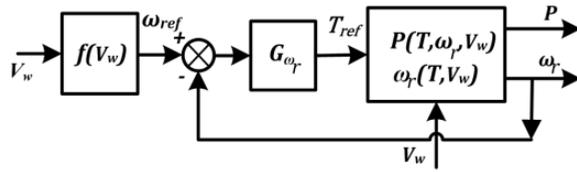


Figura 6.2, MPPT en bucle abierto.

6.2.1. Desempeño experimental del MPPT en bucle abierto.

El comportamiento del sistema de conversión de energía eólica ante el perfil de viento mostrado en la Figura 6.3a, y utilizando el MPPT de bucle abierto donde la velocidad del viento y el modelo de la turbina eólica son conocidas, se obtiene una potencia de salida del GSIP mostrada en la Figura 6.3b.

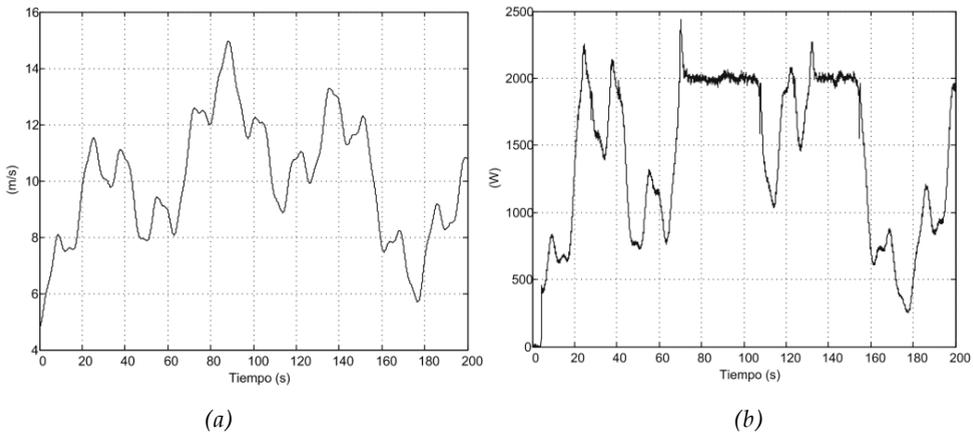


Figura 6.3, Perfil de viento y potencia de salida con MPPT a bucle abierto.

En esta figura se observa el comportamiento del sistema en las regiones de búsqueda de máxima potencia y potencia constante. Obsérvese que la respuesta

dinámica presenta sobre impulsos cuando se supera la potencia nominal, dinámica ésta, determinada por el lazo de regulación de potencia.

En la Figura 6.4a, se observa el coeficiente de aprovechamiento de potencia C_p para el MPPT en bucle abierto, el cual permanece en su valor máximo cuando la potencia del sistema no supera la potencia nominal, de lo contrario el sistema opera de manera ineficiente limitando la potencia de entrada a la potencia nominal. En la Figura 6.4b, se observa la dinámica de la velocidad de rotación definida por el MPPT a bucle abierto y el comportamiento del lazo de velocidad de rotación mediante la velocidad estimada.

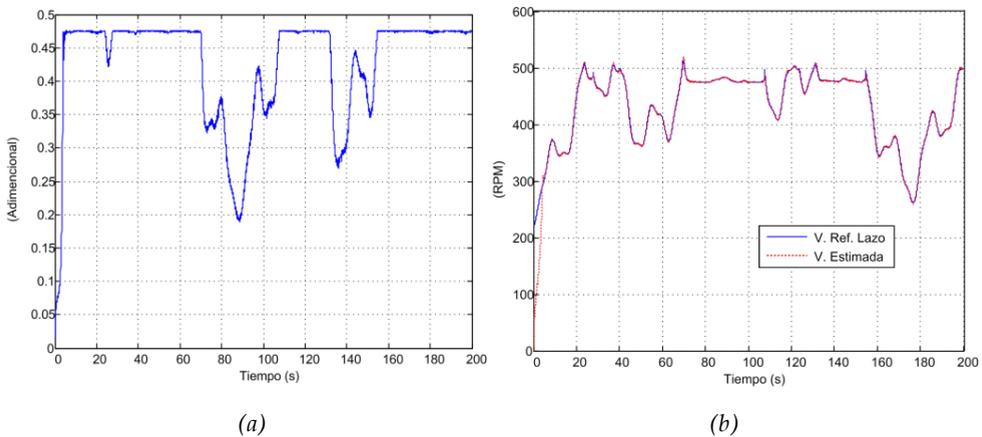


Figura 6.4, Coeficiente de aprovechamiento C_p , y desempeño lazo de velocidad, con MPPT a bucle abierto.

En la Figura 6.5a, muestra la referencia de corriente dado por el lazo de velocidad y la corriente de línea medida, expresadas en valores *rms*. En la parte superior de la Figura 6.5b, se observa la corriente de línea medida en el GSIP. En esta figura la base de tiempo es de $20s/div$, con lo que la ejecución del experimento es de 200s. En esta figura se ha superpuesto la corriente multiplicada por el factor correspondiente para obtener su valor pico, a fin de corroborar los datos obtenidos mediante la aplicación de intercambio de datos en tiempo real del DSP. En la misma figura, en la parte inferior se muestra la envolvente de la corriente de salida

Capítulo 6

de la etapa inversora, teniendo la misma relación de amplitud con respecto a la corriente del GSIP.

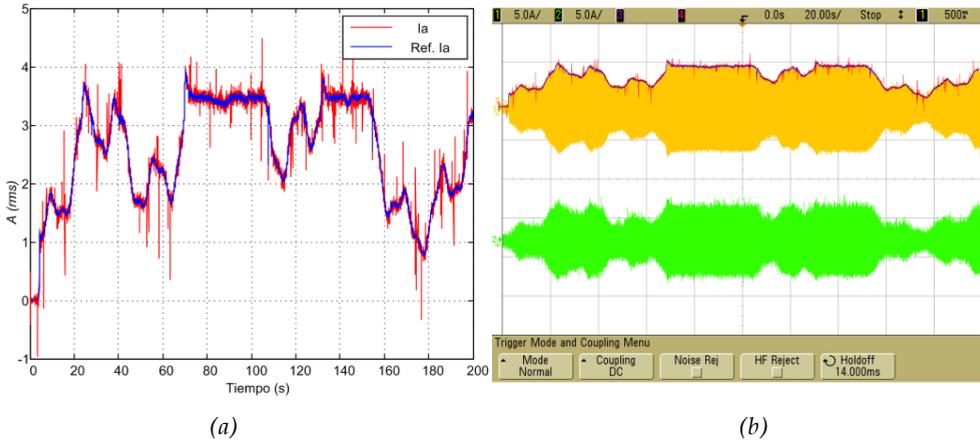


Figura 6.5, Desempeño lazos de corriente, con MPPT a bucle abierto.

En la Figura 6.6a y Figura 6.6b, se observa el comportamiento del estimador MPPT, superpuesto sobre la plantilla de potencia (obtenidas en el Anexo E), en función de la relación de velocidades (λ). El comportamiento del algoritmo presenta una trayectoria vertical para $\lambda=7.34$, hasta llegar a la potencia nominal. Al llegar a este punto la trayectoria es horizontal, reduciendo la relación de velocidades λ hasta limitar la potencia de salida. En relación a la Figura 6.6b, el comportamiento del algoritmo MPPT, se puede observar en función de la velocidad rotación. La trayectoria se ha superpuesto sobre la familia de curvas, observándose el correcto seguimiento del punto de máxima potencia. Además cuando el punto de operación supera la potencia nominal, la trayectoria permanece limitada a la potencia nominal del sistema.

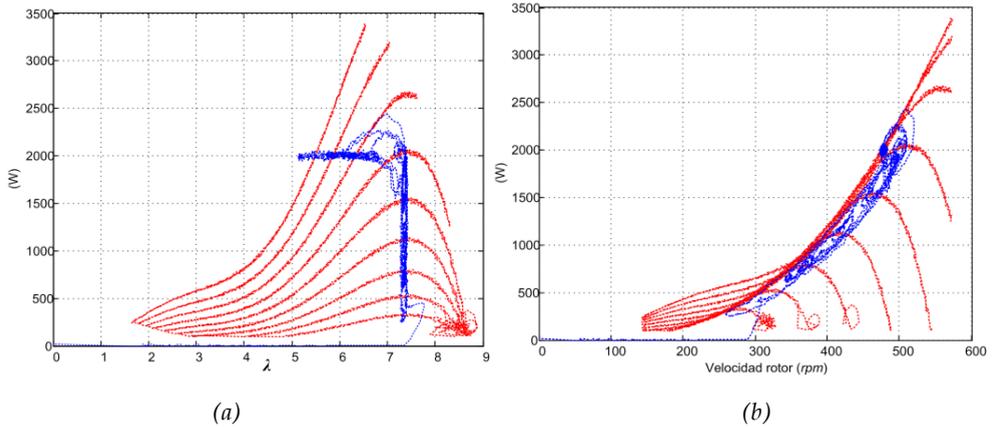


Figura 6.6, Desempeño del algoritmo MPPT a bucle abierto, (a) en función a λ , (b) en función de la velocidad de rotación (rpm)

En la Figura 6.7, se observa el par electromagnético ejercido por el GSIP, y su componente en baja frecuencia, que es obtenida mediante un filtro pasa bajo de primer orden con frecuencia de corte de $\omega_c=1rad/s$. Esta componente de baja frecuencia ha sido calculada a fin de cuantificar el rizado del mismo para futuras comparaciones con otros algoritmos MPPT, pues supone un indicador del estrés mecánico al que se ve sometido el SCEE.

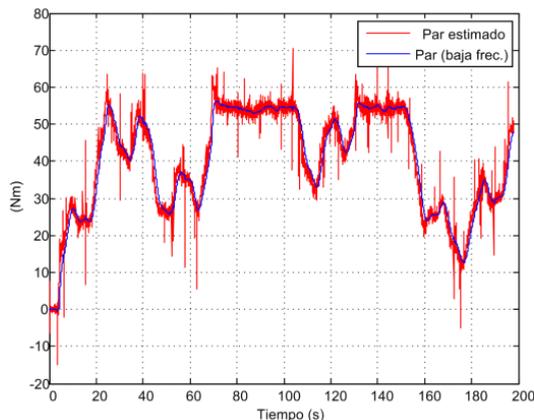


Figura 6.7, Par ejercido por el GSIP, con el algoritmo MPPT a bucle abierto.

6.3. MPPT en bucle cerrado

Las técnicas en lazo cerrado, se fundamentan en la retroalimentación de variables de interés del sistema de control, que puedan aportar de manera directa o indirecta la potencia entregada de la turbina eólica al GSIP. Existen técnicas MPPT que fijan el punto de operación a partir de la velocidad del viento estimada desde algoritmos con de redes neuronales [73], o lógica borrosa [74], ambas mediante ecuaciones de estado a partir de velocidad de rotación y el modelo de la turbina eólica. El esquema básico del sistema control con MPPT en bucle cerrado, se muestra en la Figura 6.8a y Figura 6.8b, donde la variable de salida del MPPT puede ser la velocidad de referencia o par electromagnético respectivamente.

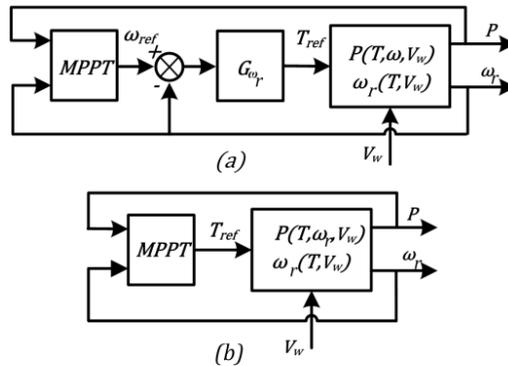


Figura 6.8, MPPT en bucle cerrado, (a) MPPT con lazo de velocidad (ω_{ref}), (b) MPPT con lazo de par (T_{ref}).

Una de las técnicas MPPT a lazo cerrado más utilizadas, es la llamada de perturbación y observación (P&O) [14][70][71], que básicamente impone un cambio de consigna en los lazos de control de par o velocidad según sea el caso, y observa la respuesta del sistema, de manera que si la potencia del sistema tras perturbar, alcanza a ser mayor a la anterior, la operación de fijar una nueva referencia en el mismo sentido es realizada continuamente; de lo contrario el sentido de la perturbación es opuesto. El esquema de la técnica P&O clásico es el mostrado en la Figura 6.9.

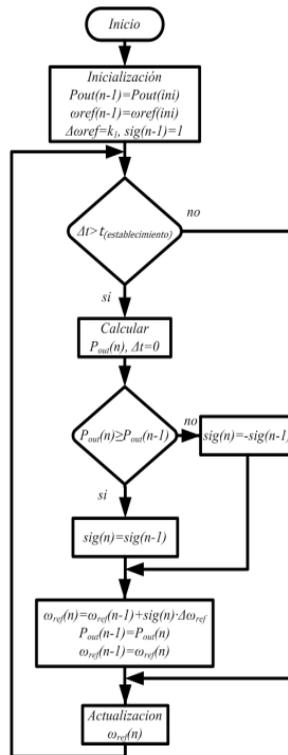


Figura 6.9, Diagrama de flujo algoritmo P&O clásico.

Para la aplicación de esta técnica no es necesario conocer de manera precisa el modelo dinámico del sistema mecánico, sólo se necesita una aproximación del tiempo de respuesta del sistema, a fin de determinar el tiempo de actualización de las variables de referencia $t_{(establecimiento)}$, parámetro que incide directamente sobre el desempeño de la técnica MPPT. El tiempo de actualización, debe ser seleccionado igual o superior al tiempo en que la respuesta ante un escalón del lazo de control de velocidad alcance un estado estable, pues de lo contrario la acción de control puede ser incorrecta. También es necesario tener una aproximación sobre la ganancia del sistema a lazo abierto, para determinar el tamaño de la perturbación o escalón en la perturbación del MPPT P&O.

Esta técnica tiene la desventaja de que el sistema está continuamente perturbado, produciendo oscilaciones en las variables de control, este problema se

incrementa cuando se presenta alta inercia en el sistema mecánico [75]. Concretamente, las oscilaciones de par producen continuamente cambios en el punto de operación, los cuales pueden causar daños en el sistema mecánico [76][77], especialmente si las resonancias mecánicas son excitadas.

También existen técnicas similares donde la perturbación es adaptativa en función al punto de operación del sistema [75], o en función de la respuesta dinámica del proceso [78].

6.3.1. Sintonización del MPPT P&O clásico.

Para la aplicación del algoritmo MPPT (P&O), se ha utilizado la respuesta dinámica de la potencia de salida en función de la velocidad de rotación, de donde resultan el tiempo de establecimiento $t_{(establecimiento)}$ y el tamaño de la perturbación. De la Figura 6.10, se observa la respuesta escalón de la función de transferencia de la potencia de salida vs. la velocidad de rotación de referencia (P_{out}/ω_{ref}), ecuación (4.43). En esta se observa el comportamiento típico de un sistema de fase no mínima, y su tiempo de establecimiento es de $t_s=1.2s$, con una ganancia entre 30 y $140w/rad/s$.

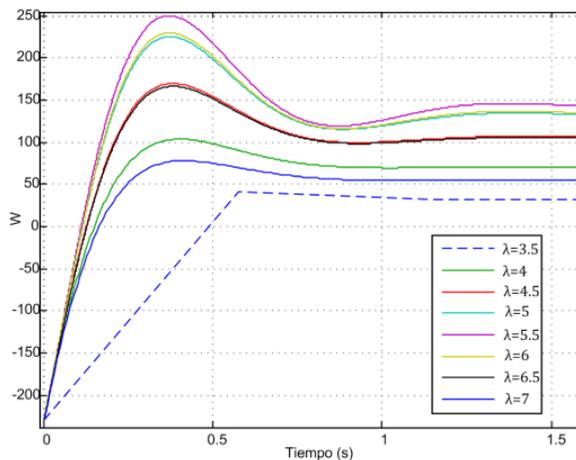


Figura 6.10, Respuesta escalón a la función de transferencia P_{out}/ω_{ref} .

Una vez conocida la respuesta en lazo abierto de la potencia de salida, es posible estimar los parámetros necesarios para el algoritmo MPPT P&O clásico. En la aplicación utilizada, el tiempo de estabilización en el MPPT P&O debe ser como mínimo un tiempo equivalente, donde la respuesta dinámica presenta una tendencia clara, y no mucho mayor al tiempo de establecimiento, dado que a medida que se fije este tiempo mayor, el sistema se hará más lento en el seguimiento del punto de máxima potencia ante cambios rápidos en la velocidad del viento. Con este criterio, el tiempo de establecimiento utilizado en el MPPT es de $t_{(establecimiento)}=0.5s$, dado que la tendencia de la potencia de salida tiende a acercarse al valor en estado estable en este tiempo. Este tiempo de establecimiento para el MPPT deberá ser el menor posible, dado que se podrá realizar un mejor seguimiento ante variaciones rápidas en la velocidad del viento.

Para determinar el tamaño de la perturbación del algoritmo MPPT, se ha utilizado la respuesta dinámica mostrada en la Figura 6.10, donde se puede determinar la ganancia de potencia en estado estacionario. La respuesta dinámica cuando $\lambda=3.5$ (caso más desfavorable) presenta una ganancia de estado estable de $30w$ por un escalón de $1rad/s$ en la entrada.

Una vez conocido este comportamiento, del desarrollo experimental, la potencia de salida del GSIP se ha calculado a partir de la medida en la corriente y tensión de salida, potencia que presenta componentes de baja frecuencia, que presentan variaciones cercanas a $30w$, por lo que tamaños de escalón de $\Delta w_{ref}=1rad/s$ podrían generar variaciones en la potencia de salida que podrían entenderse como variaciones de baja frecuencia en la potencia de salida y no como producto de una excitación externa.

Conociendo estos dos parámetros, es fijada el tamaño de la perturbación en $\Delta w_{ref}=2rad/s$, dado que para el peor de los casos ocurre cuando ($7<\lambda<4$) que se presenta cuando la pendiente de la curva característica $C_p(\lambda)$ es menor, y la respuesta en potencia ante esta entrada supera al ruido medido en la potencia de

salida, con este tamaño de perturbación es posible reconocer un cambio en potencia de salida debido al cambio de la velocidad de referencia.

Del análisis realizado, es posible conocer la influencia que tiene el punto de operación sobre la dinámica del sistema, cuando se trabaja en los intervalos ($\lambda < 4$) y ($\lambda > 7$) la perturbación obtenida tienen poca incidencia sobre la potencia de salida, situación que es inversa cuando se opera cercano al punto $\lambda = 5.5$ (punto de mayor pendiente en la Figura 3.12, en su costado izquierdo), que los cambios en la potencia de salida pueden alcanzar hasta 280w para $\Delta w_{ref} = 2 \text{rad/s}$.

Si se llegase a fijar perturbaciones (Δw_{ref}) inferiores a la seleccionada, es posible que el comportamiento del MPPT no sea satisfactorio, dado que para valores de ($\lambda < 4$) y ($\lambda > 7$) la perturbación a la entrada del sistema no se reflejaría claramente en la estimación de la potencia de salida. En el caso contrario, si se utilizan valores de perturbación superiores a la seleccionada, el seguimiento de la potencia de la máxima potencia tendrá un comportamiento excesivamente agresivo, produciendo oscilaciones en el sistema que pudieran llevar al sistema a regiones inestables.

6.3.2. Desempeño experimental MPPT P&O clásico

El comportamiento del sistema de conversión de energía eólica ante el perfil de viento mostrado en la Figura 6.3a, y utilizando el MPPT P&O clásico, con una ganancia de $\Delta w_{ref} = 2 \text{rad/s}$. y un tiempo de establecimiento $t_{(establecimiento)} = 0.5 \text{s}$, se obtiene una potencia de salida del GSIP mostrada en la Figura 6.11a.

En esta figura se observa el comportamiento del sistema en las regiones de búsqueda de máxima potencia y potencia constante, presentando mayor rizado en la región de búsqueda de máxima potencia que el obtenido con el MPPT en bucle abierto.

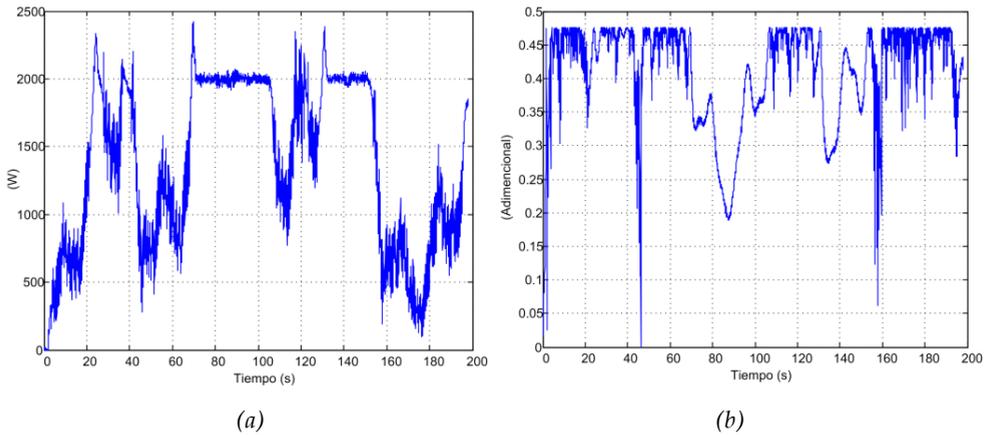


Figura 6.11, Potencia de salida y coeficiente de aprovechamiento de potencia C_p con el MPPT P&O.

En la Figura 6.11b, se observa que el algoritmo P&O mantiene el punto de operación cercano al de máxima potencia, además cuando la velocidad del viento desciende de manera brusca, el coeficiente de aprovechamiento de potencia (C_p) disminuye con la misma pendiente que lo hace la velocidad del viento. Este problema es encontrado generalmente en sistemas con elevada inercia o cuando el sistema presenta una velocidad de respuesta inferior a la eventuales variaciones en la velocidad del viento.

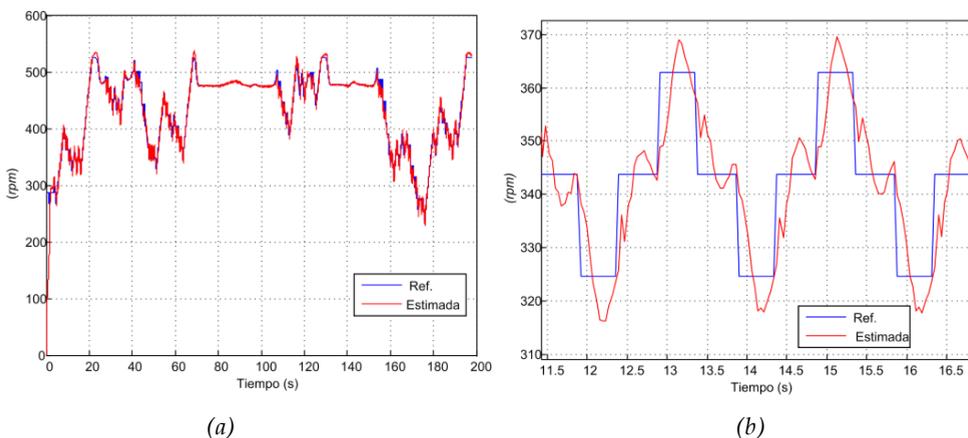


Figura 6.12, Desempeño lazo de velocidad MPPT P&O y Ampliación.

En la Figura 6.12a, se observa la dinámica de la velocidad de rotación definida por el MPPT P&O y el comportamiento del lazo de velocidad de rotación mediante la velocidad estimada. En la Figura 6.12b, se observa una ampliación de la Figura 6.12a, cuando la potencia de salida es de 350w, se muestra que las perturbaciones tienen una duración de 0.5s, y una amplitud de 2rad/s. que representan (19.09 rpm).

En la Figura 6.13a, se compara el comportamiento de la potencia de salida ante las perturbaciones generadas por el algoritmo de MPPT, también es posible apreciar la dinámica del lazo de potencia, ante perturbaciones con sentido positivo; la potencia presenta una caída transitoria hasta llegar a una potencia superior a la anterior, producto del sistema de fase no mínima encontrado en la función de transferencia P_{out}/w_{ref} . El caso contrario ocurre cuando el sentido de la perturbación es negativo, donde la potencia presenta un aumento transitorio hasta llegar a una potencia menor a la anterior. La Figura 6.13b, muestra la referencia de corriente dado por el lazo de velocidad y la corriente de línea expresadas en valores (*rms*), presentando un mayor rizado de baja frecuencia con el MPPT P&O que con el MPPT en bucle abierto utilizado como patrón.

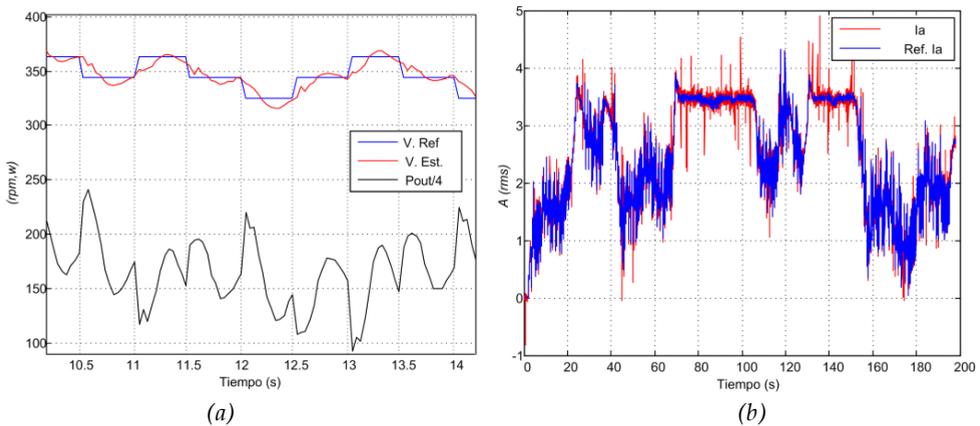


Figura 6.13, Comparación de la potencia con la velocidad y desempeño del lazo de corriente, con MPPT P&O.

En la Figura 6.14a, se observa en la parte superior la corriente de línea medida en el GSIP. En esta figura se ha superpuesto la corriente observada en la Figura 6.13b multiplicada por el factor correspondiente para obtener su valor pico, a fin de corroborar los datos obtenidos mediante la aplicación de intercambio de datos en tiempo real del DSP. En esta misma figura en la parte inferior se muestra la corriente de salida de la etapa inversora.

En la Figura 6.14b, se observa el comportamiento del estimador MPPT P&O, superpuesta sobre la plantilla de potencia (obtenidas en el Anexo E), en función de la relación de velocidades (λ). El comportamiento del algoritmo presenta una trayectoria cercana al máximo de cada curva característica, hasta llegar a la potencia nominal, reduciendo la relación de velocidades λ siguiendo una trayectoria horizontal hasta limitar la potencia de salida. Este comportamiento a potencia nominal es igual al observado en el uso del algoritmo MPPT en bucle abierto.

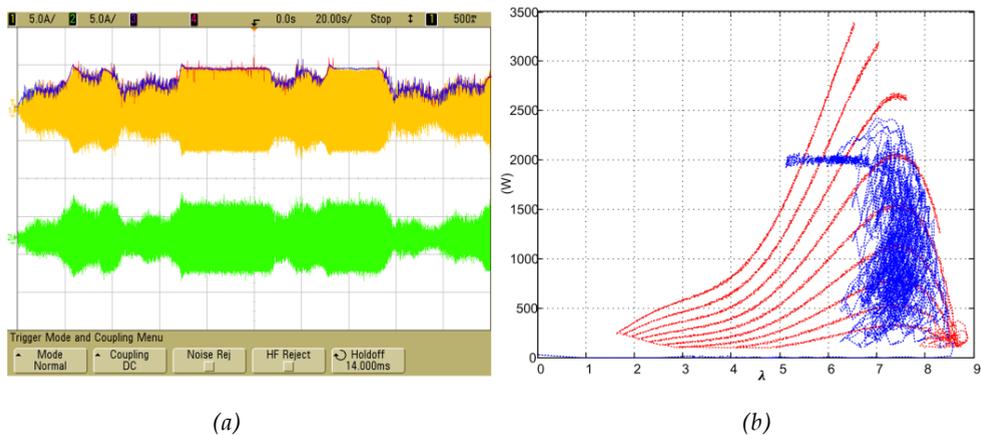


Figura 6.14, Desempeño lazos de corriente, con MPPT P&O, y Desempeño del algoritmo en función a λ .

En la Figura 6.15a, el comportamiento del algoritmo MPPT, es evaluado en función de la velocidad rotación. La trayectoria se ha superpuesto sobre las crestas de la familia de curvas, con una dispersión mayor a la presentada a la obtenida con

el MPPT en bucle abierto. Cuando el punto de operación supera la potencia nominal, la trayectoria permanece sobre la curva correspondiente a la velocidad de viento en esas condiciones.

En la Figura 6.15*b*, se observa el par electromagnético ejercido por el GSIP, y su componente en baja frecuencia, de la misma manera en que se realizó con el algoritmo MPPT en bucle abierto. En esta figura se observa que el rizado del par es superior que el obtenido con el MPPT en bucle abierto, lo que supone un incremento notable en el estrés al que se ve sometido el SCEE respecto a las condiciones ideales.

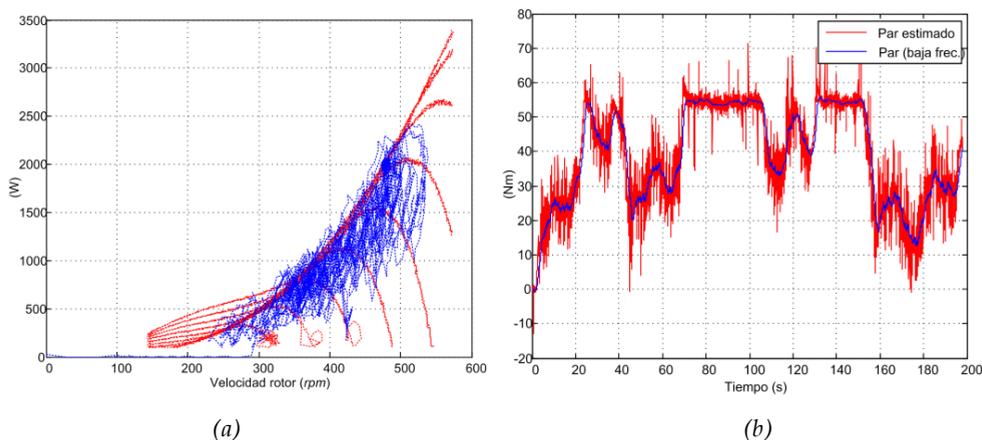


Figura 6.15, Desempeño del algoritmo MPPT P&O en función velocidad de rotación (rpm), y Par ejercido por el GSIP.

6.4. Algoritmo MPPT P&O modificado

En este apartado se propone una modificación de la técnica MPPT P&O clásica, con el fin de reducir las variaciones bruscas del par asociado al sistema mecánico. Dichas variaciones son producto de las perturbaciones aplicadas sobre el sistema de control [78][77][80]. La idea consiste en modificar el tipo de perturbación para

que la respuesta del lazo de control de velocidad no presente respuestas excesivamente agresivas ante las perturbaciones establecidas por el MPPT.

El tipo de perturbación propuesta, consiste en sustituir el clásico escalón del P&O por una función de tipo rampa o trapezoidal. En principio se estudian 4 tipos de perturbación, que son producto de una función combinada de tipo rampa y escalón, como se muestra en la Figura 6.16.

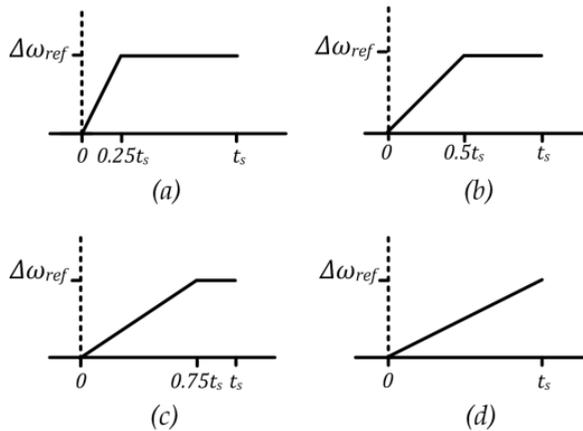


Figura 6.16, Perturbaciones propuestas, para el P&O modificado.

La perturbación (a) está compuesta por una función rampa hasta $0.25t_s$ y finalmente por una constante con amplitud $\Delta\omega_{ref}$ hasta t_s . De manera similar en las perturbaciones (b), (c) y (d), la función rampa se presenta hasta $0.5t_s$, $0.75t_s$ y t_s respectivamente. El esquema de la técnica P&O modificado para el caso donde la perturbación es una función rampa, caso (d) de la Figura 6.16, es el mostrado en la Figura 6.17.

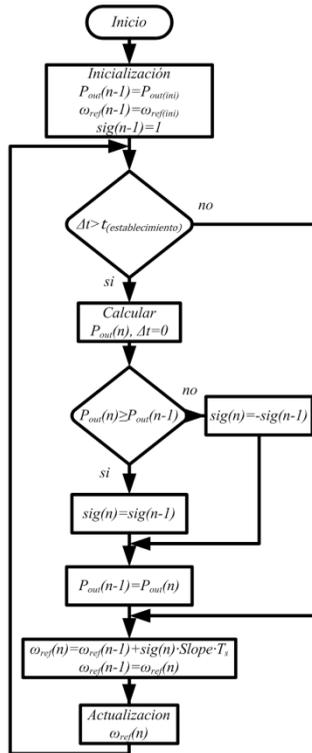


Figura 6.17, Diagrama de flujo algoritmo P&O modificado.

6.4.1. Desempeño experimental P&O modificado

El comportamiento del sistema de conversión de energía eólica ante el perfil de viento se muestra en la Figura 6.3a, y utilizando el MPPT P&O modificado con los 4 tipos de perturbación mostradas en la Figura 6.16. Tomando el mismo criterio de sintonización utilizado en el P&O clásico, se utiliza una ganancia de $\Delta\omega_{ref}=2\text{rad/s}$. y un tiempo de establecimiento $t_{(establecimiento)}=0.5\text{s}$, lo cual permite que se obtenga una potencia de salida como la observada en la Figura 6.18, en la cual se aprecia comportamientos similares. El rizado de baja frecuencia presente en la potencia de salida cuando el MPPT opera muestra una tendencia a disminuir a medida que el tipo de perturbación cambia de un escalón puro a una rampa. El caso donde se muestra mayor rizado se encuentra representado en la Figura 6.18a, donde se

utiliza la perturbación (a), y el caso donde se presenta menor rizado es la potencia mostrada en la Figura 6.18d cuando es utilizada la perturbación (d).

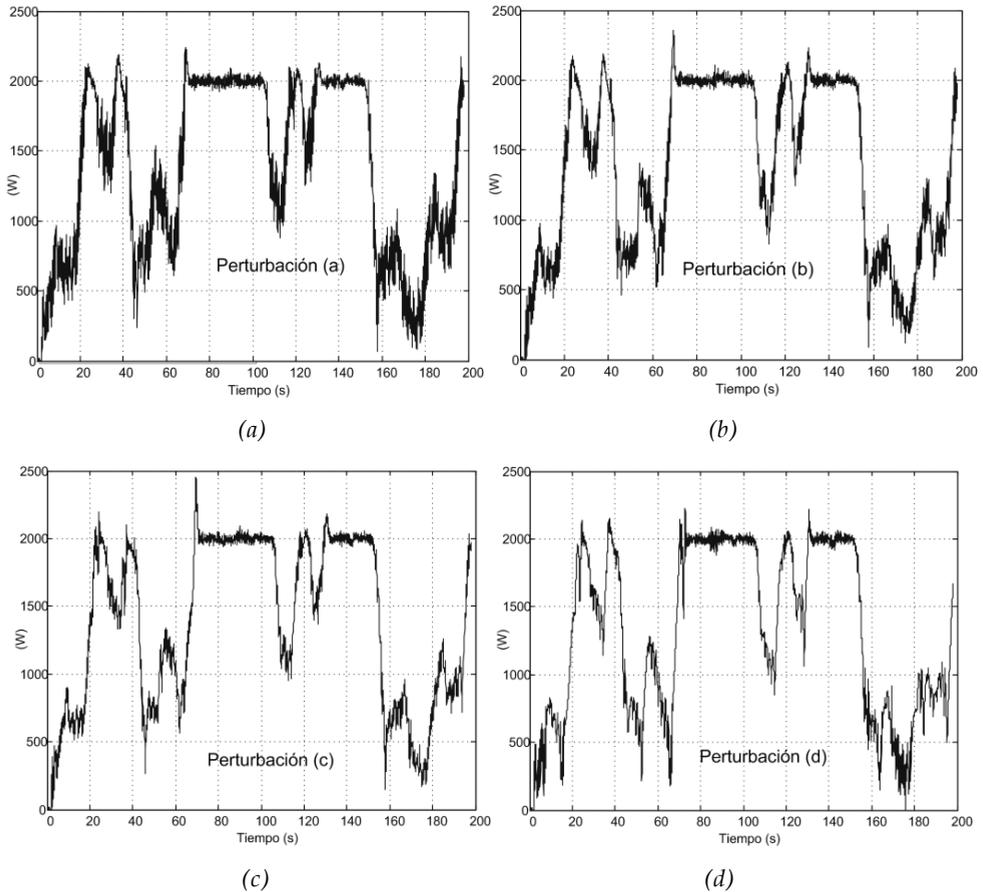


Figura 6.18, Potencia de salida con distintas perturbaciones.

En la Figura 6.19 se observa el coeficiente de aprovechamiento de potencia C_p obtenida con los distintos tipos de perturbación, en estas se aprecia una tendencia a ser menos eficiente, de manera que cuando se utiliza la perturbación (a) el coeficiente de aprovechamiento permanece más tiempo en su valor máximo, característica que se degrada a medida que se incrementa la componente rampa utilizada para fijar la nueva referencia del lazo de velocidad.

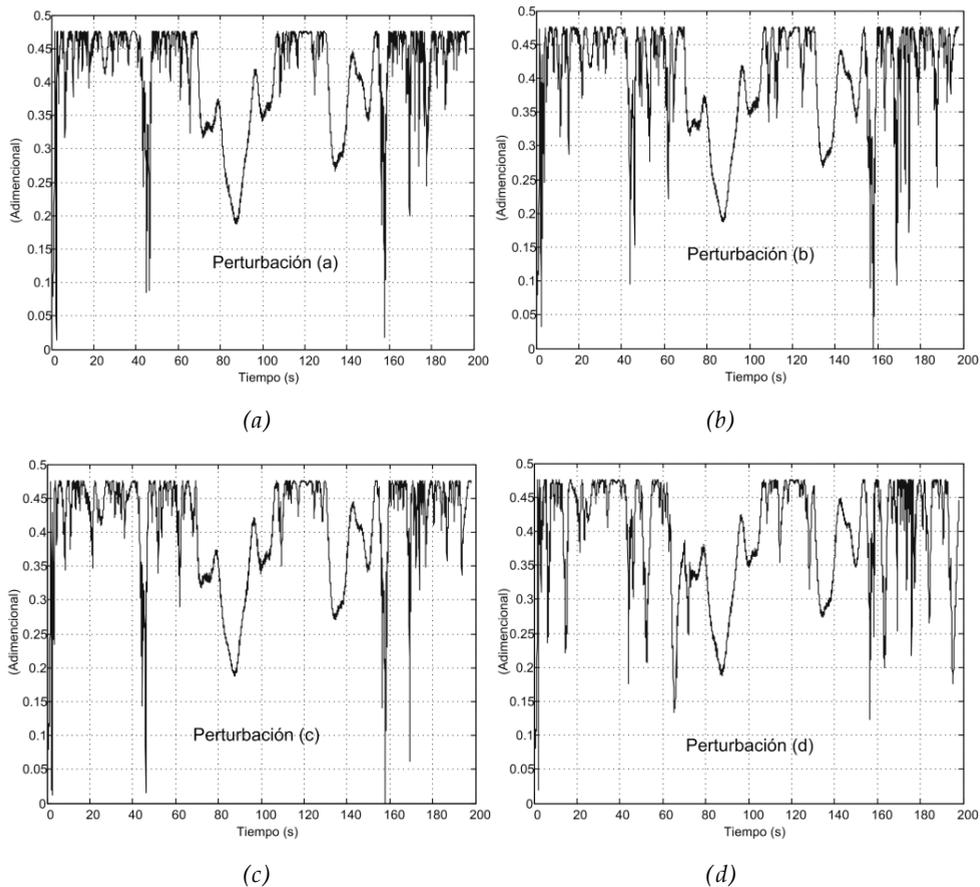


Figura 6.19, Coeficiente de aprovechamiento con distintas perturbaciones.

En la Figura 6.20 se observa el comportamiento de la velocidad de referencia dada por el algoritmo MPPT y la velocidad estimada ante las distintas perturbaciones. También se muestra el comportamiento del control de velocidad bajo el régimen de potencia constante. Se observan comportamientos similares, sin embargo en el caso de la perturbación tipo (d), en la región MPPT se presentan mayores variaciones en la velocidad de rotación que en los otros casos.

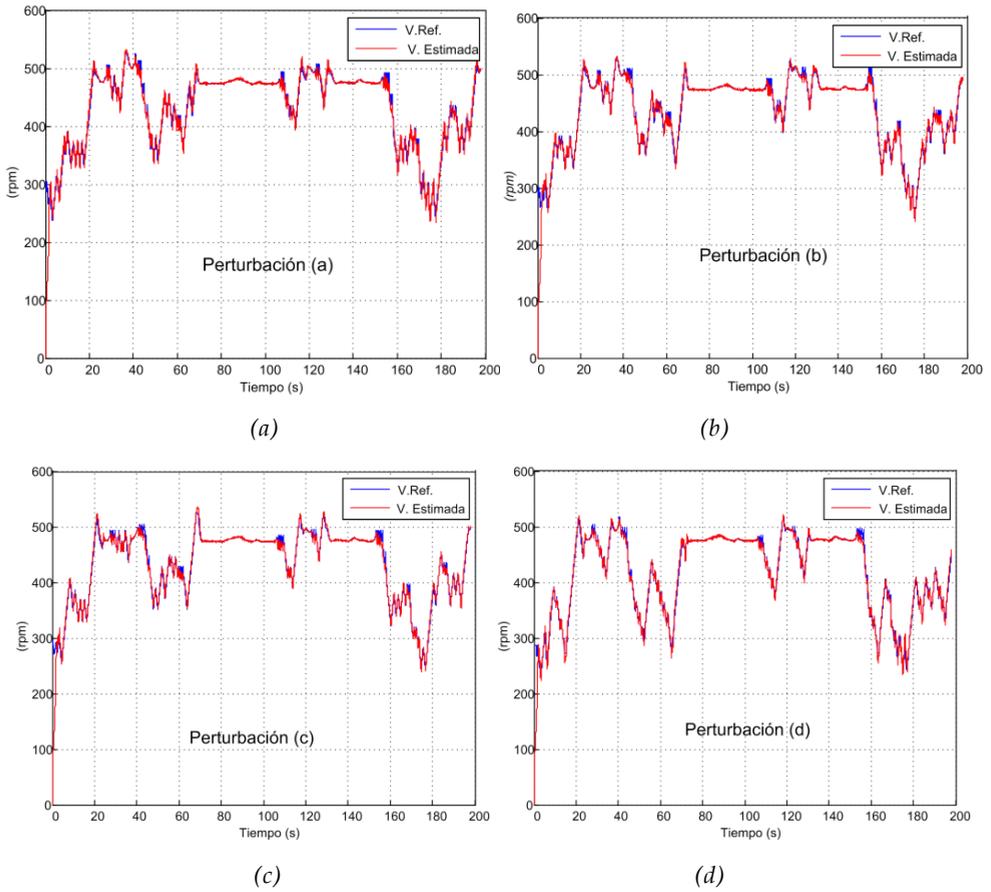


Figura 6.20, Desempeño lazo de velocidad con las perturbaciones (a,b,c,d)

Las diferencias entre ellas son apreciadas en la Figura 6.21, donde se ha ampliado un segmento de las figuras anteriores. Se observa las diferencias entre las perturbaciones y el respectivo seguimiento de la velocidad de rotación, en relación al comportamiento bajo la perturbación (a), además se muestra el error en el seguimiento de la velocidad referencia cometido por el sistema de control con los distintos tipos de perturbación evaluados.

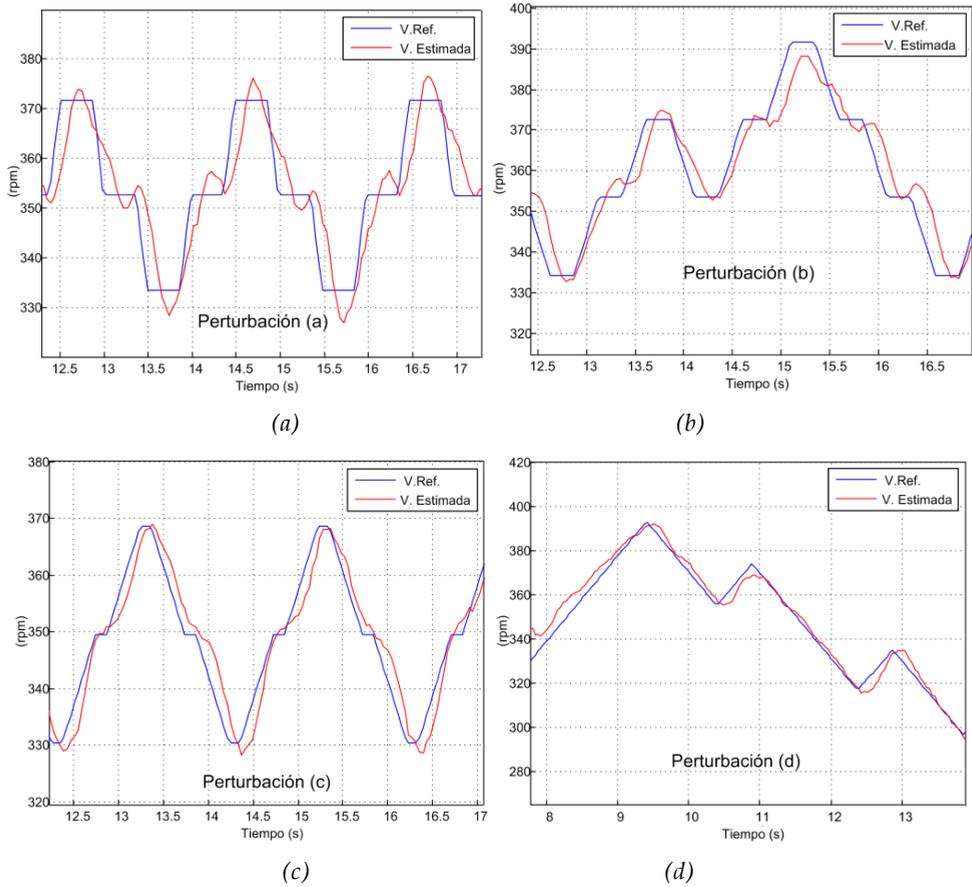


Figura 6.21, Ampliación referencia de velocidad con las perturbaciones (a,b,c,d)

La Figura 6.22 muestra la referencia de corriente dado por el lazo de velocidad y la corriente de línea. De igual modo se observa en la potencia de salida que cuando se utiliza la perturbación (a) se tiene un mayor rizado de corriente, mientras que para la perturbación (d) se tiene el menor.

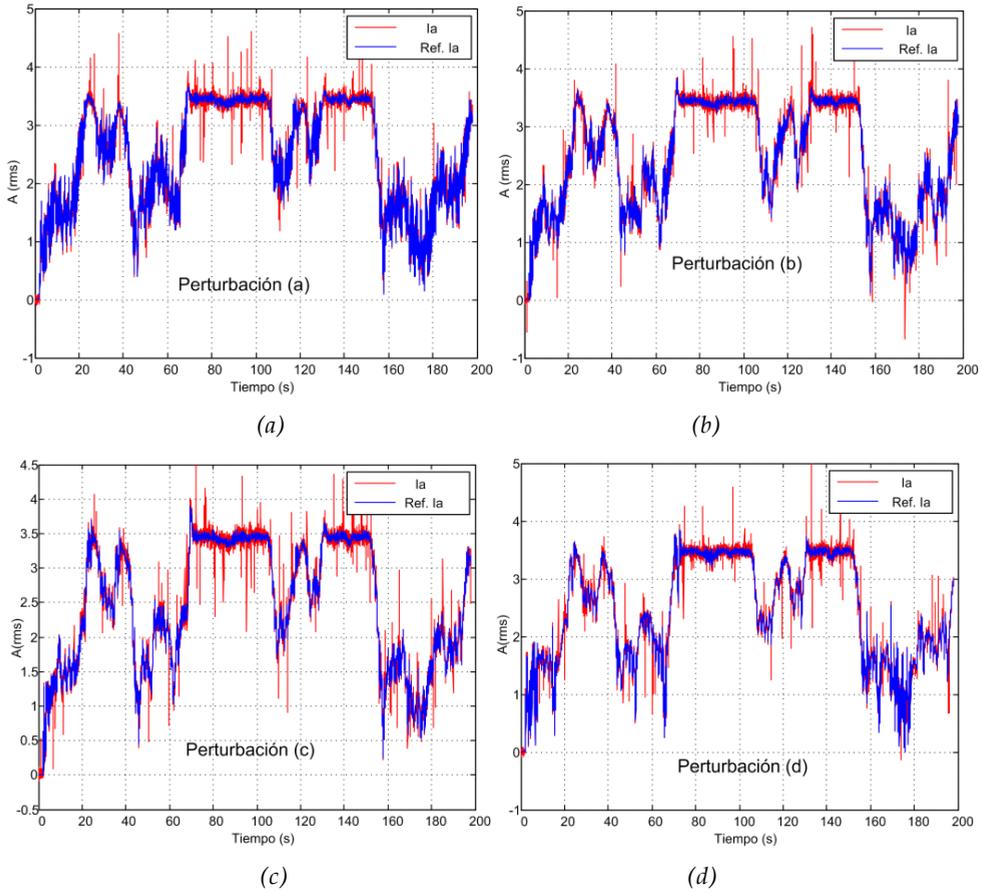


Figura 6.22, Desempeño lazo de corriente con distintas perturbaciones

En la Figura 6.23, se comparan las corrientes medidas con el módulo de tiempo real con las corrientes medidas con el osciloscopio. Se observa la corriente de línea del GSIP en la parte superior (color azul y rojo, corrientes provenientes del modulo en tiempo real y color amarillo corriente de línea medida por el osciloscopio) y en la parte inferior se muestra la corriente de salida de la etapa inversora (color verde).

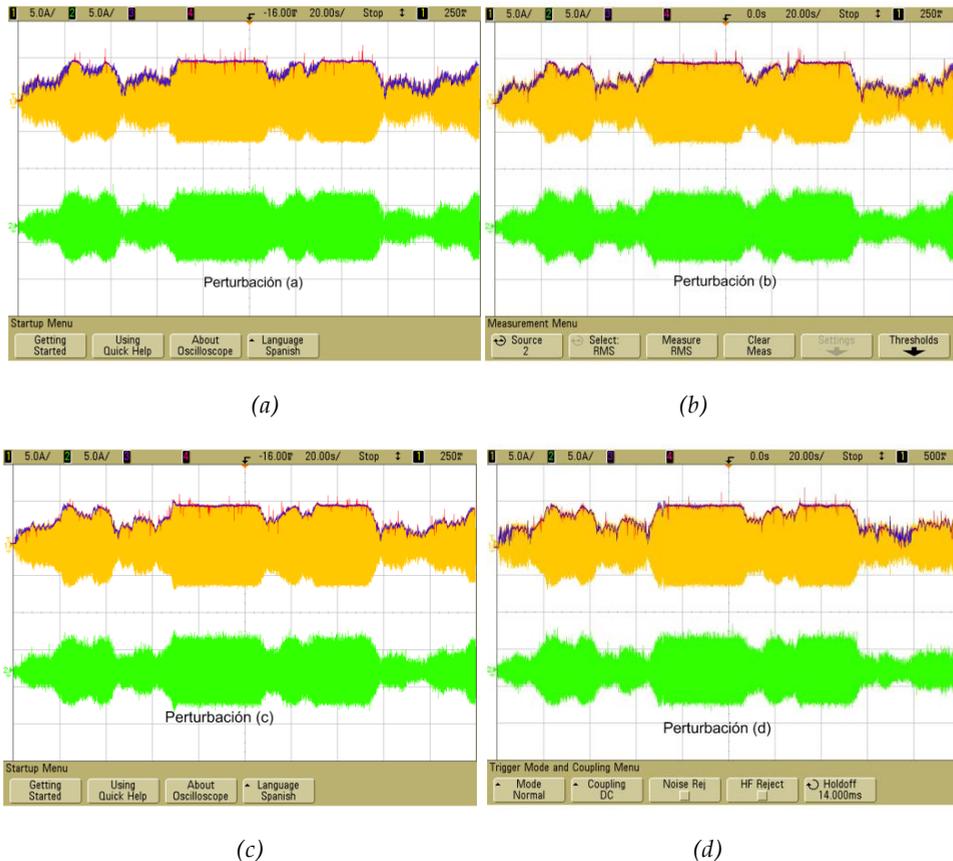


Figura 6.23, Corriente medida GSIP con la perturbaciones (a,b,c,d)

En la Figura 6.24, se muestra el desempeño del algoritmo MPPT P&O con las distintas perturbaciones propuestas. Se observa que utilizando la perturbación (a) se tiene la mayor concentración alrededor al eje vertical formado por la unión de las crestas de las curvas características. Con el uso de esta perturbación el sistema presenta el comportamiento más parecido al caso del MPPT ideal en comparación con las otras perturbaciones. Esta característica tiende a dispersarse para las perturbaciones (b), (c) y (d). Para esta última, presenta un comportamiento muy disperso en relación al eje vertical de máxima potencia. Otro aspecto importante de estas figuras, es la incidencia que presenta el tamaño de la perturbación para velocidades de viento bajas, efecto que se refleja en la dispersión horizontal que se presenta en general en la parte inferior de cada figura.

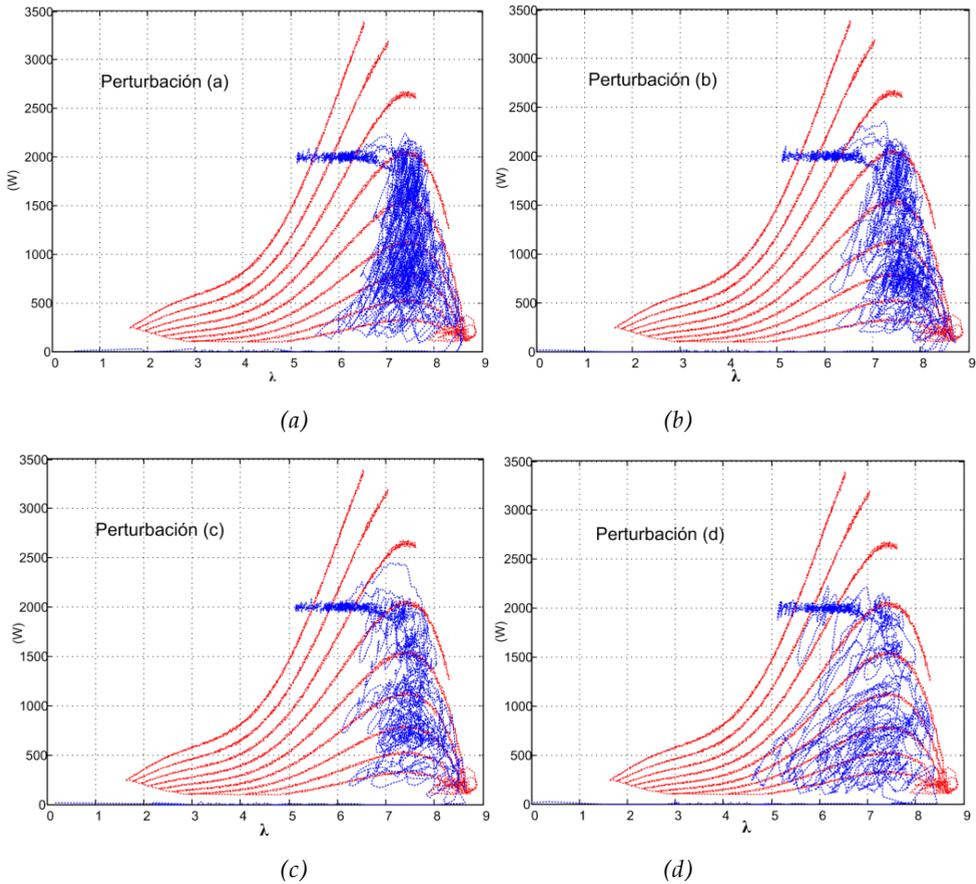


Figura 6.24, Desempeño del algoritmo MPPT P&O modificado en función a λ , para diferentes perturbaciones.

En la Figura 6.25, se observa el comportamiento del par electromagnético ejercido por el GSIP. En estas figuras se muestra que el par mostrado con el uso de la perturbación (a) se presenta mayor rizado y tiende a disminuir para los casos donde se utiliza la perturbación (b) y (c). Por último, el menor rizado de par se obtiene cuando se utiliza la perturbación (c).

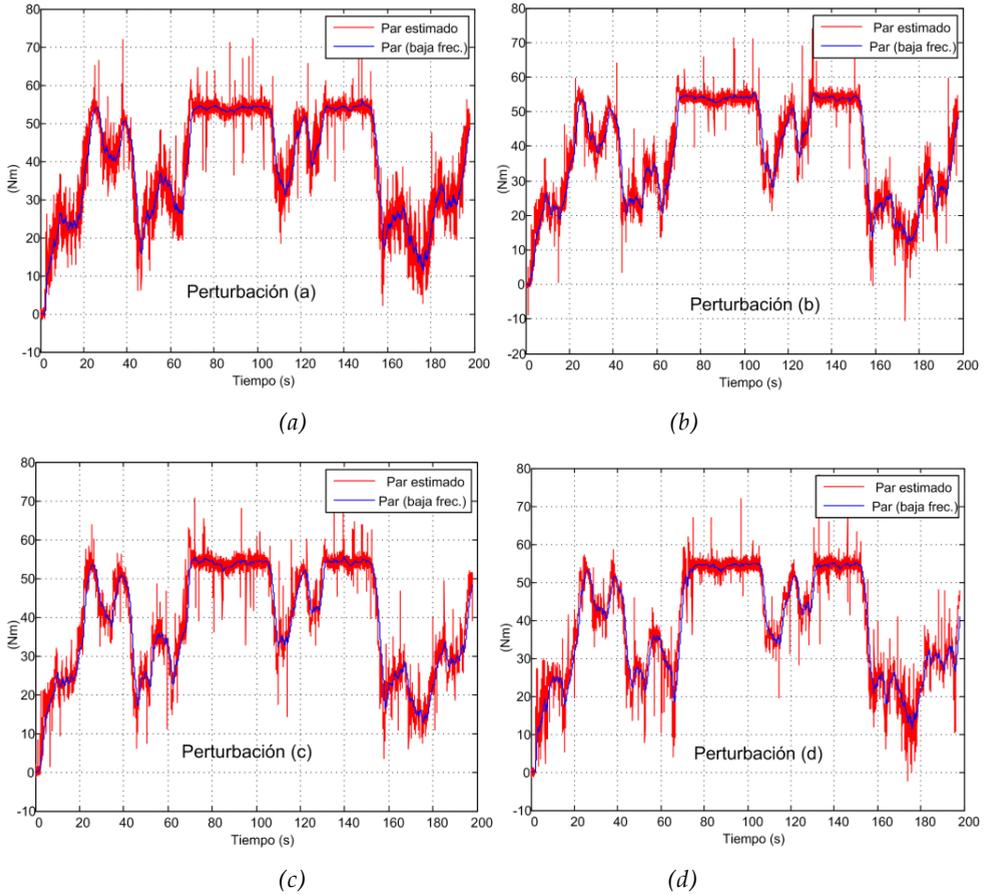


Figura 6.25, Par ejercido por el GSIP, con diferentes perturbaciones en el MPPT.

6.5. Comparación del comportamiento de los algoritmos MPPT

Con la finalidad de establecer criterios de comparación entre los desempeños de los algoritmos de seguimiento de máxima potencia, se definen indicadores a partir de las variables eléctricas en el sistema. Los indicadores utilizados cuantifican la energía de salida del sistema y las variaciones de par mecánico ejercidas por el GSIP sobre el sistema mecánico. En el caso de la energía, ésta es medida en la salida del GSIP durante el experimento; en relación a las variaciones de par, se ha utilizado un indicador de desempeño, obtenido mediante la integral del error

cuadrático, conocido por sus siglas en inglés (ISE) [80]. Dicho indicador penaliza con mayor fuerza las diferencias de par elevadas. Como referencia de par se utiliza la componente de baja frecuencia del par electromagnético estimado, mediante un filtro pasa bajo con una frecuencia de corte de $\omega_c=1rad/s$ y ganancia unitaria. Los indicadores utilizados para comparar el desempeño de los MPPT estudiados son mostrados en las ecuaciones (6.1), que cuantifica la energía de salida del sistema, y (6.2), que cuantifica el error de rizado.

$$E_{generada} = \frac{1}{t} \int_0^t P_{out} dt \tag{6.1}$$

$$ISE = \frac{1}{t} \int_0^t (T_e - T'_e)^2 dt \tag{6.2}$$

Donde t , es el tiempo de duración del experimento, en el caso del estudio con el perfil de viento $t=200s$, y P_{out} es la potencia de salida obtenida en la etapa del rectificador del convertidor back-to-back, T'_e es la componente de baja frecuencia de par y es calculada mediante el filtro pasa bajo mostrado en el dominio de la Laplace en la ecuación (6.3).

$$\frac{T'_e}{T_e} = \frac{1}{s + 1} \tag{6.3}$$

En función de los datos recopilados con el uso de los algoritmos MPPT estudiados y los indicadores antes mencionados, se obtienen los indicadores mostrados en la Tabla 6.1.

Tipo de algoritmo	Energía (kWh)	Variación con MPPT ideal (%)	ISE
MPPT P&O clásico	1.3784	97.53	6241.71
MPPT P&O con perturbación (a)	1.3894	98.30	5507.77
MPPT P&O con perturbación (b)	1.3810	97.71	4760.98
MPPT P&O con perturbación (c)	1.3832	97.87	3948.50
MPPT P&O con perturbación (d)	1.3246	93.72	3267.59
MPPT Ideal (bucle abierto)	1.4133	100	2472.12

Tabla 6.1, Indicadores de desempeño algoritmos MPPT

De manera grafica se observa en la Figura 6.26, la tendencia de los indicadores. En referencia a la energía generada, el caso más desfavorable ocurre con la perturbación (d) que es la función rampa pura, y el mejor caso es conseguido utilizando la perturbación (a) sin tomar en cuenta el desempeño del MPPT ideal, que es mejor como era de esperarse. En relación al indicador de rizado de par, se observa una clara tendencia a disminuir a medida que la perturbación tiende a ser una función rampa. El mayor rizado es conseguido con el uso del MPPT P&O clásico y el menor con la perturbación (d), sin tomar en cuenta el MPPT ideal, que se utiliza únicamente como patrón de comparación.

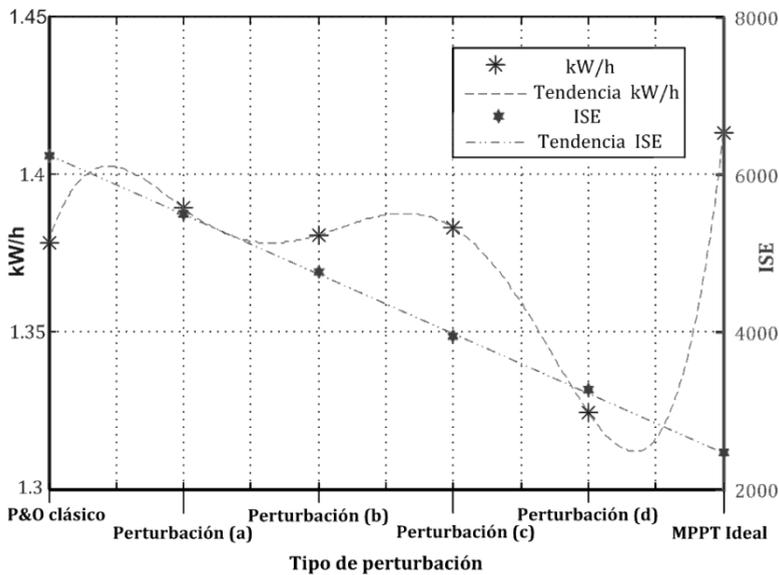


Figura 6.26, Tendencia de los indicadores de comparación MPPT

6.6. Conclusiones

Del estudio realizado a las técnicas de seguimiento de máxima potencia, es posible extraer las siguientes conclusiones:

1.- Con el uso de los algoritmos de seguimiento de máxima potencia en bucle cerrado, el sistema de energía eólica utilizado, presentan variaciones de energía en relación al algoritmo ideal, inferiores al 7%.

2.- El criterio de sintonización de las técnicas de perturbación y observación utilizado permite cierto grado de libertad, dado que no dependen estrictamente de los parámetros del sistema.

3.- En función al indicador de energía generada, es posible afirmar que para los distintos tipos de perturbación, el peor caso ocurre cuando se utiliza la perturbación tipo rampa, y para el resto de las perturbaciones evaluadas no se presentan diferencias significativas.

4.- En función al indicador de rizado de par, es posible afirmar que existen una tendencia clara a disminuir el rizado de par a medida que el tipo de perturbación tienda a ser una función rampa, lo que supone una disminución del estrés mecánico al que se ve sometido el SCEE.

También en este capítulo es posible destacar algunas conclusiones que no pudieron ser comprobadas en el Capítulo 4:

1.- El desempeño del lazo de control de corriente es satisfactorio, dado que se ha comparado la corriente de línea con la corriente i_q del lazo de corriente activa y su comportamiento muestra buen seguimiento en régimen transitorio.

Capítulo 6

2.- El desempeño del lazo de control de velocidad teniendo en cuenta la dinámica de la turbina eólica, presenta un comportamiento satisfactorio, del seguimiento de la consigna dada en el régimen MPPT y de potencia constante.

3.- En el lazo de velocidad y potencia se observa el comportamiento típico de un sistema de fase no mínima, y pueden ser controlados efectivamente mediante las técnicas clásicas de control.

7. Desempeño del convertidor Back-to-Back con el GSIP, y el efecto de la Sincronización en las Señales Portadoras en la Modulación PWM

7.1 Introducción

En este capítulo se muestra la evaluación del funcionamiento del convertidor back-to-back utilizado en esta tesis en régimen permanente, con el fin de conocer el comportamiento entre el GSIP y el convertidor de potencia en las diferentes regiones de operación. Con este estudio se pretende delimitar las regiones de funcionamiento establecidas en el capítulo 1, y conocer aspectos importantes del diseño como pérdidas eléctricas, distorsión armónica en las corrientes de entrada y salida, rendimiento y la interdependencia entre la etapa rectificadora e inversora del convertidor de potencia, que permiten establecer las acciones de control discretas del sistema (velocidad de arranque, velocidad de parada, etc.).

Otro aspecto importante a desarrollar en este capítulo, es conocer la influencia de la sincronización de las señales portadoras en los moduladores PWM entre los controladores de un convertidor back-to-back sobre las corriente en los condensadores de la DC-Link, este estudio demuestra que las condiciones de la sincronización permiten minimizar el rizado de corriente en la DC-Link, el estudio es realizado analíticamente mediante la transformada rápida de Fourier utilizando las ecuaciones en el dominio del tiempo implementadas en Matlab® y validadas experimentalmente.

7.2 Desempeño del convertidor back-to-back acoplado al GSIP.

En este apartado se pretende evaluar el funcionamiento del convertidor *back-to-back* utilizado en ésta tesis, y es mostrada en Figura 7.1, en estado estacionario. El desempeño se ha evaluado mediante el esquema mostrado en la Figura 7.2, donde la velocidad de rotación se ha establecido en el rango ($150rpm < W_{ref} < 650rpm$) con intervalos de $50rpm$, mediante un variador de velocidad. Se ha variado la potencia de entrada mediante la corriente de línea del GSIP, en el rango ($0 < P_{out} < 2200W$), con

Capítulo 7

intervalos de 100W, bajo estas condiciones de operación se ha medido el rendimiento, definido en la ecuación (7.1).



Figura 7.1, Convertidor back-to-back

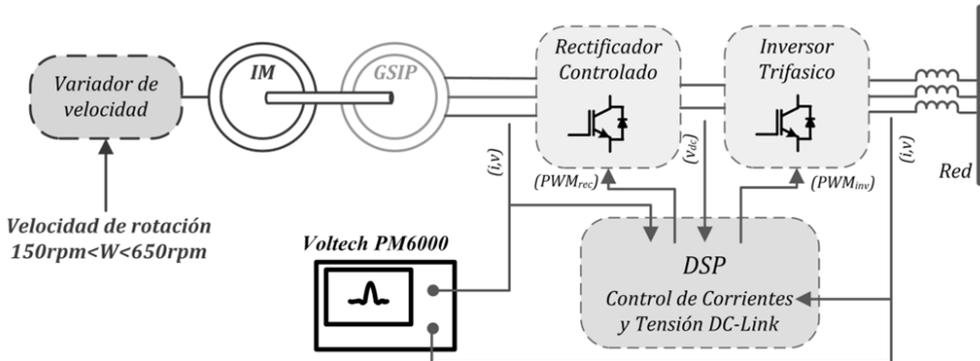


Figura 7.2, Banco de pruebas convertidor back-to-back.

$$\eta = \frac{p_{in(rectificador)}}{p_{out(inversor)}} * 100\% \quad (7.1)$$

La potencia de entrada y salida se ha medido mediante un analizador de potencia (*Voltech PM6000*), midiendo la tensión y la corriente de línea tanto en la entrada como en la salida del convertidor *back-to-back*. También se ha medido la

distorsión armónica (THD_i) de las corrientes de línea de entrada y salida, tomando en cuenta los 25 primeros armónicos.

En la Figura 7.3, se observa el valor de estado estacionario de la corriente de línea del GSIP, en función de la potencia de entrada y la velocidad de rotación. En la misma se observa que para potencias cercanas a la nominal (potencia determinada por el estudio térmico experimental mostrado en el anexo C, 2kW) y velocidades de rotación bajas se alcanzan las corrientes más elevadas del ensayo, región ésta que no se operará con el emulador de la turbina eólica, dado que para este rango de velocidades, las características aerodinámicas de la turbina considerada no permite generar este rango de potencias. Lo mismo ocurre cuando se producen velocidades de rotación cercanas a la nominal $650rpm$ y potencias bajas. En este caso, se operaría en una región de poca eficiencia para la turbina eólica ($\lambda \gg \lambda|_{C_p(max)} = 7.34$).

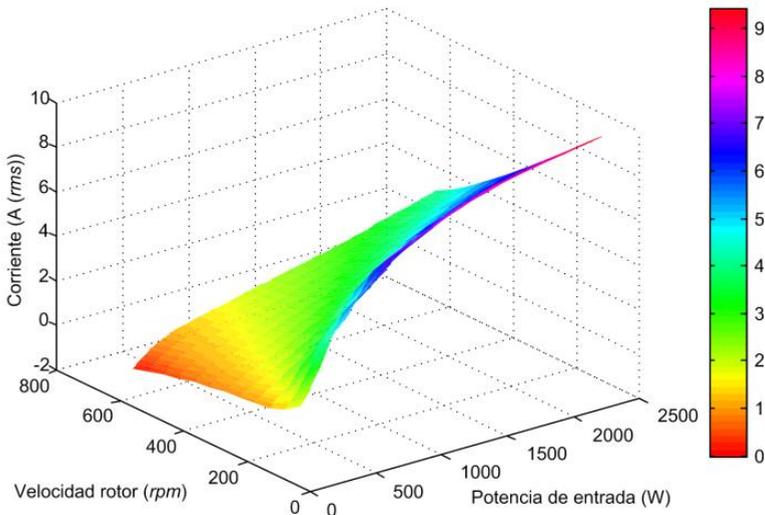


Figura 7.3, Corriente de línea rectificador trifásico controlado

En la Figura 7.4, se observa la distorsión armónica (THD_i) de la corriente de línea en estado estacionario del GSIP, para el rango de operación de la Figura 7.3. El cálculo de la distorsión armónica lo realiza el analizador de potencia utilizando hasta el armónico de orden 25. La distorsión asociada a la etapa de rectificación

Capítulo 7

puede alcanzar valores elevados cuando se presenta velocidades cercanas a la nominal y potencias bajas, dado que en esta región la fuerza electromotriz inducida por GSIP es comparable con el voltaje medio del bus de continua, de manera que el ciclo de trabajo del modulador D_d es cercano a cero. Con todo, en esta región no opera comúnmente el SCEE salvo que el algoritmo de búsqueda del punto de máxima potencia no opere correctamente y fije un punto de operación tal que la velocidad del GSIP sea elevada a pesar de que la potencia extraída del mismo sea baja.

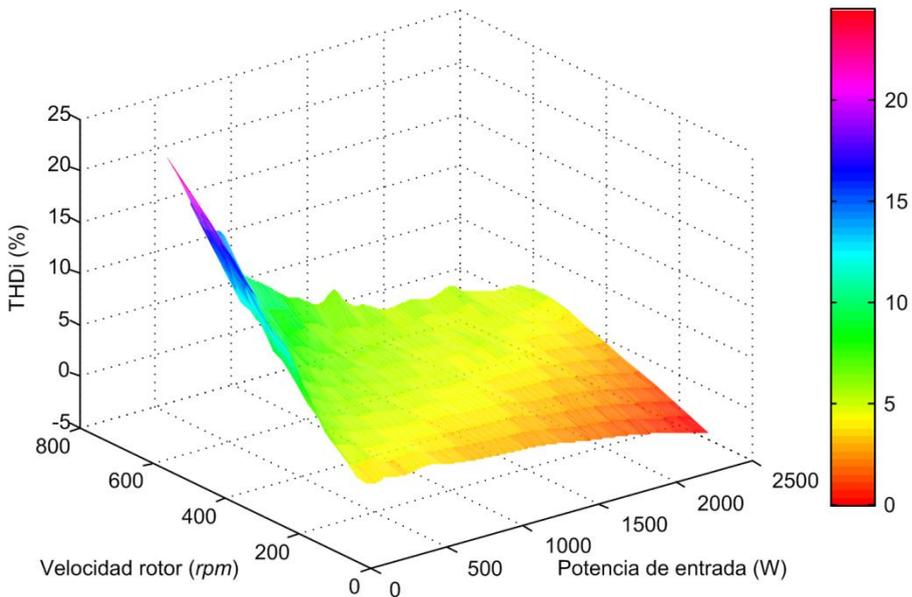


Figura 7.4, Distorsión armónica corriente rectificador trifásico controlado.

En la Figura 7.5, se muestra el comportamiento de la amplitud de la corriente de línea en la etapa inversora. En ella se observa que la dependencia entre la amplitud de la corriente del inversor y la velocidad de rotación del GSIP es nula, de manera que si se asume que la tensión de red permanece constante, la corriente de línea, tendrá una relación lineal con la potencia de entrada. Este resultado es lógico, dado que una de las ventajas del convertidor back-to-back es que logra desacoplar en gran medida el funcionamiento de las etapas rectificadora e inversora.

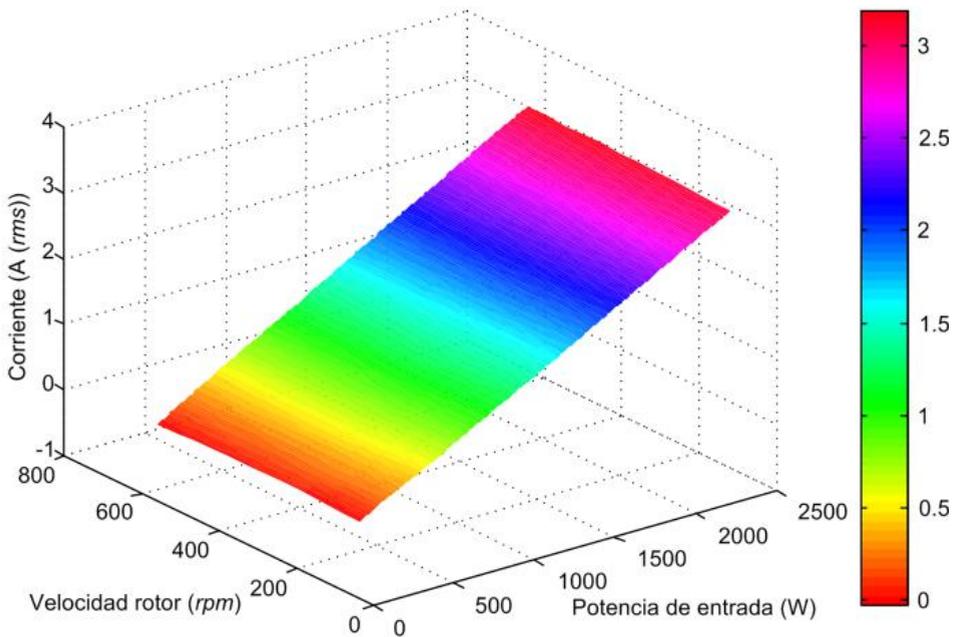


Figura 7.5, Corriente de línea, inversor trifásico

En la Figura 7.6, se observa un corte transversal de la Figura 7.5, en ella se aprecia el comportamiento lineal de la corriente en función a la potencia de entrada, y también es posible observar que cercano al origen, la corriente de salida se presenta a partir de $80W$ en la potencia de entrada, situación que puede entenderse como pérdidas causadas en la etapa de rectificación y el bus de continua.

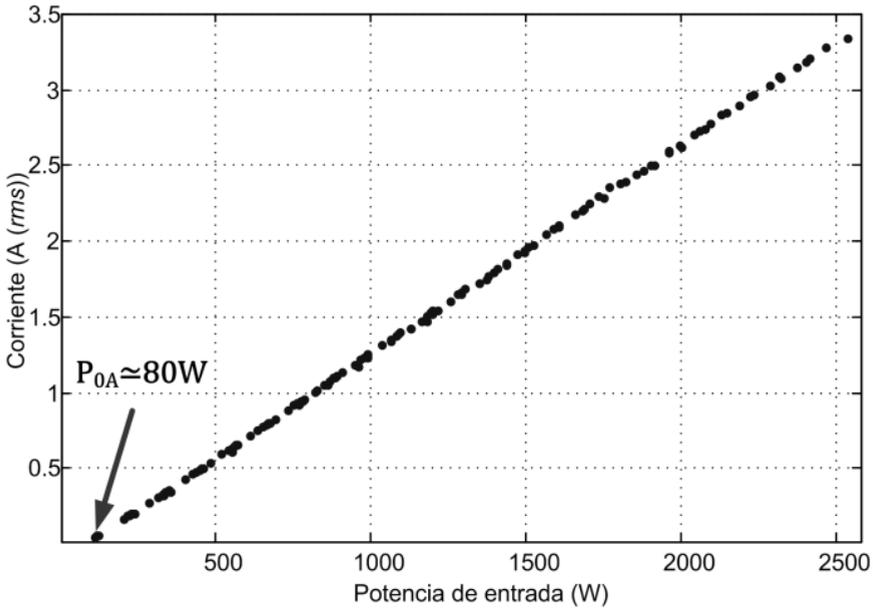


Figura 7.6, Corriente de línea de etapa inversora, en función a la P_{in} .

En la Figura 7.7, se observa el comportamiento de la distorsión armónica de la corriente en la etapa inversora del convertidor, parámetro que es de especial interés, dado que debe cumplir con la norma europea (EN 61000-3-2:2000) en relación a los límites de las emisiones de los armónicos de corriente en equipos con corriente de entrada inferior o igual a 16 A por fase. En la figura se observa que la distorsión armónica es independiente de la velocidad de rotación. Desde otra perspectiva la Figura 7.8 muestra un corte transversal de la Figura 7.7. En ésta se aprecia el comportamiento de la distorsión armónica en función de la potencia de entrada. Es importante destacar que para pequeñas potencias de entrada, la distorsión armónica aumenta significativamente, sin embargo para potencias superiores a 1kW, la distorsión armónica es inferior al 5%, y para potencia nominal la distorsión es de 3.5%, valores que cumplen con la norma antes mencionada.

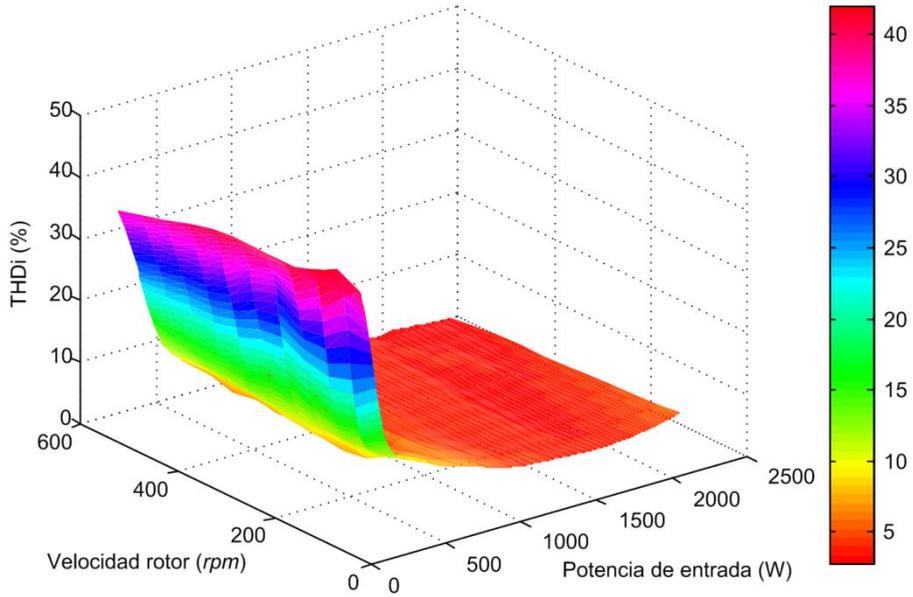


Figura 7.7, Distorsión armónica corriente de línea del inversor trifásico

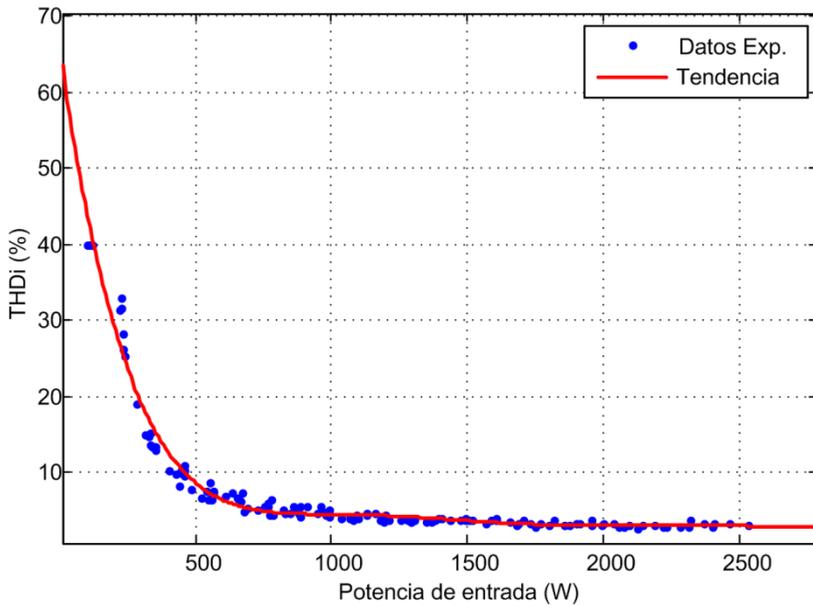


Figura 7.8, Distorsión armónica, corriente de línea etapa inversora.

Capítulo 7

En la Figura 7.9, se observa el rendimiento del convertidor back-to-back. En ella es posible apreciar que su rendimiento aumenta significativamente a medida que aumenta la potencia de operación. A potencia nominal (2kW), el convertidor tiene un rendimiento de $\eta=92\%$. A partir de esta figura es posible afirmar que el rendimiento del convertidor no depende de la velocidad de rotación del GSIP.

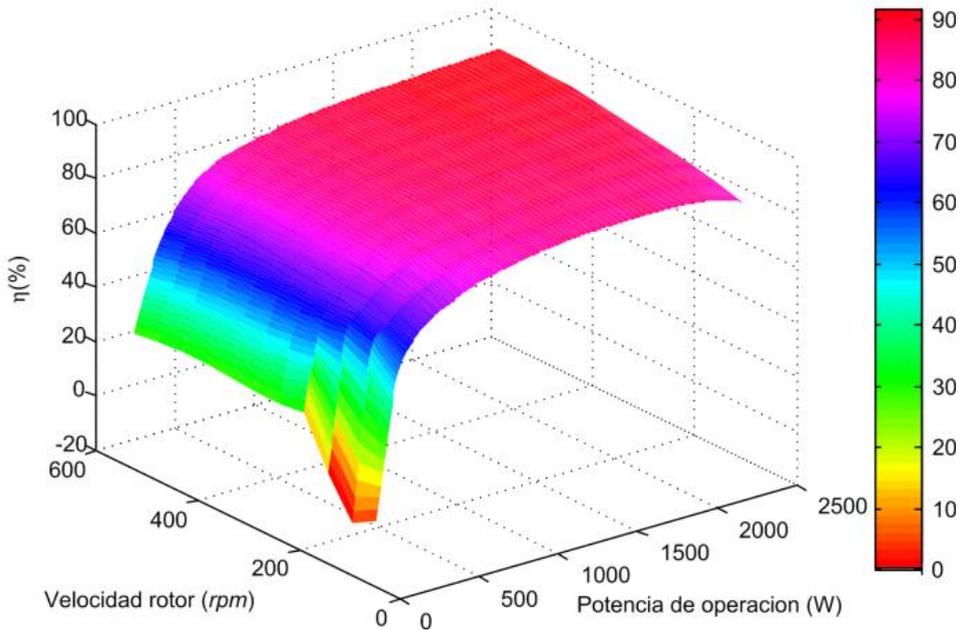


Figura 7.9, Rendimiento convertidor back-to-back

En la Figura 7.10, se observa un corte transversal de la Figura 7.9, donde es posible apreciar el rendimiento en función de la potencia de entrada del convertidor. Se puede afirmar que para potencias bajas el rendimiento disminuye drásticamente producto de las pérdidas asociadas al convertidor. Pérdidas que pueden ser clasificadas en tres grandes grupos. 1.-Pérdidas en los semiconductores (pérdidas de conmutación y conducción). 2.-Pérdidas en el bus de continua (resistencias de equalización y resistencias parasitas condensadores) y 3.- Pérdidas en los elementos de sentido de tensión y corrientes (sensores de efecto Hall). Obviamente, las pérdidas en los semiconductores son las más significantes.

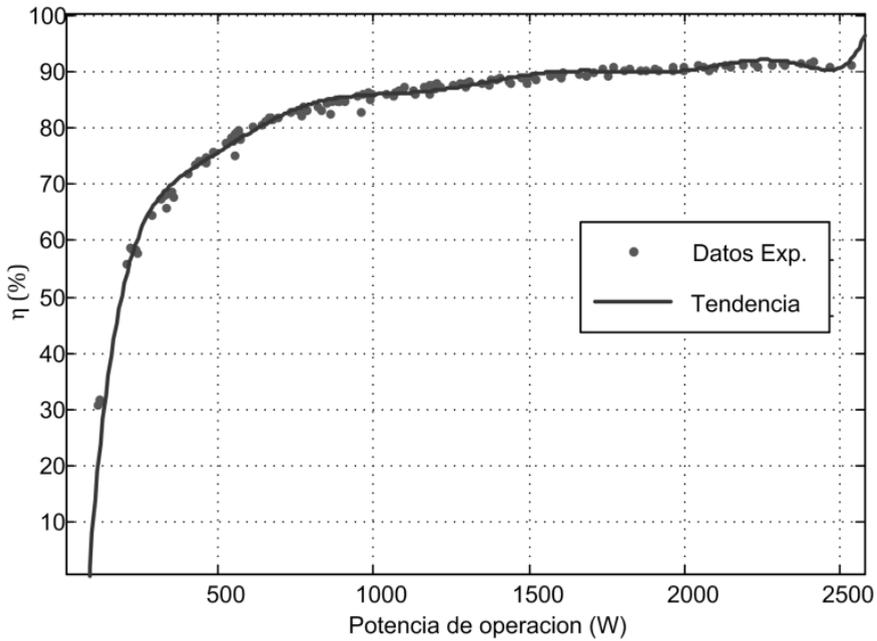


Figura 7.10, Rendimiento convertidor back-to-back

La Figura 7.11, Figura 7.12 y Figura 7.13, muestran las corrientes en la etapa rectificadora e inversora del convertidor *back-to-back* en diferentes puntos de operación (500, 1000 y 1500W). En ella se observa que a medida que aumenta la potencia de trabajo la distorsión disminuye. También se observa que la frecuencia de la corriente de la etapa inversora permanece constante a la frecuencia de red, mientras que en la etapa rectificadora aumenta proporcionalmente con la velocidad de rotor.

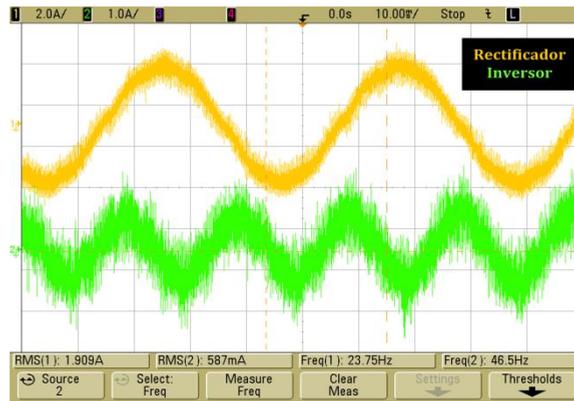


Figura 7.11, Corriente de entrada y salida convertidor back-to-back, (a) @500w y $W=237.9\text{rpm}$

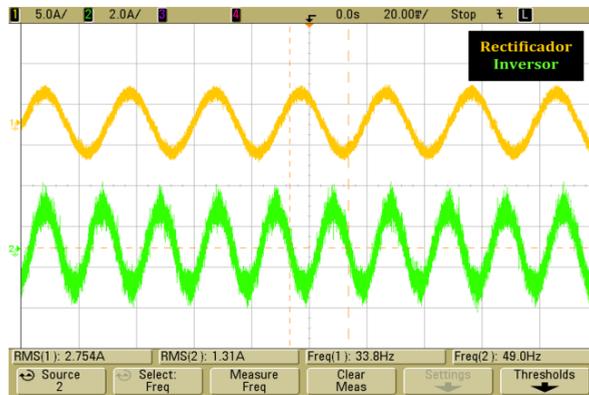


Figura 7.12, Corriente de entrada y salida convertidor back-to-back, @ 1000w y $W=337.9\text{rpm}$.

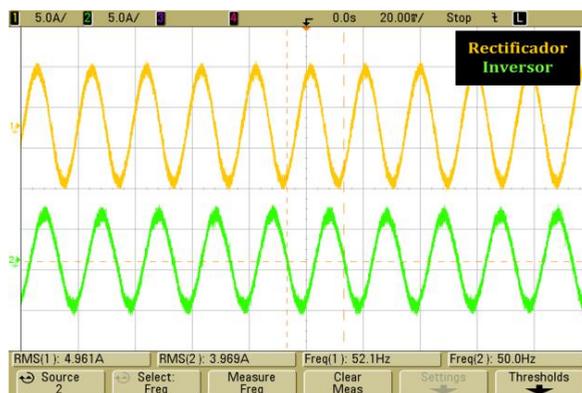


Figura 7.13, Corriente de entrada y salida convertidor back-to-back, @ 1500w y $W=520.9\text{rpm}$.

7.3 Efectos de la corriente sobre los condensadores electrolíticos.

La principal falla en condensadores electrolíticos es causada por varios factores, entre los que destacan las producidas por sobretensiones, temperatura y vibraciones, también por exponerlo con tensión inversa o una excesiva cantidad de ciclos de carga y descarga. Además de estas variables típicas, el rizado de corriente reduce la vida útil del condensador y son responsables de pérdidas eléctricas, incrementando la temperatura del condensador causando la vaporización de los electrodos internos. Este comportamiento reduce la capacitancia y aumenta la resistencia equivalente en serie (ESR) asociadas a los condensadores [81]. La ecuación (7.2), muestra el cálculo estimado de la vida útil de los condensadores (L_x).

$$L_x = L_0 \cdot K_{Temp} \cdot K_{Voltage} \cdot K_{Ripple} \quad (7.2)$$

Donde L_0 , representa la máxima vida útil, K_{Temp} , $K_{Voltage}$, K_{Ripple} , son los coeficientes de temperatura, voltaje y rizado de corriente respectivamente. El coeficiente de rizado (K_{Ripple}) disminuye a medida que el rizado de corriente en el condensador aumenta, reduciendo la vida útil de éste. Otra consecuencia importante del aumento del rizado de corriente en los condensadores, son las pérdidas eléctricas. Estas pérdidas pueden ser representadas mediante la ecuación (7.3).

$$P_{loss} = \sum_{i=1}^n i_{c_i}^2 \cdot ESR(i) \quad (7.3)$$

Donde i_{c_i} representa la amplitud rms del armónico i en el condensador DC-link, $ESR(i)$ representa la resistencia equivalente en serie a la frecuencia del armónico en consideración. La Figura 7.14 representa la variación de la resistencia equivalente

en serie con la frecuencia para el condensador electrolítico ALS31A331DF500 de (500V, 330 μ F) de la compañía BHC, para una temperatura de 55°C [81].

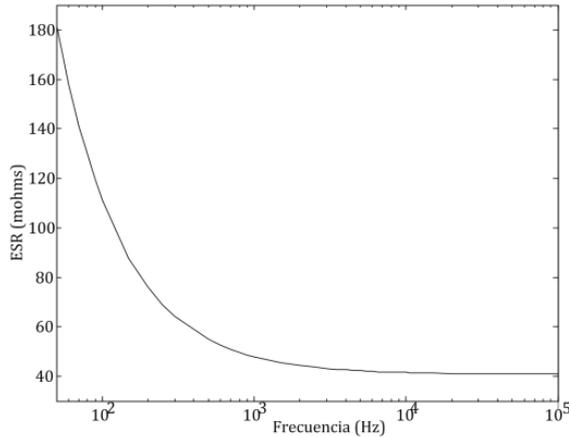


Figura 7.14, Resistencia equivalente en serie (ESR) del condensador electrolítico ALS31A331DF500 @ 55°C.

7.4 Análisis de corriente en DC-Link en el convertidor Back-to-Back.

El método analítico para determinar la corriente en el condensador de la DC-link, es el utilizado en [82] y [83], donde la función de conmutación de la tensión de línea es usada en [83]. La corriente en el condensador de DC-link es calculada como la diferencia entre la corriente del bus de continua de la etapa rectificadora e inversora, como se muestra en la ecuación (7.4). En la Figura 7.15, las corrientes del rectificador e inversor son calculadas como la suma individual de las corrientes de fase, multiplicada por su correspondiente función de conmutación, ecuación que es mostrada en (7.5) y (7.6). Los sub-índices r e i indican las variables correspondientes a la etapa del rectificador e inversor respectivamente.

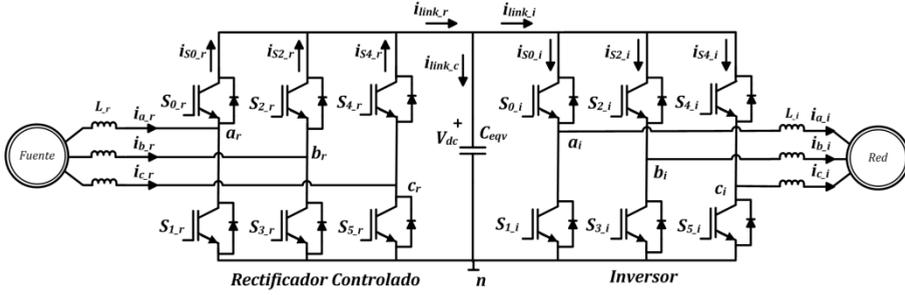


Figura 7.15, Descripción de variables de interés en convertidor back-to-back

$$i_{link_c}(t) = i_{link_r}(t) - i_{link_i}(t) \quad (7.4)$$

$$i_{link_r}(t) = \sum_{\eta=1,2,3}^3 I_{a_{1r}} \cdot \cos(\omega_{1r}t + \varphi_{\eta r} - \varphi_{0r}) \cdot S_{\eta r}(t, \omega_{1r}, \omega_{sw}, \varphi_{\eta r}, \varphi_{PWM_r}) \quad (7.5)$$

$$i_{link_i}(t) = \sum_{\eta=1,2,3}^3 I_{a_{1i}} \cdot \cos(\omega_{1i}t + \varphi_{\eta i} + \varphi_{0i}) \cdot S_{\eta i}(t, \omega_{1i}, \omega_{sw}, \varphi_{\eta i}, \varphi_{PWM_i}) \quad (7.6)$$

En las ecuaciones (7.5) y (7.6), la función de conmutación $S_{\eta r}$ (rectificador) y $S_{\eta i}$ (inversor), están asociadas a la fase η ($\eta=1,2$, and 3 para las fases a , b y c , respectivamente), y son obtenidas del voltaje del punto medio de cada rama y el punto neutro (n) de la DC-link: v_{ar_n} , v_{br_n} , v_{cr_n} para el rectificador y v_{ai_n} , v_{bi_n} , v_{ci_n} para el inversor [83]. Por ejemplo la función conmutación de la rama a del rectificador es mostrada en la ecuación (7.7), y en términos de la transformada rápida de Fourier el voltaje v_{ar_n} en la ecuación (7.8).

$$S_{1r}(t, \omega_{1r}, \omega_{sw}, \varphi_{1r}, \varphi_{PWM_r}) = \frac{v_{a_r,n}(t, \omega_{1r}, \omega_{sw}, \varphi_{1r}, \varphi_{PWM_r})}{V_{dc}} \quad (7.7)$$

Capítulo 7

$$\begin{aligned}
 & v_{a_r n}(t, \omega_{1_r}, \omega_{sw}, \varphi_{1_r}, \varphi_{PWM_r}) \\
 &= \frac{V_{dc}}{2} + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{n \left(\frac{\omega_{1_r}}{\omega_{sw}}\right)} J_n \left(n \left(\frac{\omega_{1_r}}{\omega_{sw}}\right) \frac{\pi}{2} m_{a_r} \right) \sin \left(n \frac{\pi}{2} \right) \cos \left(n(\omega_{1_r} t + \varphi_{1_r}) \right) \\
 &+ \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{+\infty} \frac{1}{m} J_0 \left(m \frac{\pi}{2} m_{a_r} \right) \sin \left(m \frac{\pi}{2} \right) \cos \left(m(\omega_{sw} t + \varphi_{PWM_r}) \right) \tag{7.8} \\
 &+ \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{+\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq \infty}}^{+\infty} \frac{1}{q} J_n \left(q \frac{\pi}{2} m_{a_r} \right) \sin \left((m+n) \frac{\pi}{2} \right) \\
 &\times \cos \left(m(\omega_{sw} t + \varphi_{PWM_r}) + n(\omega_{1_r} t + \varphi_{1_r}) \right)
 \end{aligned}$$

Donde q es definida en la ecuación (7.9).

$$q = m + n \cdot \left(\frac{\omega_{1_r}}{\omega_{sw}} \right) \tag{7.9}$$

Finalmente la ecuación (7.5) y (7.6) es sustituida en la ecuación (7.4), resultando la expresión de la corriente de la DC-link mostrada en la ecuación (7.10) en valores *rms*.

$$\begin{aligned}
 i_{limk_C}(t) = & \sum_{\eta=1,2,3}^3 I_{a_{1r}} \cdot \cos(\omega_{1r}t + \varphi_{\eta r} - \varphi_{0r}) \cdot \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{n} \frac{(\omega_{1r})^\pi}{(\omega_{sw})^\pi} J_n \left(n \frac{(\omega_{1r})^\pi}{(\omega_{sw})^\pi} m_{a_r} \right) \sin \left(n \frac{\pi}{2} \right) \cos \left(n(\omega_{1r}t + \varphi_{1r}) \right) \right. \\
 & + \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{+\infty} \frac{1}{m} J_0 \left(m \frac{\pi}{2} m_{a_r} \right) \sin \left(m \frac{\pi}{2} \right) \cos \left(m(\omega_{sw}t + \varphi_{PWWMr}) \right) \\
 & + \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{+\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{+\infty} \frac{1}{q} J_n \left(q \frac{\pi}{2} m_{a_r} \right) \sin \left((m+n) \frac{\pi}{2} \right) \cos \left(m(\omega_{sw}t + \varphi_{PWWMr}) + n(\omega_{1r}t + \varphi_{1r}) \right) \\
 & - \sum_{\eta=1,2,3}^3 I_{a_{1i}} \cdot \cos(\omega_{1i}t + \varphi_{\eta i} + \varphi_{0i}) \cdot \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{n} \frac{(\omega_{1i})^\pi}{(\omega_{sw})^\pi} J_n \left(n \frac{(\omega_{1i})^\pi}{(\omega_{sw})^\pi} m_{a_i} \right) \sin \left(n \frac{\pi}{2} \right) \cos \left(n(\omega_{1i}t + \varphi_{1i}) \right) \right. \\
 & + \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{+\infty} \frac{1}{m} J_0 \left(m \frac{\pi}{2} m_{a_i} \right) \sin \left(m \frac{\pi}{2} \right) \cos \left(m(\omega_{sw}t + \varphi_{PWWMi}) \right) \\
 & + \frac{2}{\pi} \sum_{m=1}^{+\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{+\infty} \frac{1}{q} J_n \left(q \frac{\pi}{2} m_{a_i} \right) \sin \left((m+n) \frac{\pi}{2} \right) \cos \left(m(\omega_{sw}t + \varphi_{PWWMi}) + n(\omega_{1i}t + \varphi_{1i}) \right) \\
 & \left. \right]
 \end{aligned}$$

(7.10)

Capítulo 7

Nótese que en la ecuación (7.10), la fase de las señales portadoras del modulador PWM, (φ_{PWM_r} para el rectificador, y φ_{PWM_i} para el inversor), son parámetros necesarios para determinar la corriente que circula a través de los condensadores de la DC-link. Otros estudios [84] y [85], determinan una expresión aproximada de la corriente en valores *rms* a través de los condensador de la DC-link, sin tomar en cuenta la diferencia de fase entre las señales portadoras del modulador PWM entre la etapa rectificadora e inversora. $\Delta\varphi_{PWM}$ está representado por la ecuación (7.11). Para el caso donde ($\Delta\varphi_{PWM}=0$) un resultado aproximado para corriente en el condensador de la DC-link en valores *rms*, es mostrado en la ecuación (7.12).

$$\Delta\varphi_{PWM} = \varphi_{PWM_r} - \varphi_{PWM_i} \quad (7.11)$$

$$i_{linkC_{rms}}|_{\Delta\varphi_{PWM}=0} = I_{a_{1r}} \sqrt{m_{a_r} \left(\frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9m_{a_R}}{16} \right) \cdot \cos^2(\varphi_{0_r}) \right)} \quad (7.12)$$

Tanto en la etapa rectificadora como inversora, puede ser calculada la corriente instantánea entregada o recibida por la DC-link, $i_{link_r}(t)$ e $i_{link_i}(t)$, estas pueden ser calculadas como la sumas de la componente continua más los armónicos de conmutación. Por ejemplo la ecuación (7.13) representa la corriente de la etapa rectificadora hacia el bus de continua $i_{link_r}(t)$, donde es el valor de continuo y $\tilde{i}_{link_r}(t)$ es la componente de los armónicos de conmutación. El valor de continua de la corriente de la etapa del rectificador $i_{link_r}(t)$ está dada por la ecuación (7.14) [86].

$$i_{link_r}(t) = I_{link_r} + \tilde{i}_{link_r}(t) \quad (7.13)$$

$$I_{link_r} = \frac{3}{4} m_{a_r} I_{a_{1r}} \cos(\varphi_{0_r}) \quad (7.14)$$

De la misma manera, la corriente continua en la etapa del inversor está dada por la ecuación (7.15).

$$I_{link_i} = \frac{3}{4} m_{a_i} I_{a_{1_i}} \cos(\varphi_{0_i}) \quad (7.15)$$

Es importante destacar que si las pérdidas en el bus de continua (pérdidas en los condensadores y resistencias de ecualización) son consideradas como despreciables, los valores de las corrientes continuas en estado estacionario de las dos etapas son iguales, de manera que producen una corriente continua en el condensador de la DC-link nula.

7.5 Desarrollo experimental para la medir el efecto de la sincronización en la señal portadora PWM, en el convertidor back-to-back.

El diagrama de control utilizado es similar al mostrado en la Figura 4.1, dado que en este caso no es utilizado el GSIP por su baja potencia, en su defecto es utilizado una fuente trifásica con una tensión de línea 400v *rms*, por la parte de la etapa rectificadora, y un transformador de aislamiento con relación (1:1) en la etapa del inversor para entregar la energía a la red. Todas las corrientes medidas son hechas bajo una potencia nominal de 10Kw, a una frecuencia fundamental de 50Hz para ambas etapas ($f_{1r}=f_{1i}=50Hz$) y una tensión DC-link de $V_{dc}=800V$. Para la potencia de operación utilizada, si se desprecian las pérdidas de conmutación se obtiene una corriente continua en la DC-link de $I_{link_r} = 12.5A$. Para la etapa rectificadora e inversora, las inductancias de línea utilizadas son de ($L_r=L_i=5mH$), calculadas con el criterio del 10% de la impedancia base. Los semiconductores de potencia que se utilizan en la etapa rectificadora e inversora son del modelo BSM50GB120DN2 IGBTs de la marca EUPEC, operando a una frecuencia de conmutación de $f_{sw} = 5kHz$. La DC-link está compuesta por 8 condensadores electrolíticos de igual valor de 330 μ F y 500V modelo ALS31A331DF500 de la marca BHC, haciendo una capacitancia total de 660 μ F, ver Figura 7.16. La corriente de un condensador es medido usando una sonda de efecto Hall de alta frecuencia y un osciloscopio Agilent modelo MSO6014A. La razón de medir la corriente en un solo

condensador es debido a que no se debe incrementar la inductancia parasita de la DC-link cuando es separado de la placa mediante cables. La corriente total de la DC-link es calculada, multiplicando por 4 la corriente medida en el condensador. El estudio espectral de las corrientes es realizado con el analizador de espectro marca Agilent 4395A y están representadas en dB: $I(dB)=20 \cdot \log(\hat{I}_i)$, donde \hat{I}_i representa el valor pico del i -th armónico de corriente.

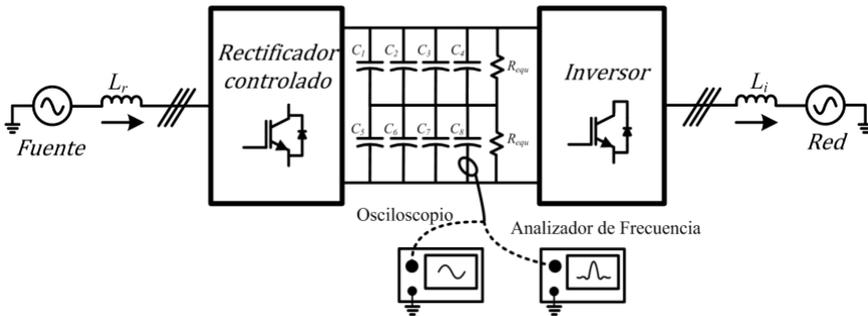


Figura 7.16, Esquema general de medida sobre la corriente sobre un condensador de la DC-link.

Usando la ecuación (7.10), los parámetros del sistema mencionados anteriormente, y el montaje experimental mostrado en la Figura 7.17, es posible comparar la corriente en los condensadores de la DC-link teórica, usando los primeros 10 armónicos de la frecuencia de conmutación ($n=10$). La Figura 7.18 muestra la corriente teórica y experimental para el caso $\Delta\phi_{PWM}=0^\circ$, para un solo condensador de la DC-link, la corriente experimental obtenida es de 1.31A rms. En la misma se observa que ambas figuras son similares presentando un valor pico cercano a 4A.



Figura 7.17, Montaje experimental, medición de la corriente en el condensador de DC-link.

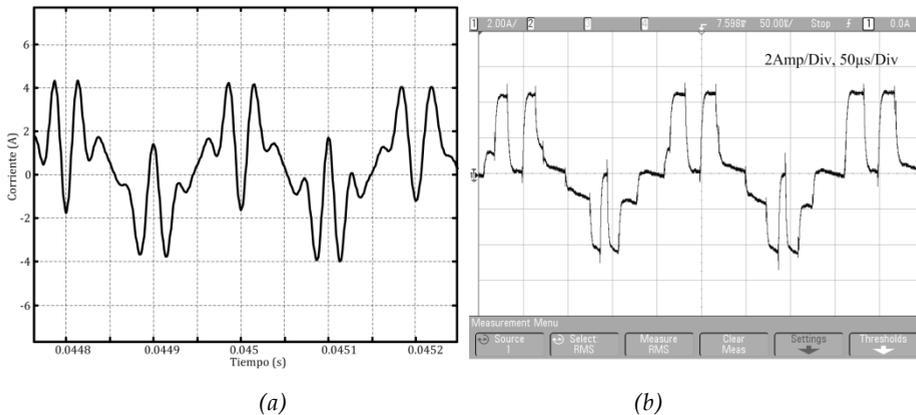


Figura 7.18, Corriente condensador DC-link, en el dominio del tiempo @ $\Delta\phi_{pwm}=0^\circ$, ((a) resultado teórico, (b) resultado experimental con una escala 2A/div, 50 μ s/div.)

En la Figura 7.19 se observa el espectro en frecuencia teórico y experimental de la corriente del condensador para $\Delta\phi_{pwm}=0^\circ$, el análisis teórico ha sido desarrollado mediante la transformada rápida de Fourier utilizando MATLAB®, de la misma manera, el espectro en frecuencia es mostrado en la Figura 7.22 y Figura 7.23, en éstas figuras se observa los principales armónicos de la frecuencia de conmutación, los cuales están cercanos a frecuencias múltiplos de la frecuencia de conmutación, debido a que la relación del índice de modulación en frecuencia es elevado ($m_f > 20$). También es importante destacar que no es posible observar todos los armónicos de las bandas laterales en el espectro en frecuencia calculado analíticamente con

Capítulo 7

MATLAB®, por el contrario la resolución del ancho de banda del analizador de espectro 4395A, es de (RBW=10Hz.) que permite una buena resolución para discriminar todo los armónicos experimentales. Esto puede observarse en la Figura 7.19b, donde los dos principales armónicos de la corriente en el condensador están situados en 4950 Hz y 5050Hz, frecuencia que está cercana a la frecuencia de conmutación, estos armónicos tienen una amplitud de 660mA (-3.58dB). De manera analítica se corrobora que predominan estos armónicos para el caso de $\Delta\phi_{PWM}=0^\circ$.

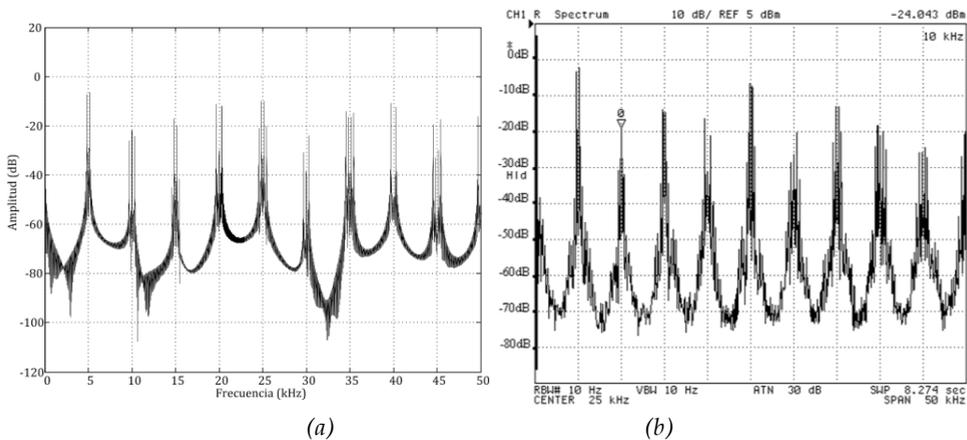


Figura 7.19, Análisis espectral de la corriente condensador DC-link, @ $\Delta\phi_{pwm}=0^\circ$, ((a) resultado teórico, (b) resultado experimental con una escala 10dB/div, 5kHz/div.)

La Figura 7.20 muestra la corriente en el condensador de la DC-link en el dominio del tiempo, para el caso donde se obtiene el mayor rizado de corriente, esto ocurre cuando $\Delta\phi_{PWM}=\pm 90^\circ$. En este caso, ambas corrientes, la analítica y experimental presentan un valor de 4.01A *rms*. Nótese en la figura que la forma de onda es similar y con un valor pico de 5A en ambos casos.

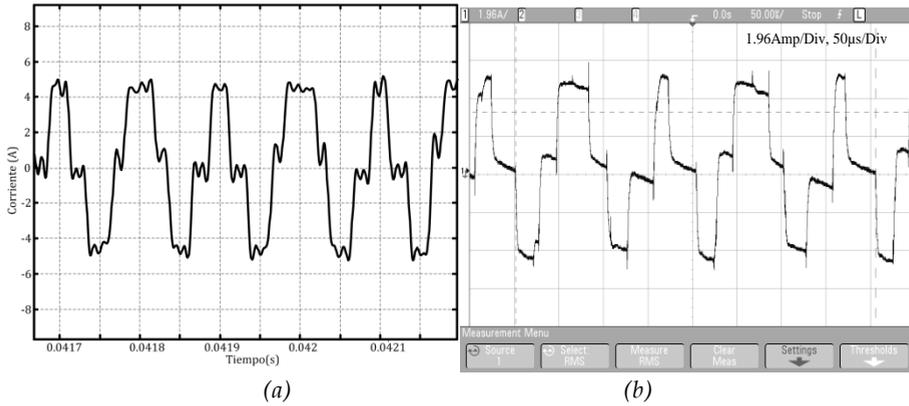


Figura 7.20, Corriente condensador DC-link, en el dominio del tiempo @ $\Delta\phi_{PWM}=90^\circ$, ((a) resultado teórico, (b) resultado experimental con una escala 1.96A/div, 50µs/div.)

En la Figura 7.21 se muestran el espectro en frecuencia teórico y experimental para el caso $\Delta\phi_{PWM}=\pm 90^\circ$, de esta figura se puede observar que el principal armónico es localizado al doble de la frecuencia de conmutación ($2*f_{sw}=10kHz$), teniendo una amplitud experimental de 3.63A (11.22dB) y una amplitud teórica de 3.73A (11.45dB), valores que son similares.

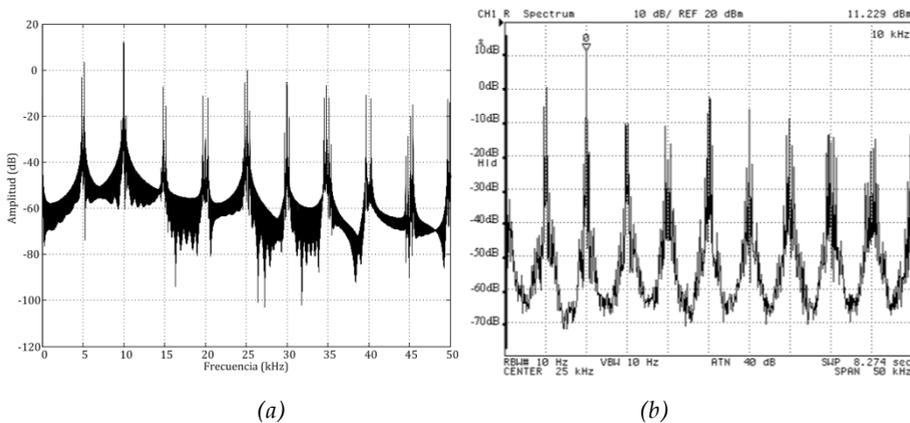


Figura 7.21, Análisis espectral de la corriente condensador DC-link, @ $\Delta\phi_{PWM}=90^\circ$, ((a) resultado teórico, (b) resultado experimental con una escala 10dB/div, 5kHz/div.)

En la Figura 7.22 y Figura 7.23, se observan en detalle las bandas laterales, de los tres primeros armónicos centrados en (5kHz, 10kHz y 15kHz) para el espectro en frecuencia teórico y experimental, para los casos $\Delta\phi_{PWM}=0^\circ$ y $\Delta\phi_{PWM}=90^\circ$, en

Capítulo 7

estas figuras se observa que el espectro de los principales armónicos del análisis teórico y experimental son similares en todo los casos.

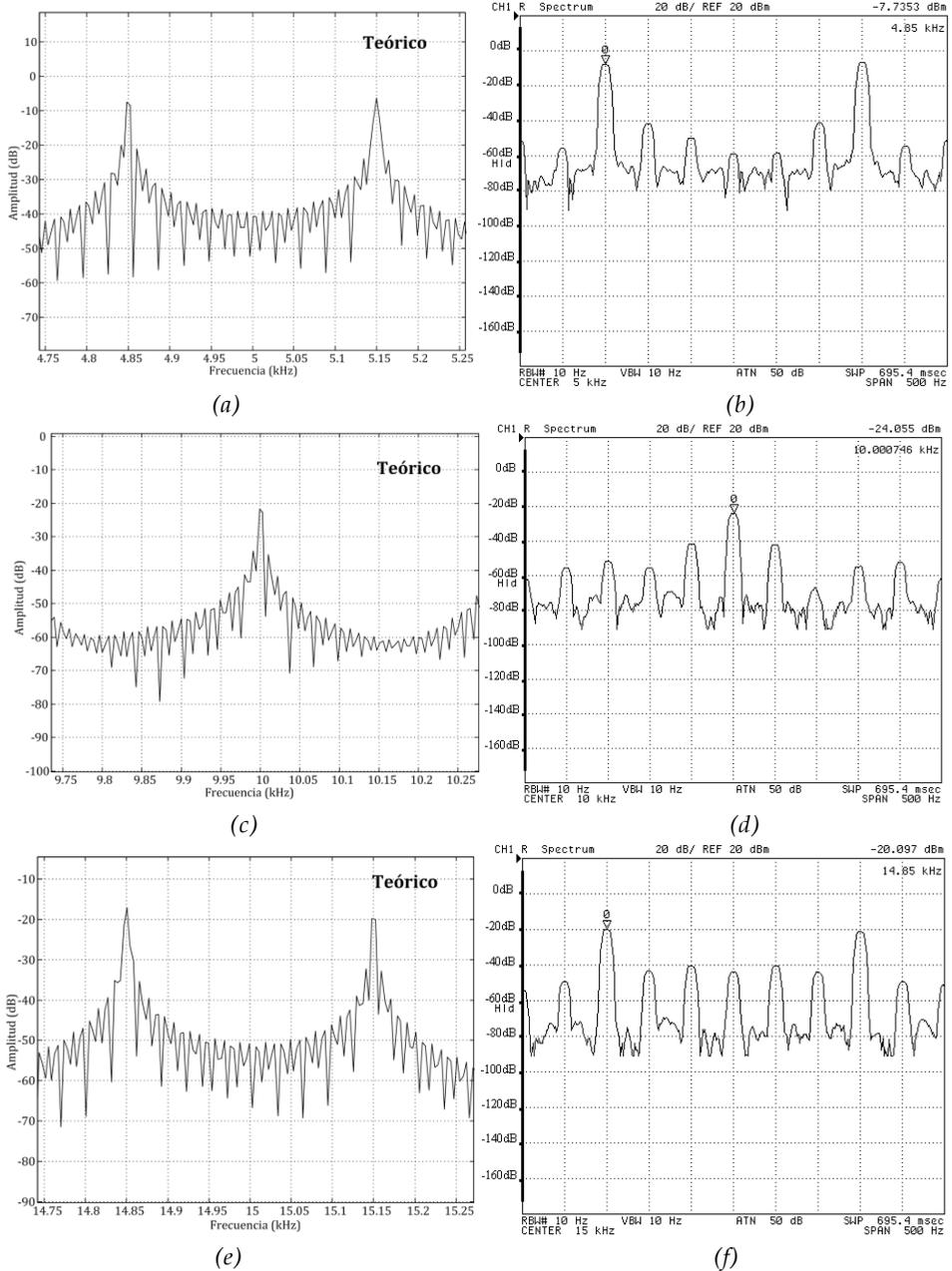
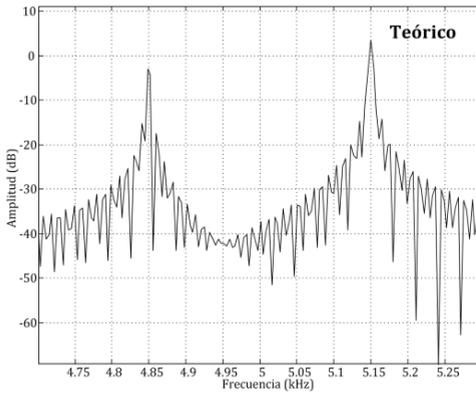
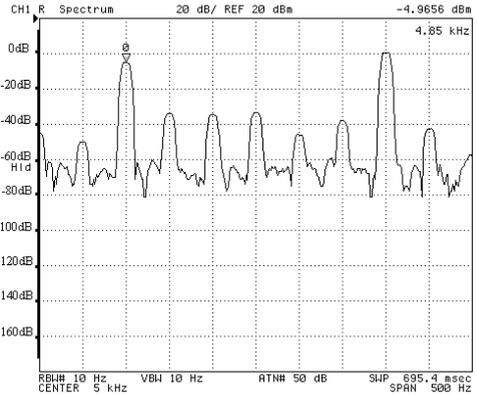


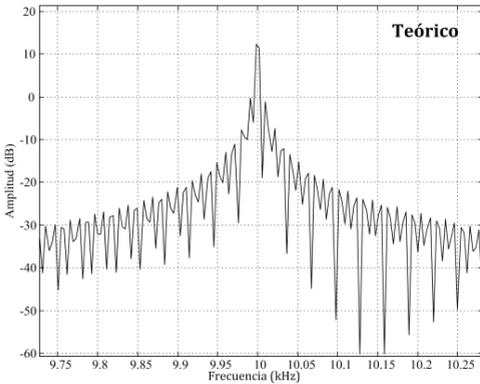
Figura 7.22, Análisis espectral de la corriente condensador DC-link, bandas laterales alrededor de 5, 10 y 15kHz @ $\Delta_{\phi}pwm=0^{\circ}$, (a,c,e) resultado teórico, (b,d,f) resultado experimental con una escala 20dB/div, 50Hz/div.)



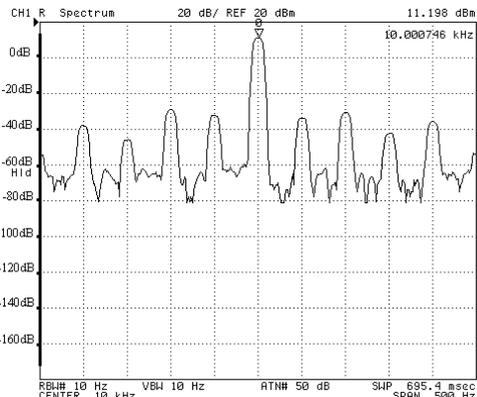
(a)



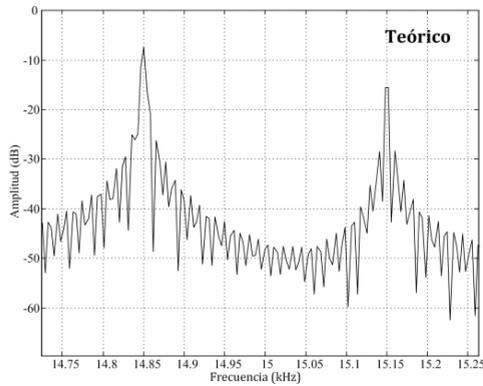
(b)



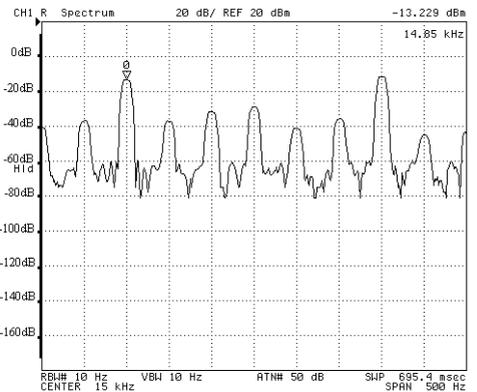
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 7.23, Análisis espectral de la corriente condensador DC-link, bandas laterales alrededor de 5, 10 y 15 kHz @ $\Delta_{\phi}pwm=90^\circ$, ((a,c,e) resultado teórico, (b,d,f) resultado experimental con una escala 20dB/div, 50Hz/div.)

Capítulo 7

La Tabla 7.1 muestra la corriente *rms* de cada condensador de la DC-link en el caso analítico y experimental para varios ángulos de $\Delta\varphi_{PWM}$. En la misma tabla es representada la potencia disipada en cada condensador y su vida útil estimada para cada valor de $\Delta\varphi_{PWM}$, utilizando el método usado por el fabricante del condensador en [82], para una temperatura ambiente de 55°C y para una tensión de operación de $V=400V$. De los valores obtenidos se observa que en ambos casos, el valor analítico y experimental, la corriente presentan un incremento con un factor cercano a 3 cuando $\Delta\varphi_{PWM}$ cambia de $\Delta\varphi_{PWM}=0^\circ$ a $\Delta\varphi_{PWM}=90^\circ$, y las pérdidas aumentan aproximadamente en un factor 9, de manera que la vida útil del condensador se reduce de 205.58kh a 136.95kh.

$\Delta\varphi_{pwm}$ (°)	$\pm 180,$ 0	$\pm 165,$ ± 15	$\pm 150,$ ± 30	$\pm 135,$ ± 45	$\pm 120,$ ± 60	$\pm 105,$ ± 75	± 90
Corriente experimental (A)	1.31	2.01	2.69	3.32	3.78	3.92	4.01
Corriente teórica (A)	1.02	1.74	2.56	3.08	3.39	3.60	3.75
Pérdidas por condensador (W)	0.57	1.34	2.40	3.66	4.75	5.11	5.35
Vida útil (kh)	204.58	191.72	175.63	157.73	143.98	139.70	136.95

Tabla 7.1. Valores *rms* de la corriente medida en un condensador de la DC-link, en función de $\Delta\varphi_{pwm}$

La corriente *rms* que circula a través del condensador equivalente en la DC-link en relación con la corriente continua de la DC-link de la ecuación (7.14), $i_{link_{c,RMS}}/I_{link_r}$ es mostrada en la Figura 7.24. En esta figura se observa que el valor mínimo de la corriente *rms* en el condensador equivalente se obtiene cuando $\Delta\varphi_{PWM}=0^\circ$ y $\Delta\varphi_{PWM}=\pm 180^\circ$, y donde el valor mayor se obtiene en $\Delta\varphi_{PWM}=\pm 90^\circ$. La curva teórica y experimental son similares, el mínimo valor de la corriente *rms* del condensador equivalente teórica es de $0.35 \cdot I_{link_r}$, el valor experimental es de $0.4 \cdot I_{link_r}$, de manera contraria el máximo valor en la corriente *rms* teórica es de $1.15 \cdot I_{link_r}$ y el experimental es de $1.23 \cdot I_{link_r}$.

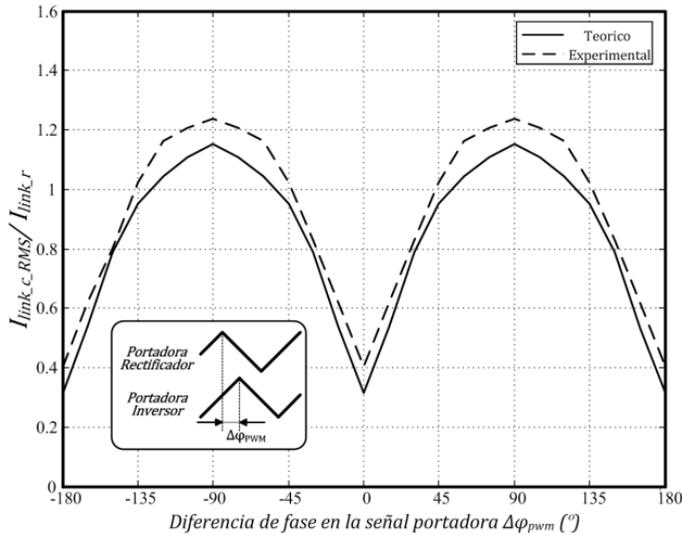


Figura 7.24, Comportamiento de la corriente de la DC-Link vs. $\Delta\phi_{pwm}$

7.6 Conclusiones

1.- El control de convertidor de potencia back-to-back presenta un comportamiento satisfactorio en régimen permanente y ante seguimiento de consignas. El rendimiento del convertidor back-to-back se ha estudiado en distintos punto de operación demostrando que puede alcanzar rendimientos del 92% a potencia nominal con una distorsión en la corriente de línea en la etapa inversor menor al 3.5%.

2.- Se ha demostrado que la velocidad de operación del GSIP no influye sobre la etapa inversora en estado estacionario, lo que a su vez refrenda el desacoplo que introduce el convertidor back-to-back entre la red eléctrica y el GSIP.

3.- En los convertidores de potencia back-to-back, la sincronización de la señal portadora de la modulación PWM entre los controladores de la etapa rectificadora e inversora tiene un efecto sobre la corriente en los condensadores de la DC-Link. Los resultados analíticos y experimentales sobre el convertidor back-to-back

Capítulo 7

operando a una potencia de 10Kw, muestran que la diferencia de fase entre las señales portadoras del modulador PWM ($\Delta_{\phi_{pwm}}$), determinan los valores *rms* y armónicos de la corriente del condensador de la DC-Link. La corriente es minimizada cuando $\Delta_{\phi_{pwm}}=0^\circ$ y 180° y maximizada cuando $\Delta_{\phi_{pwm}}=90^\circ$. Desde el punto de vista de las pérdidas, estas dependen de la corriente *rms* del condensador equivalente, de modo que a medida en que disminuya la corriente del condensador disminuyen las pérdidas en la resistencia equivalente del mismo.

En las pruebas experimentales, el estudio sobre las corrientes *rms* de la DC-link disminuyeron un factor 3 cuando se realizaron cambios de $\Delta_{\phi_{pwm}}=90^\circ$ a $\Delta_{\phi_{pwm}}=0^\circ$, además la estimación de las pérdidas en el condensador equivalente con las corrientes medidas se redujeron en un factor 9, aumentando la vida útil del condensador.

Tomando en cuenta que la corriente de un condensador es un factor importante en la vida útil y en las pérdidas del condensador, es posible mejorar el rendimiento del sistema de conversión de energía eólica sincronizando las señales portadoras del modulador PWM en el convertidor back-to-back, de manera que si se disminuye la corriente *rms* del condensador de la DC-Link, es posible disminuir la capacitancia y su vez el tamaño y coste del condensador.

8. Conclusiones Generales

En el estudio de SCEE en pequeña y mediana potencia operando en régimen de velocidad variable realizado en esta tesis, se logro mejorar la eficiencia y las prestaciones dinámicas del mismo en los siguientes aspectos:

En relación a los objetivos enmarcados a mejorar la eficiencia y optimización del diseño del sistema de conversión de energía, se puede concluir lo siguiente:

Las técnicas de control vectorial aplicadas a generadores sincrónicos de imanes permanentes, permitieron demostrar, que la técnica $I_d=0$, presenta mejor desempeño en cuanto a rendimiento y desde el punto de vista de implementación, simplifica la estructura de control utilizada, dado que la relación presente entre el par electromagnético y la corriente del GSIP es lineal.

En el estudio del comportamiento entre el convertidor de potencia y generador sincrónico, se pudo conocer la dependencia entre ellos. Uno de los aspectos más importantes demostrados, es que la distorsión armónica en la corriente y el rendimiento del sistema no dependen de la velocidad de rotor del generador.

También en esta tesis se optimizó el diseño de la DC-Link, en la cual la sincronización de las señales portadoras de los moduladores PWM del convertidor back-to-back, permite reducir las corrientes que circulan por los condensadores en el bus de continua, esto a su vez reduce las pérdidas asociadas y aumenta la vida útil de los condensadores.

Otro aspecto importante tratado, es la propuesta sobre un nuevo algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia, donde a partir del conocido algoritmo perturbar y observar, se modifico el tipo de perturbación, logrando reducir considerablemente el estrés mecánico asociado al tren mecánico del SCEE. Este algoritmo fue probado simulando condiciones ambientales convencionales, y su

Conclusiones

desempeño permitió reducir el estrés mecánico sin afectar considerablemente la eficiencia del sistema.

En relación a los objetivos enmarcados al estudio y mejora de las prestaciones dinámicas del sistema de conversión de energía, se puede concluir lo siguiente:

En esta investigación se realizó un modelado matemático del SCEE, donde se conoció el comportamiento dinámico del sistema, mediante diagramas de bode. Este estudio permitió sintonizar de manera efectiva los reguladores utilizados, es importante destacar que en el caso del control de velocidad si no se hubiese tenido en cuenta el modelado de la turbina eólica, se pudieran alcanzar menores márgenes de fase produciendo respuestas sub-amortiguadas. De allí la importancia en realizar el análisis tomando en cuenta el par ejercido por la turbina eólica.

El sistema de control propuesto utilizó una estructura variable que permitió al sistema reducir las oscilaciones producidas por los algoritmos MPPT cuando se opera a la potencia nominal del sistema. Esto es posible utilizando un lazo lineal de regulación de potencia que mantenga dicha magnitud próxima a su valor nominal. Esta estructura de control variable, alterna el uso del algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia y del lazo de regulación de potencia en función de la potencia que es extraída del viento sin perjudicar el funcionamiento del SCEE.

Finalmente para contribuir a mejorar las prestaciones dinámicas del SCEE, se presentó un estudio comparativo de las técnicas sin sensor, adecuadas para GSIP, con el fin de estimar la velocidad y posición del rotor. Este estudio permitió determinar que la técnica del Observador Simplificado de Kalman (OSK) presenta el mejor comportamiento de las técnicas estudiadas, teniendo un error menor al 4% en relación a la velocidad y posición medida.

9. Líneas Futuras de Investigación

1.- Estudio de otras técnicas de modulación del convertidor back-to-back (SVM, por ejemplo), analizando su efecto sobre la corriente en los condensadores de las DC-Link.

2.- Estudio del comportamiento del sistema de control con turbinas de mayor potencia, que posean la capacidad de modificar el ángulo de ataque de las palas, y se puedan ser operadas en las regiones donde se trabajan con pérdida de sustentación.

3.- Estudio de técnicas MPPT más sofisticadas (Fuzzy logic, P&O con aproximación de gradiente, etc.), que permitan mejorar la eficiencia del sistema.

4.- Estudio de topologías más sencillas para aplicaciones de baja potencia, como por ejemplo el inversor trifásico de doble rama [87].

5.- Implementar estrategias de control donde se tome en cuenta la dinámica de sistemas de fase no mínima, afín de mejorar la respuesta dinámica, y reducir el tiempo de establecimiento del MPPT [88].

10. Referencias y Publicaciones

Derivadas

- [1] Hongxing Y, Wei Z, Chengzhi L. Optimal design and techno-economic analysis of a hybrid solar-wind power generation system. *Applied Energy* 2009;86(2):163-169.
- [2] Ackermann T, *Wind Power in Power Systems*, England: John Wiley & Sons; 2005.
- [3] Villarrubia M, *Energía eólica*, Barcelona: Ceac; 2004.
- [4] Heier S, Waddington R, *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*, Second Edition England: John Wiley & Sons 2006.
- [5] Baroudi JA, Dinavahi V, Knight AM. A review of power Converter topologies for wind Generators, *Renew Energy* 2007; 32(14):2369-2385.
- [6] Kazmierkowski MP, Blaabjerg F, Krishnan R. *Control in Power Electronics Selected Problems*. San Diego, California: Elsevier; 2002.
- [7] Mirecki A, Roboam X, Richardeau F, Architecture Complexity and Energy Efficiency of Small Wind Turbines, *IEEE Transaction on Industrial Electronics* 2007;54(1):660-670.
- [8] Bolognani S, Oboe R, Zigliotto M. Sensorless Full-Digital PMSM Drive With EKF Estimation of Speed and Rotor Position, *IEEE Trans Ind Electron* 1999;46(1):184-191.
- [9] Harnefors L. Speed estimation from noisy resolver signal. In: 6th international conference on power electronics and variable speed drives, PEVD'96, Nottingham, England; September 23-25, 1996.
- [10] Yong L, Zi Qiang Z, Howe D. Instantaneous Torque Estimation in Sensorless Direct-Torque-Controlled Brushless DC Motors, *IEEE Trans Industry Applications*. 2006;42(5):1275-1283.
- [11] Rodriguez P et al. Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control, *IEEE Trans Power Electronics* 2007;22(2):584-592.
- [12] Brahmi J, Krichen L, Ouali A, A comparative study between three sensorless control strategies for PMSG in wind energy conversion system, *Applied Energy* 2009;86(9):1565-73.

- [13] Michalke G, Hansen AD, Hartkopf T. Control strategy of a variable speed wind turbine with multipole permanent magnet synchronous generator. In: European Wind Energy Conference & Exhibition, EWEC 2007, Milan, Italy; May 7-10, 2007.
- [14] Koutroulis E, Kalaitzakis K, Design of a Maximum Power Tracking System for Wind-Energy-Conversion Applications, IEEE Trans Ind Electronics 2006;53(2):486-494.
- [15] Chen Z, Guerrero JM, Blaabjerg F. A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines, IEEE Trans Power Electronics 2009;24(8):1859-1875.
- [16] Garin I, Munduate A, Alepuz S, Bordonau J. Low and medium voltage wind energy conversion systems: generator overview and grid connection requirements. In 19th International Conference on Electricity Distribution, Vienna, May 21-24, 2007.
- [17] Duan Y, Harley RG. Present and future trends in wind turbine generator designs. In 6th Symposium Power Electronics and Machines in Wind Applications, PEMWA 2009, Nebraska, USA, June 24-26, 2009.
- [18] Fnaiech MA et al. Synchronous and Induction Wind Power Generators as Renewable Power Energy Sources. In 1th Symposium Environment Identities and Mediterranean Area, ISEIMA 2006, Corte-Ajaccio, France, July 9-12, 2006.
- [19] Li H, Chen Z, Overview of different wind generator systems and their comparisons, Renewable Power Generation IET 2008;2(2):123-138.
- [20] Slemon GR, Electric Machines and Drives, Massachusetts, USA, Addison-Wesley; 1992.
- [21] Hai NT, Jang SH, Park HG, Lee DC, Sensorless control of PM synchronous generators for micro wind turbines. In 2th IEEE International Conference on Power and Energy, PECon 08, Johor Baharu, Malaysia, December 1-3, 2008.
- [22] Kinnunen J, Direct-on-line axial flux permanent magnet synchronous generator static and dynamic performance, Ph.D. dissertation, Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finland, November 2007.
- [23] Bang D, Polinder H, Ferreira JA, van Rooij R.P.J.O.M. New active speed stall control compared to pitch control for direct-drive wind turbines. In European wind energy conference & exhibition, EWEC 2007, Milan, Italy; May 7-10, 2007.

- [24] Neammanee B, Sirisumranukul S, Chatratana S, Control Performance Analysis of Feedforward and Maximum Peak Power Tracking for Small-and Medium-Sized Fixed Pitch Wind Turbines. In 9th International Control, Automation, Robotics and Vision Conference, ICARCV '06, Singapore, December 5-8, 2006.
- [25] Khurram A, Position and speed sensorless control of permanent magnet synchronous motors, Ph.D. dissertation, Michigan State University, East Lansing. USA, 2001.
- [26] Valkenburg V, Electricidad Basica, Barcelona: Marcombo; 1984.
- [27] Krause PC, Wasynczuk O, Sudhoff SD, Analysis of electrical machinery and drive systems, New York, USA 2 edition. Wiley-IEEE Press; 2002.
- [28] Krishnan R, Electric motor drive modeling, analysis and control. Saddle River, USA: Prentice Hall; 2001.
- [29] Vorperian V, Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch I and II, IEEE Transactions On Aerospace and Electronic Systems 1990;26(3):490-505.
- [30] Ye Z, Boroyevich D, Choi JY, Lee FC, Control of Circulating Current in Two Parallel Three-Phase Boost Rectifiers, IEEE Trans Power Electronics 2002;17(5):609-615.
- [31] Mao D, Boroyevich, Lee FCY, Novel Reduced-Order Small-Signal Model of a Three-Phase H.PWM Rectifier and Its application in Control Design and System Analysis, IEEE Trans Power Electronics 1998;13(3):511-521.
- [32] Figueres E, Garcerá G, Sandia J, González-Espín F, Calvo Rubio J, Sensitivity Study of the Dynamics of Three-Phase Photovoltaic Inverters With an LCL Grid Filter, IEEE Trans Ins. Electron 2009;56(3):706-717.
- [33] Kwon BH, Youm JH, Lim JW, A line voltage sensorless synchronous rectifier, IEEE Trans Power Electronics 1999;14(5):966-972.
- [34] Bianchi FD, De Battista H, Mantz RJ, Wind Turbine Control Systems, Principles, Modelling and Gain Scheduling Design. London: Springer-Verlag; 2007.
- [35] Slootweg JG, Polinder H, Kling WL, Representing wind turbine electrical generating systems in fundamental frequency simulations, IEEE Trans Energy Conversion 2003;18(4):516-524.

Referencias y publicaciones

- [36] Hau E, Wind Turbines-Fundamentals, Technologies, Application, Economics, 2nd edition, Berlin, Heidelberg: Springer; 2006.
- [37] S. Bhowmik, R. Spée, J. H. R. Enslin, Performance Optimization for Doubly Fed Wind Power Generation Systems, IEEE Transactions on Industry Applications 1999;35(4):949-58.
- [38] Seman S, Iov F, Niiranen J, Arkkio A, Comparison of Simulators for Variable Speed Wind Turbine Transient Analysis. International Journal of Energy Research 2006;30(9):713-728.
- [39] Beltran B, Ahmed-Ali T, Benbouzid MEH. Sliding Mode Power Control of Variable-Speed Wind Energy Conversion Systems, IEEE Transaction on Energy Conversion. 2008;23(2):551-558.
- [40] Monajemy R, Control strategies and parameter compensation for permanent magnet synchronous motor drives, Ph.D. dissertation, Virginia Polytechnic Institute, Blacksburg, USA, 2000.
- [41] Chinchilla M, Arnaltes S, Burgos JC, Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid, IEEE Trans Energy Conversion 2006;21(1):130-135.
- [42] Rodriguez JR et al, PWM regenerative rectifiers: state of the art, IEEE Trans Industrial Electronics 2005;52(1):5-22.
- [43] Van de Sype DM et al. Small-Signal Laplace Analysis of Uniformly-Sampled Pulse-Width Modulators. In 35th Annual IEEE power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, June 2004.
- [44] Garcerá G., Figueres E., Abellán A., Conversores Conmutados: Circuitos de potencia y control, Servicio de publicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, ISBN: 84-7721-571-5, 1998.
- [45] Texas Instruments, RTDX 2.0. Reference Guide, TMS320x281x DSP, Literature Number: SPRUFC7, October 2007.
- [46] Malinowski M, Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers, Ph.D., Disertation, Warsaw University of Technology, Warsaw, Poland.
- [47] Kwon BH, Youm JH, Lim JW, A Line-Voltage-Sensorless Synchronous Rectifier, IEEE Trans Power Electronics 1999;14(5):966-972.

- [48] Hinkkanen M, Flux Estimators for Speed Sensorless Induction Motor Drives, Ph.D. Dissertation, Helsinki University of Technology, 2004.
- [49] Yousfi D, Halelfadl A, El Kard M. Review and evaluation of some position and speed estimation methods for PMSM sensorless drives. In: International Conference on Multimedia Computing and Systems, ICMCS '09, Chennai, India; April 2-4, 2009.
- [50] Mora JL. Aportaciones al control vectorial es de motores de inducción y su realización integrada. Ph.D., Disertation, Universidad de Sevilla, Spain 2001.
- [51] Amuda LN et al. Wide bandwidth single and three-phase PLL structures for grid-tied PV systems, In: 28th IEEE Photovoltaic Specialists Conference 2000, Anchorage, Alaska; September 17-22, 2000.
- [52] Moreno VM, Liserre M, Pigazo A, Dell'Aquila A. A Comparative Analysis of Real-Time Algorithms for Power Signal Decomposition in Multiple Synchronous Reference Frames, IEEE Trans Power Electronics 2007;22(4):1280-1289.
- [53] Se-Kyo Chung. A Phase Tracking System for Three Phase Utility Interface Inverters, IEEE Trans Power Electronics 2000;15(3):431-438.
- [54] Baike S, Mwinyiwiwa B, Yongzheng Z, Boon-Teck O. Sensorless Maximum Power Point Tracking of Wind by DFIG Using Rotor Position Phase Lock Loop (PLL), IEEE Trans Power Electronics. 2009;24(4):942-951.
- [55] Jiao L, Heng N, Jiawen L, Rong Z. Sensorless control of PMSG for wind turbines based on the on-line parameter identification. In: 12th Electrical Machines and Systems, ICEMS 2009, Tokyo, Japan; November 15-18, 2009.
- [56] Malinowski M, Kazmierkowski MP, Trzynadlowski AM. A Comparative Study of Control Techniques for PWM Rectifiers in AC Adjustable Speed Drives, IEEE Trans Power Electronics 2003;18(6):1390-1396.
- [57] Can H, Akin E, Bulent Ertan H. A new integration algorithm for flux estimation using the voltage model, Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering. 2002;21(2):252-264.
- [58] Karimi-Ghartemani M, Iravani MR. A Method for Synchronization of Power Electronic Converters in Polluted and Variable-Frequency Environments, IEEE Trans Power Systems. 2004;19(3),1263-1270.

Referencias y publicaciones

- [59] Chung SK, Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems, *IEE Proceeding Electric Power Applications* 2000;147(3):213-219.
- [60] Utkin V, Guldner J, Shi J. *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*. Columbus, USA: CRC press; 2009.
- [61] Zhuang X, Pengyao G, Dianguo X, High performance control of a permanent magnet wind power generation system using an adaptive sliding observer. In: 8th International Conference Power Electronics and Drive Systems 2009. PEDS 2009. Taipei, Taiwan; November 2-5, 2009.
- [62] Song C, Zheng Z, Longya X. Sliding-Mode Sensorless Control of Direct-Drive PM Synchronous Motors for Washing Machine Applications, *Industry Applications, IEEE Trans Trans Industry Applications* 2009;45(2):582-590.
- [63] Foo GH, Rahman MF. Direct Torque Control of an IPM-Synchronous Motor Drive at Very Low Speed Using a Sliding-Mode Stator Flux Observer, *IEEE Trans Power Electronics* 2010;25(4):933-942.
- [64] Paponpen K, Konghirun M. An Improved Sliding Mode Observer for Speed Sensorless Vector Control Drive of PMSM, In: 5th Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC 2006, Beijing, China; August 14-16, 2006.
- [65] Changsheng L, Elbuluk M. A robust sliding mode observer for permanent magnet synchronous motor drives, In: 28th Conference of the Industrial Electronics Society, IECON 02, Sevilla, Spain; November 5-8, 2002.
- [66] Chi S, Zhang Z, Xu L. Novel Sliding Mode Observer with Adaptive Feedback Gain for PMSM Sensorless Vector Control, In 38th IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 2007, Florida, USA; June 17-21, 2007.
- [67] Gonzalez LG et al. Synchronization techniques comparison for sensorless control applied to Wind Energy Conversion Systems (WECS), In: 13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2009, Barcelona, Spain; September 8-10, 2009.
- [68] Sheng Z, Xiafu P. A Modified Direct Torque Control Using Space Vector Modulation (DTC-SVM) for Surface Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) with Modified 4-order Sliding Mode Observer, In: International Conference on Mechatronics and Automation, ICMA 2007, Heilongjiang, China; August 5-8, 2007.

- [69] Munteanu I, Cutululis NA, Brateu AI, Ceanga E, Optimal Control of wind energy Systems, Springer-Verlag London, 2008.
- [70] Wang Q, Chang L, An Intelligent Maximum Power Extraction Algorithm for Inverter-Based Variable Speed Wind Turbine Systems, IEEE Trans Power Electronics 2004;19(5):1242-1249.
- [71] Tan K, Islam S, Optimum Control Strategies in Energy Conversion of PMSG Wind Turbine System Without Mechanical Sensors, IEEE Trans Energy Conversion 2004;19(2):392-399.
- [72] Senjyu T et al. Sensor-less maximum power point tracking control for wind generation system with squirrel cage induction generator, Renewable Energy 2009;34:994-999.
- [73] Li H, Shi KL, McLaren PG, Neural-Network-Based Sensorless Maximum Wind Energy Capture With Compensated Power Coefficient, IEEE Trans Industry Applications 2005;41(6):1548-1556.
- [74] Calderaro V, Galdi V, Piccolo A, Siano P, A fuzzy controller for maximum energy extraction from variable speed wind power generation systems, Electric Power Systems Research, 2008;78:1109-1118.
- [75] Yaoqin J, Zhongqing Y, Binggang C, A new maximum power point tracking control scheme for wind generation. In International Conference on Power System Technology, PowerCon 2002, Kunming, China, October 13-17, 2002.
- [76] Camblong H, Martinez de Alegria I, Rodriguez M, Abad G, Experimental evaluation of wind turbines maximum power point tracking controllers, Energy Conversion and Management 2006;47(18):2846-2858.
- [77] Stol KA, Balas MJ, Periodic Disturbance Accommodating Control for Blade Load Mitigation in Wind Turbines, Journal of Solar Energy Engineering, 2003;125:379-385.
- [78] Hong YY, Lu SD, Chiou CS, MPPT for PM wind generator using gradient approximation, Energy Conversion and Management 2009;50:82-89.
- [79] Bossanyi EA, Hassan G, The Design of Closed Loop Controllers for Wind Turbines, Wind Energy 2000; 3:149-163.

Referencias y publicaciones

- [80] Su W, Qiu L, Chen J, Fundamental performance limitations in tracking sinusoidal signals, *IEEE Trans. Automatic Control* 2003;48(8):1371-1380.
- [81] BCH components, Life expectancy and rated ripple current, *Application notes* 2002.
- [82] Zhang H, Wheeler N, Grant D, Switching Harmonics in the DC Link Current in a PWM AC-DC-AC Converter. In: 30th Industry Applications Conference of IEEE, IAS 95, Florida, USA; October 8-12, 1995.
- [83] Holmes DG, Lipo TA, *Pulse Width Modulation for power converters*, USA: IEEE press and John Wiley & Sons; 2003.
- [84] Bierhoff MH, Fuchs FW, DC-Link Harmonics of Three-Phase Voltage-Source Converters Influenced by the Pulsewidth-Modulation Strategy-An Analysis, *IEEE Trans Industrial Electronics* 2008;55(5):2085-2092.
- [85] Kolar JW, Roun SD, Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-Link capacitor of voltage-PWM converter systems. In 9th Conference IEE Proc.-Electric Power Applications 2006; 153(4):535-543.
- [86] Renken F, Analytic Calculation of the DC-Link Capacitor Current for Pulsed Three-Phase Inverters. In: 11th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2004, Riga, Latvia; September 2-4, 2004.
- [87] Bor-Ren Lin, Jyun-Ji Chen, Three-Phase Two-Leg Inverter for Stand-Alone and Grid-Connected Renewable Energy Systems, *TENCON 2006*. 2006 IEEE, pp.1-4, 14-17 Nov. 2006.
- [88] Camacho O., Rojas R., García W. Variable structure control applied to chemical processes with inverse response, *ISA Transactions*, 1999; 38:55-72.
- [89] Sudmee W, Neammanee B, Performance Comparison of DC Link Voltage Controllers in Vector Controlled Boost Type PWM Converter for Wind Turbine System. In 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS '07, Bangkok, November 27-30, 2007.
- [90] Predescu M et al. Wind Tunnel Assessment of Small Direct Drive Wind Turbines with Permanent Magnets Synchronous Generators. In International Conference on Renewable Energies and Power Quality, ICREPQ'08, Santander, Spain; March 12-14, 2008.

[91] Predescu M, Bejinariu A, Mitroi O, Nedelcu A, Influence of the Number of Blades on the Mechanical Power Curve of Wind Turbines. In International Conference on Renewable Energies and Power Quality, ICREPQ'09, Valencia, Spain; April 15-17, 2009.

[92] El Mokadem M et al. Experimental study of variable speed wind generator contribution to primary frequency control, *Renewable Energy* 2009; 34:833-844.

[93] Diaz SA, Silva C, Juliet J, Miranda HA, Indirect sensorless speed control of a PMSG for wind application. In IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC '09, Florida, USA; May 3-6, 2009.

[94] Texas Instruments, Event Manager (EV). Reference Guide, TMS320x281x DSP, Literature Number: SPRU065D, August 2006.

Publicaciones Derivadas

Revistas indexadas

L.G. González, E. Figueres, G. Garcerá, O. Carranza, "Maximum-power-point tracking with reduced mechanical stress applied to wind-energy-conversion systems". Applied Energy Volume 87, Issue 7, July 2010, Pages 2304-2312.

L.G. González, G. Garcerá, E. Figueres, R. González, "Effects of the PWM carrier signals synchronization on the DC-link current in back-to-back converters", Applied Energy Volume 87, Issue 8, August 2010, Pages 2491-2499.

L.G. González, E. Figueres, G. Garcerá, O. Carranza, "Comparación experimental de técnicas sensorless aplicado a sistemas de conversión de energía eólica de baja y media potencia", Ingeniería y Desarrollo, Publicación de la Universidad del Norte, Colombia. ISSN 0122-3461, **En Revisión**

Congresos internacionales:

L.G. González, E. Figueres, G. Garcerá, O. Carranza. "Synchronization Techniques Comparison for Sensorless Control applied to Wind Energy Conversion Systems (WECS)", 13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2009), Sep 8-10. Barcelona, España.

L.G. González, E. Figueres, G. Garcerá, O. Carranza, "Modelling and Control in Wind Energy Conversion Systems (WECS)", 13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2009), Sep 8-10. Barcelona, España.

L.G. González, E. Figueres, G. Garcerá, O. Carranza, F. Gonzalez-Espin, "Synchronization techniques comparison for sensorless control applied to PMSG", International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'09), 15-17 April, 2009

L.G. González, E. Figueres, G. Garcerá, O. Carranza., "Dynamic response analysis of small wind energy conversion systems (WECS) operating with torque control versus speed control" International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'09), 15-17 April, 2009.

Luis González, Emilio Figueres, Gabriel Garcerá, Oswaldo Cáceres "Comparación de técnicas de sincronización en control aplicado a generadores sincrónicos de imanes permanentes" III Simposio Internacional de Automatización y Nuevas Tecnologías, Tecno 2008, Mérida-Venezuela, Junio, 2008.

Colaboraciones

O. Carranza, G. Garcerá, E. Figueres, **L.G. González**, "Comparative study of speed estimators with highly noisy measurement signals for Wind Energy Generation Systems". Applied Energy Volume 88, Issue 3, March 2011, Pages 805-813.

O. Carranza, G. Garcerá, E. Figueres, **L.G. González**, "Peak current mode control of three-phase boost rectifiers in discontinuous conduction mode for small wind power generators", Applied Energy Volume 87, Issue 8, August 2010, Pages 2728-2736.

O. Carranza, E. Figueres, G. Garcerá, **L.G. Gonzalez**, "Low distortion boost rectifier discontinuous conduction mode with peak current mode control for wind power systems", International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'09), Valencia, España, Abril del 2009.

O. Carranza, E. Figueres, G. Garcerá, **L.G. Gonzalez**, "A control loop for small wind turbines with low harmonic distortion and improved factor", International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'09), Valencia, España, Abril del 2009.

O. Carranza, E. Figueres, G. Garcerá, **L.G. Gonzalez**, "Peak Current Mode Control of a Boost Rectifier with Low Distortion of the Input Current for Wind Power System based on Permanent Magnetic Synchronous Generators", 13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2009), Sep 8-10. Barcelona, España.

Francisco González-Espín, Emilio Figueres, Gabriel Garcera, Raúl González, O. Carranza, **L.G. González**, "A Digital Technique to Measure the Loop Gain of Power Converters", 13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2009), Sep 8-10. Barcelona, España.

Anexos

A. Determinación experimental parámetros del GSIP

Para la determinación experimental de los parámetros del GSIP, se realizó el estudio en frecuencia de la impedancia equivalente fase a fase y la determinación de la fuerza electromotriz inducida. El primer experimento fue realizado con el uso del analizador de respuesta en frecuencia marca NF, modelo FRA5097, midiendo la impedancia equivalente entre fases en un rango de frecuencia de 1Hz a 100KHz, con el rotor bloqueado con un ángulo de 15° mecánicos, lo que representa 90° eléctricos. El resultado de esta medición es la mostrada en la Figura A.1. De este experimento es posible determinar la resistencia e inductancia directa (L_d) equivalente en el rango de frecuencia estudiado. En la Figura A.1a, la impedancia equivalente a baja frecuencia (1.58Hz) presenta un desfase de 2.78° lo que indica su carácter resistivo para esa frecuencia, el modulo de la impedancia es de 19.951dBΩ, lo que representa 9.94Ω entre fases y 4.97Ω por fase. En relación a la Figura A.1b, el desfase producido a una frecuencia de 562.34Hz presenta un desfase de 82.34° debido a su componente inductiva, a esta frecuencia se tiene 44.37dBΩ de impedancia equivalente, compuesta por la componente resistiva e inductiva. De esta impedancia se obtiene que la inductancia equivalente entre fases es de 46.89mH, y por fase es de $L_d = 23.44mH$.

En la Figura A.2a, se observa la respuesta en frecuencia de la impedancia equivalente entre fases del GSIP, en el caso de rotor parado a un ángulo de 0°. En la misma se observa el efecto de la resonancia mecánica para una frecuencia de 70Hz, esta resonancia está presente debido a que en la prueba de laboratorio no fue posible sujetar completamente el rotor, y en el ensayo se presentaron ligeras vibraciones durante la medición de la impedancia, dando a lugar la respuesta en frecuencia mostrada.

Anexo A

En la Figura A.2b, se muestra la respuesta en frecuencia de la inductancia equivalente en el caso de rotor parado a un ángulo de 0° , para una frecuencia de 562.3413Hz, se obtiene una impedancia equivalente de 45.944dB Ω , lo que representa 198.24 Ω , y si se tiene en cuenta la resistencia en serie de 10 Ω entre fases, se obtiene una reactancia inductiva de 197.99 Ω , lo que implica tener un inductancia en cuadratura por fase $L_q = 28.01mH$.

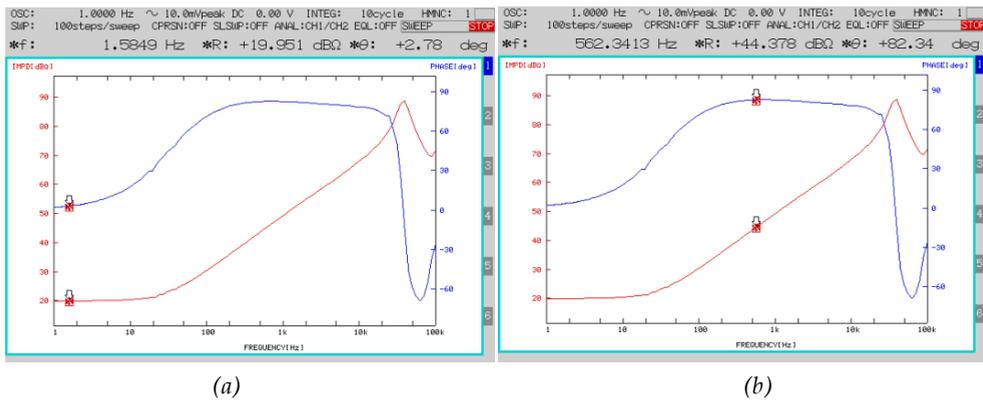


Figura A.1, Respuesta en frecuencia, (a) Impedancia a 1.58Hz, (b) Impedancia a 562.34Hz con rotor bloqueado a 15° .

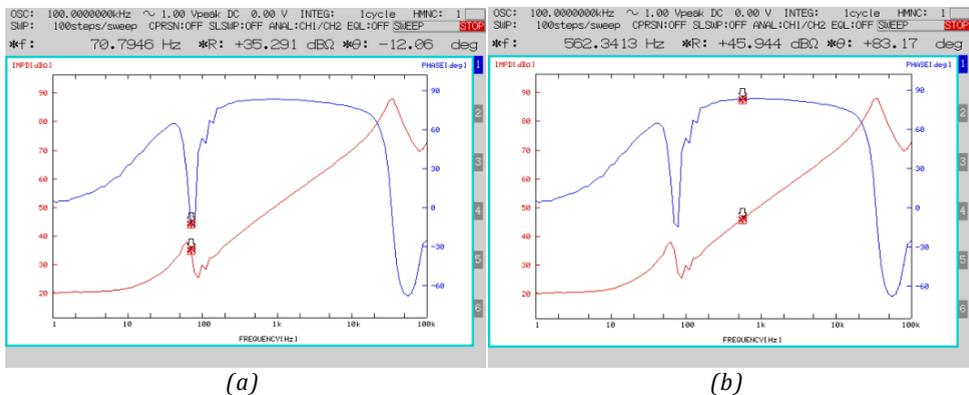


Figura A.2, Respuesta en frecuencia, (a) Impedancia a 70.7946Hz, con rotor bloqueado a 0° , (b) Impedancia a 562.34Hz, con rotor bloqueado a 0° .

De las Figura A.1 y Figura A.2, se observan que en frecuencias superiores a 20kHz, el comportamiento del GSIP presenta una resonancia cambiando su

comportamiento inductivo a capacitivo. Esta resonancia limita la frecuencia de conmutación del rectificador trifásico controlado.

El segundo experimento, consiste en determinar el coeficiente del flujo magnético producido por los imanes permanentes, puede ser determinado midiendo el voltaje línea a línea a una velocidad de rotación definida en la Tabla A.1, y el numero de pares de polos que es constante ($p=6$).

<i>Velocidad rotor (W_{rpm})</i>	<i>Voltaje $V_{ll(rms)}$</i>	$\Psi_m = \sqrt{\frac{2 V_{ll(rms)} \cdot 60}{3 W_{rpm} p \cdot 2\pi}} (v \cdot s / rad)$
105	76	0.9406
250	187	0.9720
329	248	0.9795
407	305	0.9738
459	345	0.9767
533	401	0.9776
595	448	0.9784

Tabla A.1, Calculo flujo magnético GSIP.

El valor del flujo magnético es calculado como el valor promedio de los valores calculados en la Tabla A.1, arrojando como flujo estimado $\Psi_m = 0.9770 v \cdot \frac{s}{rad}$, ésta magnitud puede ser entendida como una sexta parte del voltaje pico por fase, a una velocidad de rotación de 1rad/s.

En la Figura A.3, se observa de manera grafica los datos mostrados en la Tabla A.1, en la misma se muestra el comportamiento del flujo magnético, en el cual, el efecto de la saturación magnética no se presenta en el rango de velocidades estudiado.

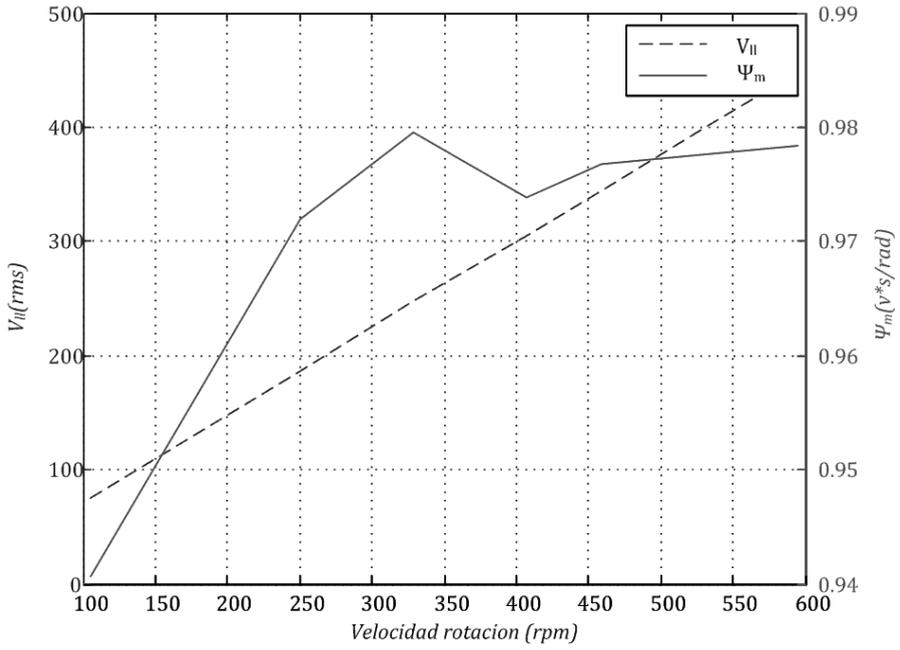


Figura A.3, Voltaje línea a línea y flujo medido del GSIP en vacío.

B. Modelado y Control del Inversor con Conexión a Red.

De manera similar como se ha realizado el modelado de la etapa rectificadora en el apartado 3.3, el diagrama esquemático que representa el modelado de la etapa inversora con conexión a red es mostrada en la Figura B.1. Esta etapa es conectado a la red eléctrica mediante un conjunto de inductancias, que cumplen funciones de filtrado. El objetivo de este convertidor de potencia, consiste en recibir la energía aportada por la etapa rectificadora presente en la DC-Link, e inyectarla como una fuente de voltaje trifásico a la red eléctrica.

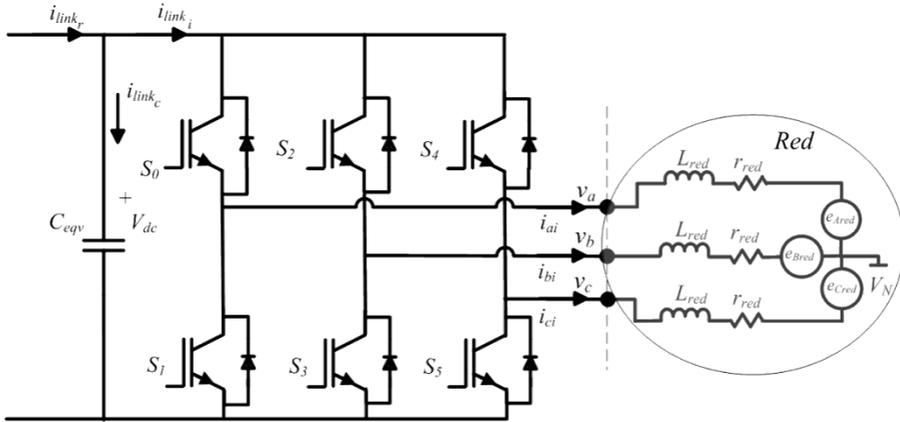


Figura B.1, Modelo del inversor trifásico con conexión a red

Las ecuaciones del inversor trifásico con conexión a red, con el modelo de estados promedios y los elementos externos del circuito están dadas por las ecuaciones (B.1) y (B.2), y representadas gráficamente en la Figura B.2.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ai} \\ i_{bi} \\ i_{ci} \end{bmatrix} = -\frac{r_{red}}{L_{red}} \begin{bmatrix} i_{ai} \\ i_{bi} \\ i_{ci} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{red}} \begin{bmatrix} e_{Ared} \\ e_{Bred} \\ e_{Cred} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{red}} \begin{bmatrix} V_N \\ V_N \\ V_N \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{red}} \begin{bmatrix} d_{ai} \\ d_{bi} \\ d_{ci} \end{bmatrix} \cdot v_{dc} \quad (B.1)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{eqv}} (i_{link_r} - i_{link_i}) \quad (B.2)$$

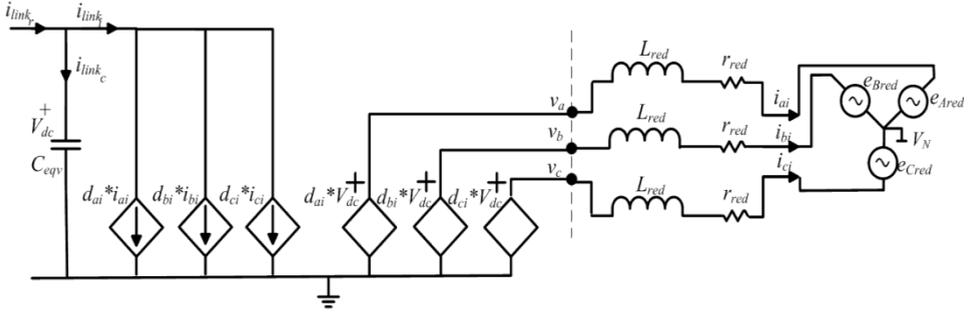


Figura B.2, Modelo del inversor trifásico con conexión a red (estados promedios)

De la figura anterior es posible apreciar que la tensión DC-link (V_{dc}), depende de la corriente de entrada proveniente de la etapa rectificadora i_{link_r} y de la corriente de salida i_{link_i} , que también puede ser definida como la suma de las corrientes promedios por los ciclos de trabajos correspondientes.

De igual manera que se realizó el análisis para la etapa rectificadora en el apartado 3.3, se determina el modelo del inversor con conexión en el sistema de referencia síncrono, mediante la transformada de Park. El conjunto de ecuaciones es mostrado en (B.3) y (B.4).

$$v_{di} = d_{di}v_{dc} = +r_{red}i_{di} - \omega_{red}L_{red}i_{qi} + L_{red}\frac{di_{di}}{dt} \quad (B.3)$$

$$v_{qi} = d_{qi}v_{dc} = +r_{red}i_{qi} + \omega_{red}L_{red}i_{di} + L_{red}\frac{di_{qi}}{dt} + \sqrt{\frac{3}{2}}e_{red} \quad (B.4)$$

La corriente de entrada al inversor, está dada por la ecuación (B.5), de manera que el voltaje en el bus de continua, esta dado en función de la corriente de entrada y salida, en la ecuación (B.6), ecuación que será de utilidad para el control de la tensión en la DC-Link por parte del inversor con conexión a red.

$$i_{link_i} = d_{di}i_{di} + d_{qi}i_{qi} \quad (B.5)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{eqv}} (i_{link_r} - i_{link_i}) \quad (B.6)$$

Una vez conocido el modelo en gran señal del inversor con conexión a red, y utilizando la notación de la ecuación (3.43), es posible encontrar el modelado en pequeña señal del inversor. Esta ecuación denota el valor del punto de operación y el termino de pequeña señal de una variable respectivamente, de las ecuaciones (B.3) a la (B.6), el modelado del inversor con conexión a red, en términos de pequeña señal, despreciando los términos no lineales y el punto de operación, están dadas, desde la ecuación (B.7) hasta (B.10).

$$\tilde{d}_{di}V_{dc} + D_{di}\tilde{v}_{dc} = +r_{red}\tilde{i}_{di} - \tilde{\omega}_{red}L_{red}I_{qi} - W_{red}L_{red}\tilde{i}_{qi} + L_{red}\frac{d\tilde{i}_{di}}{dt} \quad (B.7)$$

$$\tilde{d}_{qi}V_{dc} + D_{qi}\tilde{v}_{dc} = +r_{red}\tilde{i}_{qi} + \tilde{\omega}_{red}L_{red}I_{di} + W_{red}L_{red}\tilde{i}_{di} + L_{red}\frac{d\tilde{i}_{qi}}{dt} + \sqrt{\frac{3}{2}}\tilde{e}_{red} \quad (B.8)$$

$$\tilde{i}_{link_i} = \tilde{d}_{di}I_{di} + D_{di}\tilde{i}_{di} + \tilde{d}_{qi}I_{qi} + D_{qi}\tilde{i}_{qi} \quad (B.9)$$

$$\frac{d\tilde{v}_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{eqv}} (\tilde{i}_{link_r} - \tilde{i}_{link_i}) \quad (B.10)$$

Con la finalidad de simplificar la función de transferencia equivalente (B.7) y (B.8), se han despreciado las variaciones de la tensión en la DC-Link ($\tilde{v}_{dc} = 0$) y la tensión en red ($\tilde{e}_{red} = 0$), el modelo de pequeña señal se ha transformado al dominio de Laplace, obteniéndose las ecuaciones (B.11) y (B.12), y visto en diagrama de bloques en la Figura B.3.

$$\tilde{i}_{di} = \frac{W_{red}L_{red}\tilde{i}_{qi} + \tilde{d}_{di}V_{dc}}{(sL_{red} + r_{red})} \quad (B.11)$$

$$\tilde{i}_{qi} = \frac{-W_{red}L_{red}\tilde{i}_{di} + \tilde{d}_{qi}V_{dc}}{(sL_{red} + r_{red})} \quad (B.12)$$

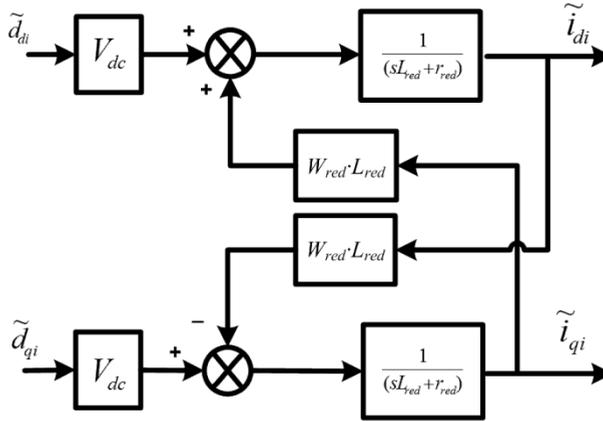


Figura B.3, Modelo inversor en pequeña señal (Corrientes de línea vs. Ciclo de trabajo)

De las ecuaciones (B.11) y (B.12), se observa que las corrientes de salida están acopladas por el efecto de los términos $W_{red}L_{red}\tilde{i}_{qi}$ y $-W_{red}L_{red}\tilde{i}_{di}$, términos que suponen un inconveniente por poder controlar de manera independiente las corrientes de los canales d y q . Una manera de simplificar la estructura de control es convertir la función de transferencia en varios sistemas de una entrada y una salida (SISO), para esto se utilizó técnicas de desacoplo, cómo es la utilizada en [33]. El modelo de pequeña señal con desacopladores se muestra en la Figura B.4.

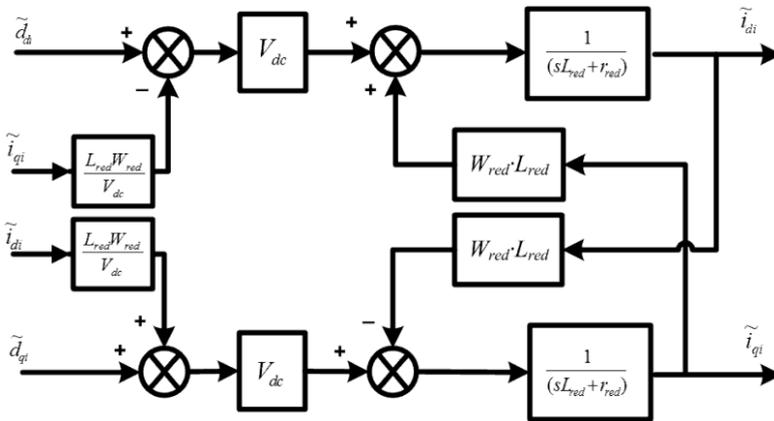


Figura B.4, Modelo de pequeña señal simplificado, Inversor con conexión a red

Con la técnica de desacoplo, se elimina la interrelación de las corrientes \tilde{i}_{di} e \tilde{i}_{qi} en pequeña señal, estas funciones son mostradas en (B.13) y (B.14), ecuaciones de primer orden con un polo definido por la relación $\left(\frac{r_{red}}{L_{red}}\right)$ y ganancia $\left(\frac{V_{dc}}{L_{red}}\right)$, parámetros que dependen del punto de operación y de los elementos pasivos del sistema.

$$\tilde{i}_{di} = \frac{\tilde{d}_{di}V_{dc}}{(sL_{red} + r_{red})} \quad (B.13)$$

$$\tilde{i}_{qi} = \frac{\tilde{d}_{qi}V_{dc}}{(sL_{red} + r_{red})} \quad (B.14)$$

El modelo del lazo de control de las corrientes en el sistema de referencia dq , está dado por el diagrama de la Figura B.5 y Figura B.6, donde G_{cdi} y G_{cqi} son las funciones de transferencia de los controladores y (β_{di}, β_{qi}) son las ganancias asociadas al sensado de las corrientes i_{di} e i_{qi} respectivamente, que están definidas como filtros antialiasing de primer orden con ganancia unitaria y frecuencia de corte $f_c=1.5kHz$. En relación la ganancia del modular PWM, se utiliza la misma ganancia utilizada en la etapa rectificadora, dado por la ecuación (4.27).

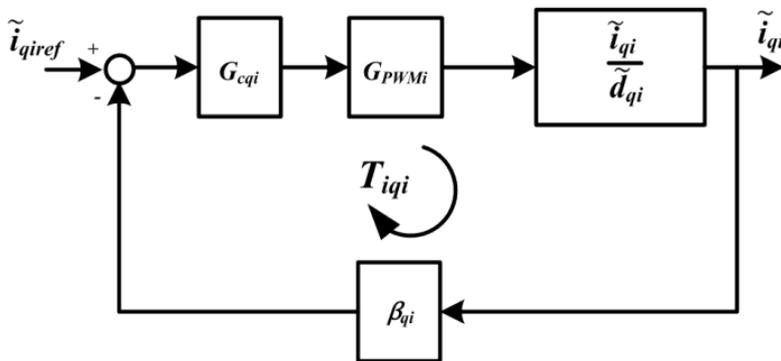


Figura B.5, Lazo de control de corriente activa (i_{qi}), inversor con conexión a red

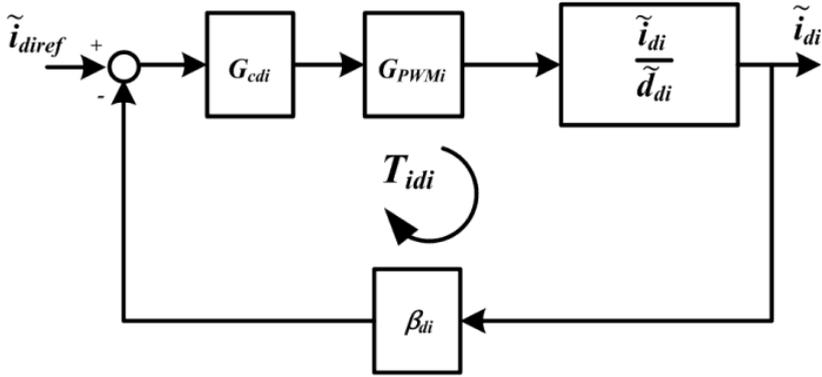


Figura B.6, Lazo de control de corriente reactiva (i_{di}), inversor con conexión a red

Las ganancias de lazo equivalente, están dadas por las ecuaciones (B.15) y (B.16), ecuaciones que son de importancia para el diseño y sintonización de los reguladores de corriente en el inversor.

$$T_{idi} = \beta_{di} \cdot G_{cdi} \cdot G_{pwm} \cdot \frac{V_{dc}}{L_{red}s + r_{red}} \quad (B.15)$$

$$T_{iqi} = \beta_{qi} \cdot G_{cqi} \cdot G_{pwm} \cdot \frac{V_{dc}}{L_{red}s + r_s} \quad (B.16)$$

B.1 Diseño y sintonización del controlador de corriente en el inversor con conexión a red.

Para la etapa inversora, las inductancias en serie son calculadas utilizando el criterio del 10% de la impedancia base del sistema, si se maneja una potencia nominal de 2kW y la tensión nominal de red es 230V, la inductancia será de 25mH, inductancias que presentan una resistencia parasita medida de 0.4Ω. Con estos elementos, la respuesta en frecuencia para los lazos de control de las corrientes i_{di} , i_{qi} , son mostradas en la Figura B.7, cuyo criterio de estabilidad utilizado, responde al criterio de estabilidad de Bode. Siguiendo este, se ha fijado la frecuencia de cruce

por cero en 713Hz , dado que para esta frecuencia, se obtiene un margen de fase de (51.7°) , y un margen de ganancia de (12.7dB) . Bajo estas condiciones el sistema presentará un comportamiento a lazo cerrado estable. Los parámetros del regulador PI para este comportamiento corresponden a: $K_p=0.1551$ y $K_i=2.82$.

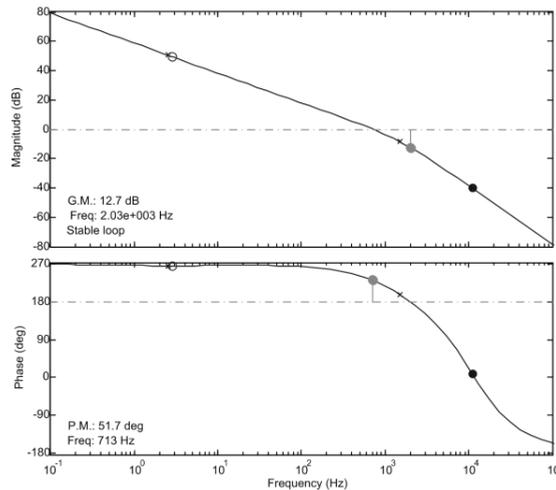


Figura B.7, Respuesta en frecuencia, ganancia de lazo (T_{idi})

B.2 Diseño de lazo de control de voltaje en la DC-Link.

Si se asume que la potencia en términos de pequeña señal está dada por la ecuación (B.17), y la potencia entregada por el rectificador a la DC-Link es constante ($\tilde{P}_{out(rectificador)} = 0$), debido a la lenta velocidad de respuesta del generador ante variaciones en la velocidad del viento. Mediante esta suposición es posible conocer la dinámica de la corriente entrada a la DC-link en pequeña señal (B.18), si se conoce la dinámica de la tensión en el condensador equivalente de la DC-Link mediante la ecuación (B.10), es posible conocer la dinámica de la tensión en función de la corriente del inversor, sustituyendo la ecuación (B.18) en la ecuación (B.10), y si se utiliza la técnica de control vectorial ($i_d=0$), en la etapa inversora al igual que la rectificadora, es posible obtener la dinámica de la tensión

DC-Link en función del punto de operación (V_{dc} , I_{link_r} , D_{qi}) y la corriente activa i_{qi} , como se muestra en la ecuación (B.19). Es conveniente recordar, que el caso del inversor de conexión a red, se usa como la componente reactiva, el eje d del marco de referencia síncrono, de manera que el control de la componente activa corresponde al eje q .

$$\tilde{P}_{out(rectificador)} = \tilde{v}_{dc} \cdot I_{link_r} + V_{dc} \cdot \tilde{i}_{link_r} \quad (B.17)$$

$$\tilde{i}_{link_r} = -\frac{\tilde{v}_{dc} \cdot I_{link_r}}{V_{dc}} \quad (B.18)$$

$$\frac{\tilde{v}_{dc}}{\tilde{i}_{qi}} = -\frac{D_{qi}}{C_{eqv}s + \frac{I_{link_r}}{V_{dc}}} \quad (B.19)$$

Una vez conocida la función de transferencia de la tensión DC-link en función de la corriente del inversor, es posible diseñar el lazo de control, en este caso se ha utilizado un regular PI, cuya función de transferencia está dada por ($G_v = k_p + \frac{k_i}{s}$) [89]. La ganancia de lazo cerrado es mostrada en la ecuación (B.20), donde la ganancia del transmisor es definida como ($\beta_v = \frac{1}{\frac{s}{2\pi \cdot 1500} + 1}$), que corresponde a un filtro de primer orden con frecuencia de corte 1.5kHz y ganancia unitaria. El criterio de sintonización utilizado, consiste en ajustar la frecuencia de cruce, a un valor mayor que al alcanzado en la ganancia de lazo del control de velocidad. En caso de fijar un valor menor o igual, se pudieran presentar sobre tensiones en la DC-Link que afectaría la vida útil de los condensadores involucrados.

De manera contraria en caso de seleccionar valores elevados de la frecuencia de cruce en el lazo de control de voltaje, se aumentaría la distorsión en las corrientes de línea asociadas al inversor con conexión a red. Cumpliendo con este criterio, la frecuencia de cruce se ha establecido en 4Hz.

$$T_v = \beta_v \cdot G_v \cdot \frac{\tilde{v}_{dc}}{\tilde{i}_{qi}} \quad (\text{B.20})$$

En la selección de los coeficientes del regulador de tensión, es realizado un barrido paramétrico en función al punto de operación en la ganancia de lazo, observándose que a medida que se reduce la potencia de operación, la frecuencia de cruce se reduce, de manera que el regulador PI es sintonizado para el menor punto de operación posible. La respuesta en frecuencia de la ganancia del lazo de tensión, es mostrada en la Figura B.8, con $G_v = 0.13 + \frac{0.058}{s}$, para el regulador PI. En la respuesta en frecuencia, se observa que cuando esta cruza por cero, el sistema presenta un margen de fase superior a 90° y de ganancia elevado, con lo se garantiza un sistema estable y con una buena respuesta dinámica.

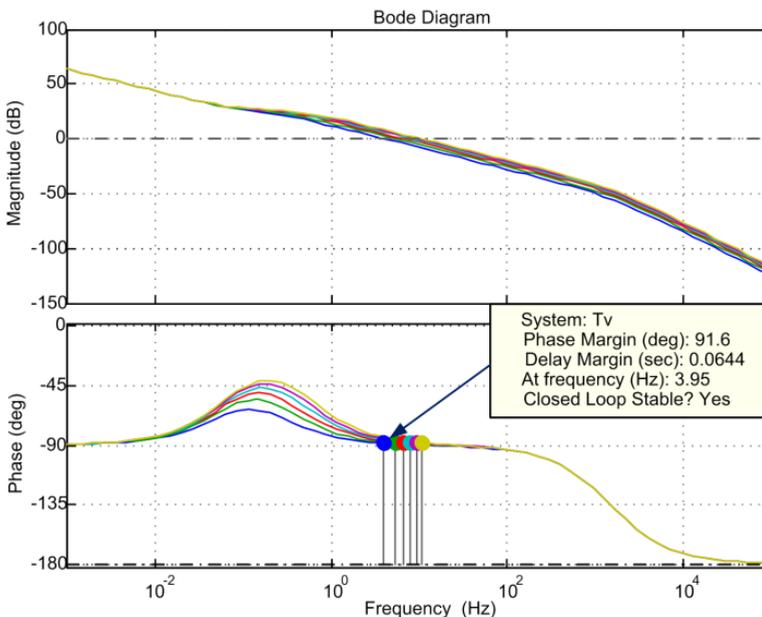


Figura B.8, Respuesta en frecuencia, ganancia de lazo (T_v)

C. Análisis térmico experimental del prototipo del SCEE.

Otro aspecto importante para el buen funcionamiento prototipo del SCEE, es la verificación experimental de puntos de calor, ya que con estos se puede reducir de una manera importante la vida útil de los componentes involucrados. La Figura C.1, muestra el comportamiento térmico del prototipo construido. Con esta prueba se comprobó, que operando a una potencia de 2Kw y durante 1 hora de funcionamiento continuo, el convertidor de potencia no aumenta su temperatura considerablemente, de la misma forma ocurre con la etapa de sensado y control. Por otra parte, el GSIP operando a potencia nominal, en estado estable alcanza una temperatura de 80°C, Siendo éste componente del sistema, el elemento que limitará la potencia de operación del prototipo.

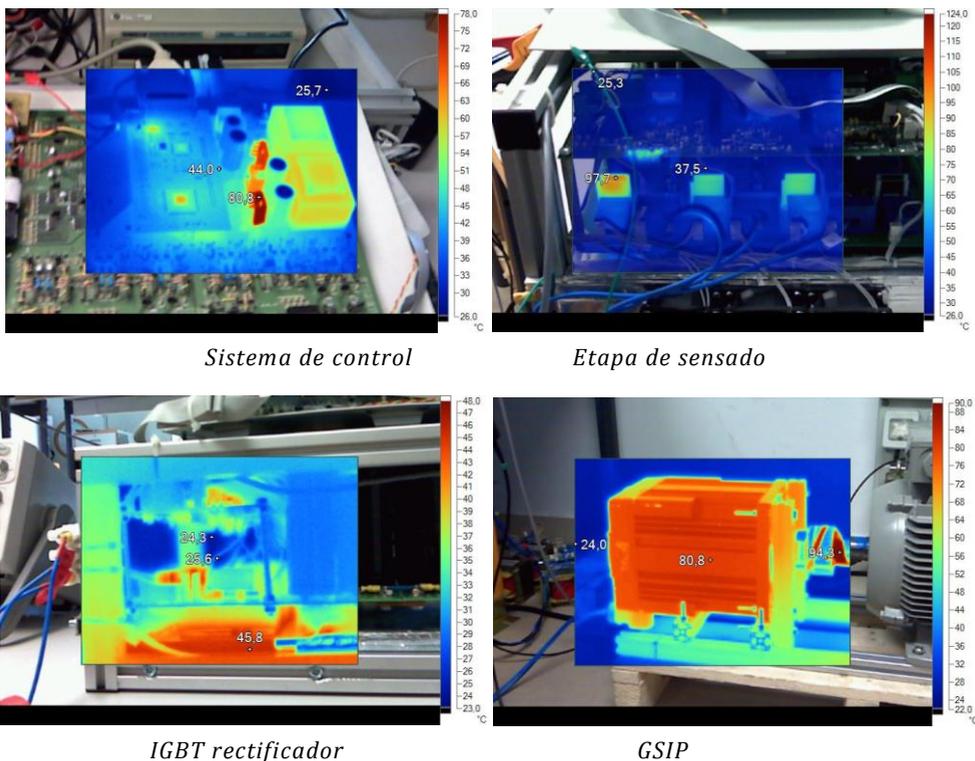


Figura C.1, Análisis experimental termo grafico del prototipo SCEE

D. Descripción del emulador del SCEE

La principal motivación de usar un simulador para las aplicaciones de energía eólica, es la posibilidad de repetición de las variables físicas ambientales fundamentales, en este caso, es la velocidad del viento. Los emuladores pueden conferirse a simular la condiciones climáticas en un recinto dispuesto para ello en un túnel de viento artificial, variando la velocidad del viento con ventiladores [90][91] ó también realizar emuladores netamente electromecánicos que son mas compactos, emulando la turbina eólica mediante un conjunto de motor y variador de velocidad con un sistema de control, que permite modelar las características estáticas y dinámicas de la turbina eólica mediante modelos matemáticos [92][93].

El esquema utilizado en el emulador del sistema de conversión de energía eólica es mostrado en la Figura D.1.

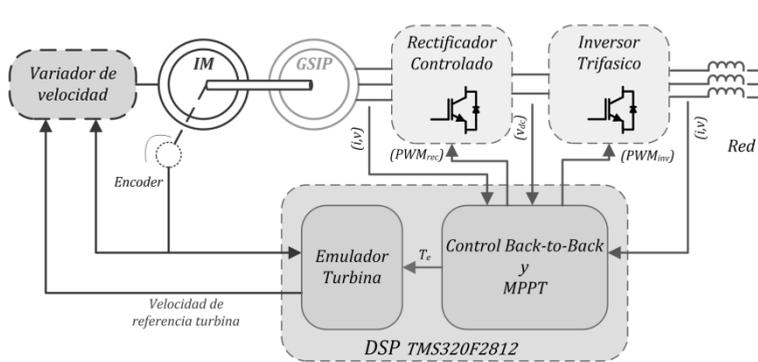


Figura D.1, Esquema general emulador sistema de conversión energía eólica

El esquema del emulador mostrado, involucra un lazo de velocidad, manejado por el variador de velocidad, en este caso es utilizado el modelo Micromaster 440 de la marca Siemens®, con una entrada analógica en un rango de 0 a 10V que representa la velocidad de referencia de la turbina. Ésta viene dada al variador de velocidad y es determinada mediante la ecuación de equilibrio mecánico, ecuación

Anexo D

(3.65), fijando una determinada inercia y coeficiente fricción, la curva característica de la turbina eólica determina el par generado por el motor de inducción.

También es necesario conocer el par ejercido por el GSIP, en este caso es posible estimarlo dado al uso de control vectorial ($I_d=0$), dado que el par asociado presenta una relación lineal entre el par y la corriente i_q . Con esta particularidad, es posible estimar con cierta precisión el par asociado al mismo, de lo contrario se podría producir errores considerables en la estimación.

En relación a la configuración utilizada en el variador de velocidad, es utilizado un control de velocidad, con una referencia analógica externa, también se usa la opción de entrada de encóder que permite corregir el problema del deslizamiento típico de un motor de inducción. El motor utilizado es del modelo *1LE1002CC322AA4Z* de marca Siemens®, con una potencia nominal de *5.5Kw*, 6 polos, velocidad nominal *950rpm* y par máximo *55Nm*.

El encóder utilizado corresponde al modelo *1XP8012-10 HTL*, de la marca Siemens®, este encóder genera 4096 pulsos por revolución, además genera pulsos en cuadratura que permite conocer el sentido de giro del motor. Las señales con niveles lógicos provenientes del encoder utilizadas por el DSP mediante el modulo de Quadrature Encoder Pulse (QEP) [94] permiten determinar la velocidad de rotación del sistema mecánico.

Finalmente el emulador de laboratorio del sistema de conversión de energía eólica, es mostrado en la Figura D.2.

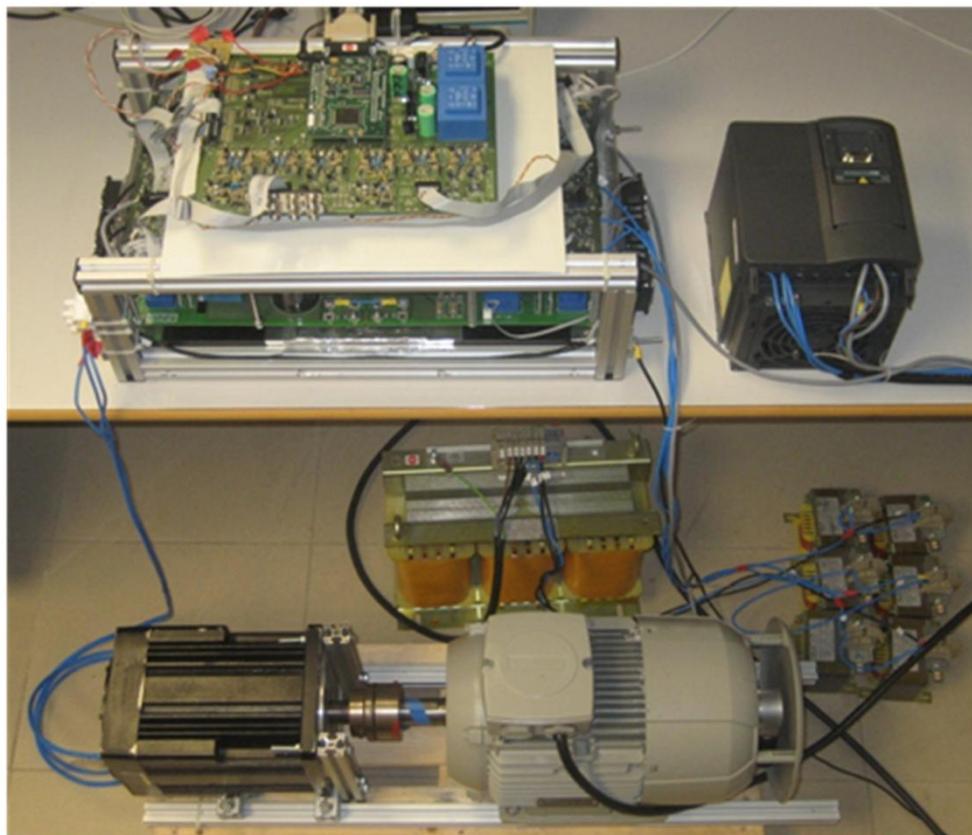


Figura D.2, Emulador sistema de conversión de energía eólica

D.1 Sistema de control digital utilizado

El sistema de control está compuesto por una placa de propósitos generales, diseñada por el Grupo de Sistemas Electrónicos Industriales (GSEI) de la Universidad Politécnica de Valencia, el cual permite configurar de manera rápida el tipo de entradas y salidas a utilizar. Para la aplicación se han utilizado 12 entradas analógicas que incluyen el sensado de las corrientes y tensiones de línea del GSIP y de la red, además de la tensión de la DC-link y la temperatura de operación de ambas etapas. En relación a las entradas y salida digitales se utilizan 14 salidas y 7 entradas, que incluyen las salidas de los moduladores PWM, señales de error por parte de los drives de los IGBTs, además de señales del encoder incremental y del variador de velocidad. En la Figura D.3, se observa el modulo de control utilizado, cuyo elemento de procesamiento es el DSP de coma fija TMS320F2812.

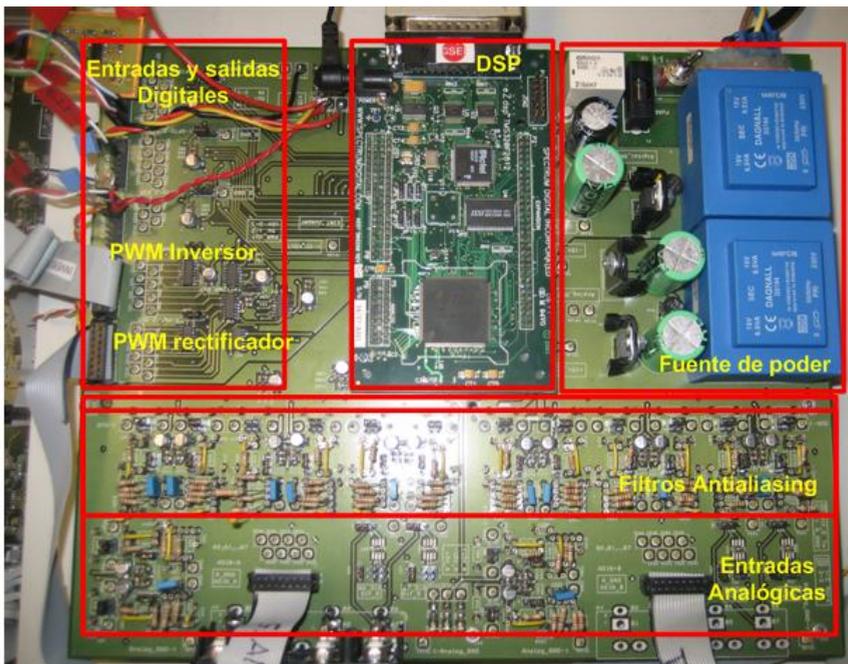


Figura D.3, Sistema de control digital

E. Determinación de curvas características conjunto turbina eólica y GSIP.

Para analizar el comportamiento de las técnicas de seguimiento de máxima potencia y la estructura de control planteada para el prototipo del sistema de conversión de energía eólica construido, es utilizado el modelo de la turbina eólica mostrada en el Anexo F, ante un perfil de viento y velocidad de referencia de rotor, mostrado en la Figura E.1a. La estructura de control utilizada, consiste en fijar una velocidad de viento y una velocidad de referencia en el rotor, en el lazo de control de velocidad. Bajo estas condiciones, la velocidad del viento definida, además de la velocidad de rotación determinan un par mecánico (T_r), mediante el modelo de la turbina eólica. Al mismo tiempo el control de velocidad impone un par electromecánico (T_e) que permite alcanzar la velocidad de referencia (ω_{ref}).

La velocidad de rotación de referencia (ω_{ref}), mostrada en la Figura E.1a, es fijada con una pendiente de 184.94 rpm/min, pendiente que es inferior a la pendiente utilizada en la evaluación del lazo de velocidad, ante referencias de tipo rampa (2400 rpm/min), con lo que es de suponer que esta dinámica impuesta, permite obtener la potencia de salida en estado estable, mostrada en la Figura E.1b.

La potencia de salida utilizada para caracterizar el sistema, es estimada en la salida de la etapa rectificadora, mediante la ecuación (E.1), en donde son utilizadas las variables del lazo de corriente activa, de modo que V_{dc} es la tensión del bus de continua, d_q e i_q son el ciclo de trabajo y la corriente del lazo de control de corriente activa, en el sistema de referencia síncrono. En esta potencia estimada, están incluidas las pérdidas producidas por el cobre del GSIP, las pérdidas por fricción del sistema mecánico y las pérdidas de la etapa rectificadora, por lo que la potencia calculada menos las pérdidas producidas en la etapa inversora resulta la potencia efectiva a ser entrada a la red.

$$P_{out(rectificador)} = V_{dc} \cdot d_q \cdot i_q \quad (E.1)$$

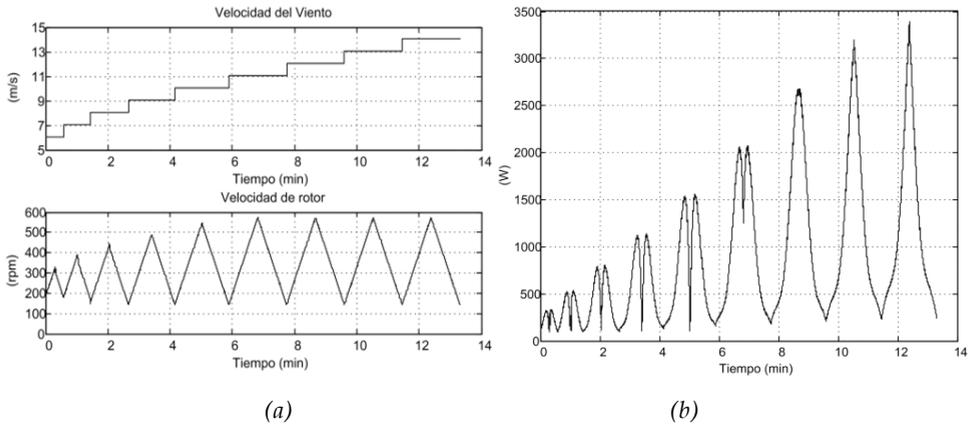


Figura E.1, (a) Velocidad del viento y de rotor, (b) Potencia de salida.

Luego de recopilar los datos de la potencia de salida, la velocidad del viento y la velocidad de rotación, es determinada la relación de velocidades (λ) para ser mostrados de manera grafica en la Figura E.2a y Figura E.2b, con ellas es caracterizado el sistema conformado por la turbina eólica, GSIP y rectificador controlado.

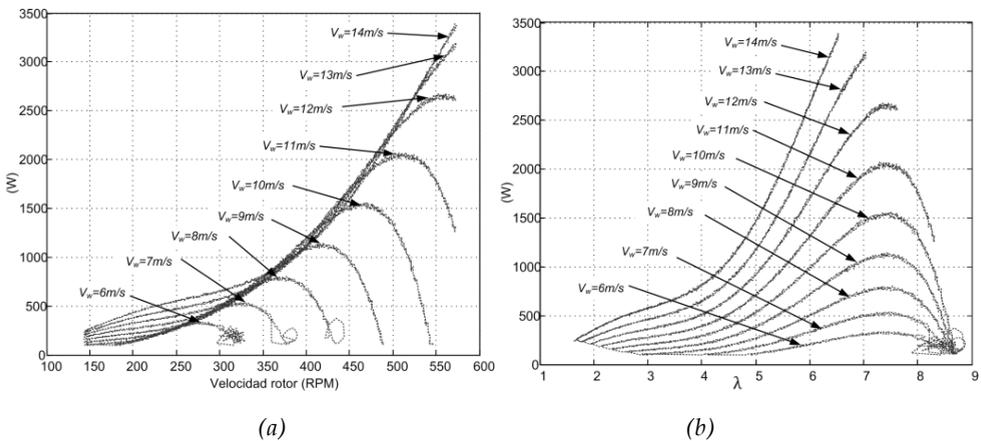


Figura E.2, Curvas características Turbina-Generador, (a) en función a velocidad de rotor, (b) en función a λ .

F. Parámetros del prototipo experimental

<i>Inductancia de línea (Inversor)</i>	25mh	<i>Frecuencia de línea (Red)</i>	50Hz
<i>Resistencia parasita inductor (Inversor)</i>	0.4 Ω	<i>Frecuencia de muestreo (f_s)</i>	10kHz
<i>Tensión DC-Link</i>	800v	<i>Frecuencia de conmutación (f_{sw})</i>	5kHz
<i>Tensión de línea</i>	230v (rms)		

Tabla F.1, Parámetros convertidor de potencia back-to-back

<i>r</i>	1.525 m	<i>J</i>	0.5 K*m ²
<i>ρ</i>	1.08 Kg/m ³		
<i>$\delta_a, \delta_b, \delta_c, \delta_d, \delta_e, \delta_f$</i>	(0.0344, -0.0864, 0.1168, -0.0484, 0.00832, -0.00048)		

Tabla F.2, Parámetros del sistema mecánico

G. Transformaciones de Coordenadas

G.1 Transformación de Clarke

En un sistema trifásico se consideran generalmente tres señales eléctricas, en sistemas balanceados están caracterizadas por estar desfasadas 120° y con igual amplitud, regularmente nombradas las componentes x_a, x_b, x_c . Estos tres valores escalares son función del tiempo y se pueden considerar las tres componentes de un vector espacial según un sistema de ejes coordenados ortogonales a - b - c .

Si son $\vec{a}, \vec{b}, \vec{c}$, los vectores unitarios, según los correspondientes ejes, el vector espacial se representa:

$$\mathbf{x} = x_a \cdot \vec{a} + x_b \cdot \vec{b} + x_c \cdot \vec{c} \quad (\text{G.1})$$

Si x_0 es la componente homopolar, las tres señales del sistema trifásico se pueden considerar como:

$$x_a = x'_a + x_0 \quad x_b = x'_b + x_0 \quad x_c = x'_c + x_0 \quad (\text{G.2})$$

Siendo:

$$x'_a + x'_b + x'_c = 0 \quad (\text{G.3})$$

Así, se puede definir dos vectores cuyo producto escalar es nulo (ortogonales)

$$\mathbf{x}' = \begin{bmatrix} x'_a \\ x'_b \\ x'_c \end{bmatrix} \quad y \quad \mathbf{x}_0 = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_0 \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (\text{G.4})$$

Anexo G

Se puede establecer una nueva base de coordenadas, denominadas $a\text{-}\beta\text{-}0$, del siguiente modo:

- 1- El eje 0 es colinear y de la misma dirección que el vector 0 .
- 2- Los ejes $a\text{-}\beta\text{-}0$, están situados en un mismo plano.

La representación grafica de la transformada de Clark, se muestra en la Figura (G.1).

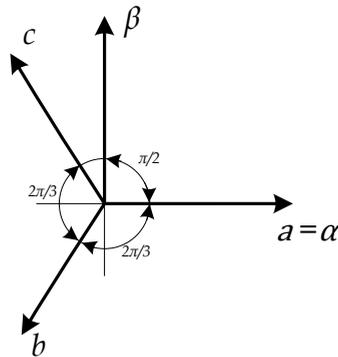


Figura G.1, Representación espacial del sistema de coordenadas $a\text{-}b\text{-}c$ y $\alpha\text{-}\beta$

Establecido tal sistema de coordenadas, se determina la matriz de transformación de un sistema a otro, según las relaciones geométricas que hay entre los vectores unitarios de cada uno de los sistemas considerados, de modo que:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta 0} = [C] \cdot \mathbf{x}_{abc} \quad (\text{G.5})$$

La matriz C , es la llamada matriz concordia y su expresión es la siguiente:

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{G.6})$$

Cuya matriz inversa es:

$$[C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{G.7})$$

Esta matriz es ortogonal, lo cual significa que $[C]^{-1} = [C]^T$.

Esta propiedad es muy interesante, e imprescindible en el tipo de transformación de ejes que se propone, puesto que se mantiene invariable la expresión del producto escalar de dos vectores y el modulo del producto vectorial, independientemente del sistema de referencia utilizado, lo cual implica la invariancia de las potencia obtenidas según uno u otro sistema de coordenadas.

La matriz de Concordia es en realidad la misma matriz Clarke normalizada, a la que se le ha dotado de la propiedad de ortonormalidad multiplicándola por un coeficiente, para conseguir la invariancia de la potencia en los procesos de transformación.

G.2 Transformación de Park

La transformación desde el sistema de ejes de referencia $a-b-c$ a otro en movimiento, del que se conoce su posición en cada momento, se hace a través de la *Transformación de Park*.

Anexo G

Si son x_a, x_b, x_c , tres señales eléctricas caracterizadas por tres valores escalares en función del tiempo, estas pueden ser expresadas en el sistema $\alpha\text{-}\beta\text{-}0$, según la matriz de transformación mostrada en (G.6).

Se puede definir un nuevo sistema de coordenadas ortonormales, denominados $d\text{-}q\text{-}0$, de modo que el eje 0 de un sistema y otro sean colineales y de la misma dirección, situándose los otros dos ejes coordenados de ambos sistemas en un mismo plano, de modo que el eje d , en un momento dado, forma un ángulo θ con el eje α . La representación gráfica de los dos sistemas de coordenadas puede verse en Figura G.2.

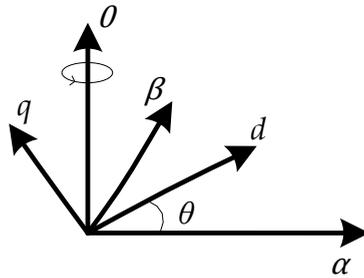


Figura G.2, Representación espacial del sistema de coordenadas $\alpha\text{-}\beta\text{-}0$ y $d\text{-}q\text{-}0$

La matriz de transformación del sistema de coordenadas $\alpha\text{-}\beta\text{-}0$ al sistema $d\text{-}q\text{-}0$ se denomina matriz de rotación $\rho(\theta)$, mostrada en la ecuación (G.8)

$$[\rho] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{G.8})$$

Esta matriz es ortonormal, lo que significa que cumple con la condición $[\rho]^{-1} = [\rho]^T$, con lo que se mantienen invariantes tanto el producto escalar como el módulo del producto vectorial de dos vectores expresados en el nuevo sistema de coordenadas.

La transformación del sistema de ejes inicial a-b-c al nuevo sistema d-q-0 se hará del siguiente modo:

$$\mathbf{x}_{dq0} = [\rho(\theta)] \cdot [C] \cdot \mathbf{x}_{abc} \quad (\text{G.9})$$

A la nueva transformación se le denomina *Transformación de Park*, de forma que:

$$[\mathbf{T}] = [\rho(\theta)] \cdot [C] \quad (\text{G.10})$$

Siendo:

$$[\mathbf{T}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{G.11})$$

De modo que la transformación al sistema de referencia síncrono dado por la ecuación

$$\mathbf{x}_{dq0} = [\mathbf{T}] \cdot \mathbf{x}_{abc} \quad (\text{G.12})$$

Esta transformada cumple con las condiciones de ortonormalidad, por lo tanto se cumple $[\mathbf{T}]^{-1} = [\mathbf{T}]^T$. Con lo que también se mantienen invariantes tanto el producto escalar como el modulo del producto vectorial de dos vectores expresados en uno o otro sistemas de coordenadas.