



UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

**EMULACIÓN DE UN AEROGENERADOR CONECTADO A LA RED A
TRAVÉS DE UN SISTEMA EXPERIMENTAL BACK-TO-BACK MEDIANTE LA
TÉCNICA “HARDWARE IN THE LOOP”**

TESIS PARA OPTAR AL GRADO DE MAGISTER EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA
MENCIÓN ELÉCTRICA

ALEXIS YANIRA MUÑOZ JADÁN

PROFESOR GUÍA:
JESÚS ROBERTO CÁRDENAS DOBSON

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
FELIX ROJAS LOBOS
DANIEL OLIVARES QUERO
RODRIGO MORENO VIEYRA

SANTIAGO DE CHILE
2016

RESUMEN DE LA TESIS PARA OPTAR AL GRADO DE MAGISTER EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA, MENCIÓN ELÉCTRICA
POR: ALEXIS YANIRA MUÑOZ JADÁN
FECHA: 2016
PROFESOR GUÍA: JESÚS ROBERTO CÁRDENAS DOBSON

EMULACIÓN DE UN AEROGENERADOR CONECTADO A LA RED A TRAVÉS DE UN SISTEMA EXPERIMENTAL BACK-TO-BACK MEDIANTE LA TÉCNICA “HARDWARE IN THE LOOP”

En la actualidad, el estudio de generación de electricidad por medio del recurso eólico es de gran importancia, por presentarse como solución para disminuir la contaminación ambiental al reemplazar los sistemas eléctricos a base de generación convencional por energía limpia. También, por constituir una vía de desarrollo para la sociedad al comunicarlo con la tecnología del mundo moderno.

Sin embargo, debido a las dificultades que existen para realizar investigaciones de energía eólica con generadores reales, es necesario implementar prototipos que sean capaces de emular, aerogeneradores que serán utilizados en el trabajo de laboratorio. En este trabajo, mediante la técnica “Hardware in the Loop”, se logra en base a datos reales, emular el comportamiento de una turbina eólica en la plataforma de desarrollo Matlab/Simulink a través del sistema embebido que constituye el convertidor de potencia en configuración Back-To-Back contenido en la unidad Triphase PM5F60R.

Considerando perfiles de viento de distinta variabilidad con distintos valores medios y con un nivel de detalle adecuado de ingeniería, se estudia el desempeño de los sistemas de control correspondientes al aerogenerador, como: Pitch control y el algoritmo MPPT. En los cuáles se efectúan cambios en algunos parámetros importantes que caracterizan a las turbinas eólicas tales como: inercia, radio del aspa, curva aerodinámica, entre otros. Por otro lado, por medio de estrategias de control de corriente, basadas en múltiples controladores resonantes y amortiguamiento activo se logra compensar las resonancias causadas por los filtros LCL, inyectar corrientes con baja distorsión armónica y entregar potencia activa y reactiva variable a la red.

Es así que, en este trabajo se identifican principalmente los siguientes aportes:

Debido a que los aerogeneradores varían según su capacidad y modelo; mediante la técnica “Hardware In The Loop”; se logra la emulación del aerogenerador y evita el uso de un aerogenerador real, otorgando flexibilidad en el diseño del mismo y su control.

Así también, las estrategias de control de corriente por medio de controladores resonantes y metodología Active Damping, permite inyección de corriente a la red con baja distorsión armónica.

Finalmente, la plataforma experimental implementada logra presentar un escenario cercano a la realidad de un sistema de generación eólica con conexión a la red por medio de un interface de electrónica de potencia. Su importancia radica debido a la validación de los resultados experimentales, en la habilidad para testear cada uno de los componentes que conforman el sistema implementado y realizar futuras investigaciones a cada uno de ellos de manera rigurosa. Así como también, es objeto de integración a otros sistemas, como por ejemplo, al de una micro-red en operación modo isla y modo red por medio de Droop Control.

*A mis amados padres: Yanira y Williams,
A mi bella hermana: Ximena,
Y a mis pequeños sobrinos: Carlitos y Elizabeth.
Porque en ellos veo el amor hecho perfección,
Porque en ellos veo a Jesús,
Porque en ellos veo a Dios,
En su más grande esplendor.
Este trabajo les pertenece.*

AGRADECIMIENTO

A Dios por guiarme a través de mi familia y enseñarme a sobrellevar cada fracaso y logro de mi vida con sonrisa y calma.

A mi familia por su infinito amor, a quienes dedico este trabajo de investigación.

Al profesor guía Roberto Cárdenas, mis más sinceros agradecimientos por su inmensa paciencia, confianza y motivación en el desarrollo de mi programa de Magíster. Y por haberme permitido llevar mi potencial a un nivel de seriedad, responsabilidad y rigor académico sin los cuales no podría tener una formación completa como investigador.

Al profesor Rodrigo Moreno y a los revisores externos, los profesores: Félix Rojas y Daniel Olivares, expreso mi gratitud por las correcciones en este trabajo de tesis.

A mis compatriotas y compañeros de la universidad: Rubén Hidalgo, Pablo Jácome, Jaqueline Llanos, Diego Ortiz, Raúl Morales, Mauricio Espinoza, Felipe Donoso, María Ignacia Devoto, Tomislav Roje, Eduardo Vilches, Lorenzo Plaza, Carlos Hernández, Claudio Burgos, Arturo Letelier, Matías Urrutia, Karina Ávila, Enrique Espina, Matías Díaz, Andrés Mora, Alejandro Angulo, Diego López; por su constante ayuda y colaboración ante cualquier inquietud, les estoy muy agradecida.

A la organización no gubernamental (ONG) EGEA liderada por Víctor Caquilpan y Rubén Méndez, por darme la oportunidad de participar como voluntaria en su proyecto de energías renovables para comunidades aisladas de Chile; fue una experiencia inolvidable, de la cual, me llevo hermosos y gratos recuerdos.

A Eliana Monardes, secretaria de postgrado DIE en el 2014, fecha de mi ingreso al programa; a Milenita Galetovic secretaria actual; y Loreto Ramírez, personal financiero, por su buena disposición y amabilidad ante los trámites referentes al programa que debía gestionar.

Finalmente, agradezco por el apoyo brindado para la realización de este trabajo de investigación al Proyecto Fondecyt 1140337, al Centro Avanzado de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, AC3E, (proyecto Basal FB0008) y al proyecto Fondecytec EQM130058, por el financiamiento del equipamiento Triphase.

TABLA DE CONTENIDO

1	INTRODUCCIÓN	1
1.1	HIPÓTESIS	2
1.2	OBJETIVOS	2
1.2.1	Objetivos Específicos	2
1.3	ALCANCES Y LIMITACIONES	2
1.4	METODOLOGÍA PROPUESTA	3
1.5	ESTRUCTURA DE TESIS	3
2	ESTADO DEL ARTE	4
2.1	TECNOLOGÍA HARDWARE IN THE LOOP	4
2.2	AEROGENERADOR	6
2.3	CLASIFICACIÓN SEGÚN LA DISPOSICIÓN DE SU EJE DE ROTACIÓN	6
2.3.1	Aerogeneradores de Eje Horizontal	6
2.3.1.1	Componentes Mecánicos	7
2.3.1.2	Componentes Eléctricos	7
2.3.1.3	Sistema de Control	8
2.4	PRINCIPALES CONFIGURACIONES DE LOS WECS (EN INGLÉS, WIND ENERGY CONVERSION SYSTEM)	8
2.4.1	Velocidad Fija	8
2.4.1.1	Generador SCIG	8
2.4.2	Velocidad Variable	9
2.4.2.1	Generador DFIG	9
2.4.2.2	Generador SCIG, PMSG Y WRSYG	9
2.4.2.3	Modos De Operación Para Velocidad Variable	10
2.5	MODELO MATEMÁTICO DEL AEROGENERADOR	11
2.5.1	Modelo Mecánico de la Turbina Eólica	11
2.5.2	Cálculo de Torque	15
2.6	MPPT (MAXIMUN POWER POINT TRACKING)	17
2.6.1	Búsqueda del punto más Alto (en Inglés, Hill Climb Search, HCS.) Algoritmo MPPT basado en Direct Power Control (DPC)	17
2.6.2	Retroalimentación de Señal de Potencia (en inglés, Power Signal Feedback, PSF). Algoritmo MPPT basado en Indirect Power Control (IPC)	18
2.6.3	Razón de Velocidad de Punta de Aspa (en inglés, Tip Speed Radio, TSR). Algoritmo MPPT basado en Indirect Power Control (IPC)	18
2.6.4	Torque Óptimo (en inglés, Optimal Torque, OT). Algoritmo MPPT basado en Indirect Power Control (IPC)	18
2.7	PITCH CONTROL	19
2.7.1	Velocidad del viento	20
2.7.2	Velocidad mecánica del generador	20
2.7.3	Potencia nominal del generador	20

2.8	MODELO DEL GENERADOR	22
2.9	OBTENCIÓN DE LA POTENCIA DE REFERENCIA DE PMSG	24
2.10	PERFIL DE VIENTO	25
2.10.1	Modelo de Velocidad Viento.....	26
2.11	TOPOLOGÍA DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA BACK-TO-BACK (BTB).....	28
3	BANCO EXPERIMENTAL	29
3.1	TRIPHAZE: PM5F60R	29
3.2	ESTRUCTURA DEL TRIPHAZE PM5F60R:.....	30
3.2.1	Topología Back-To-Back en la Unidad Triphase PM5F60R.....	30
3.2.1.1	Capacitor de Enlace (Dclink)	32
3.2.1.2	Inversor Trifásico de 3 Piernas de dos Niveles (VSC1 y VSC2).....	32
3.2.1.3	Filtro LCL	32
3.2.2	Fuente de Alimentación de Entrada y Salida a la Unidad Triphase PM5F60R	32
3.2.2.1	Alimentación de Rectificadores	33
3.2.2.2	Alimentación de Inversor VSC1	33
3.2.2.3	Alimentación de Inversor VSC2	34
3.2.3	Resumen de los Parámetros del Triphase PM5F60R.....	34
4	ESTRATEGIAS DE CONTROL	35
4.1	“GRID-SIDE CONVERTER CONTROL”	35
4.1.1	Ecuaciones dinámicas del convertidor del lado de la red	36
4.1.2	Diseño de Control PI de Corriente.....	37
4.1.3	Diseño de Control PI de Tensión.....	39
4.1.4	Diseño del Phase-Locked Loop (PLL)	42
4.2	DRIVE CONTROL.....	44
4.2.1	Teoría de la Potencia Instantánea P-Q.....	45
4.2.2	Ecuaciones dinámicas del convertidor del lado de la máquina	45
4.2.3	Control Resonante Proporcional (en inglés, Proportional-Resonant Controller, PR).....	46
4.2.3.1	PR de Corriente.....	48
4.2.3.2	PR de Corriente con Compensación de Armónicos (en inglés, Harmonic Compensator, HC)...	48
4.2.3.3	Diseño del Control PR+HC.....	49
4.3	ACTIVE DAMPING	55
4.3.1.1	Filtro LCL	56
5	RESULTADOS	63
5.1	OBTENCIÓN DE CURVA DE POTENCIA C_p (λ, β) (SIN CONSIDERAR PITCH CONTROL)	63
5.1.1	Resultados.....	63
5.2	VARIACIÓN DE PARÁMETROS ELÉCTRICOS Y MECÁNICOS DEL AEROGENERADOR ANTE VARIACIÓN DE VELOCIDAD DE VIENTO CONSIDERANDO ALGORITMO MPPT	64
5.2.1	Resultados.....	64
5.3	VALIDACIÓN DE PITCH CONTROL_ β	67

5.3.1	Resultados.....	67
5.4	PERFIL DE VIENTO	69
5.4.1.1	Resultados	69
5.5	VALIDACIÓN ALGORITMO MPPT	71
5.5.1	Resultados.....	71
5.6	ALGORITMO MPPT ANTE VARIACIÓN DE INERCIA DEL AEROGENERADOR	73
5.6.1	Resultados.....	73
5.7	CALIDAD DE SEÑAL	76
5.7.1	Control PR.....	77
5.7.2	Control PR + HC 5 ^{TO} _7 ^{MO}	79
5.7.3	Control PR + HC 5 ^{TO} _7 ^{MO} + Active Damping	81
6	CONCLUSIONES	83
7	BIBLIOGRAFÍA	85
8	ANEXOS.....	91
8.1	ANEXO A: CÓDIGO FUENTE DE LA EMULACIÓN DE UN AEROGENERADOR CONECTADO A LA RED A TRAVÉS DE UN SISTEMA EXPERIMENTAL BACK-TO-BACK MEDIANTE LA TÉCNICA “HARDWARE IN THE LOOP”	91
8.2	ANEXO B: CÓDIGO FUENTE PARA SINTONIZACIÓN DEL CONTROL Y COMPENSACIÓN DEL 5 ^{TO} Y 7 ^{MO} ARMÓNICO Y COMPARACIÓN DE PLANTAS CON Y SIN ACTIVE DAMPING.....	98
8.3	ANEXO C: DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA EMULACIÓN DE UN AEROGENERADOR CONECTADO A LA RED A TRAVÉS DE UN SISTEMA EXPERIMENTAL BACK-TO-BACK MEDIANTE LA TÉCNICA “HARDWARE IN THE LOOP”	100
8.4	ANEXO D: TRASFORMACIONES AL MARCO DE REFERENCIA SINCRÓNICO Y ESTACIONARIO	102
8.4.1	Transformación al marco de referencia sincrónico.....	103
8.4.2	Transformación al marco de referencia estacionario	104
8.5	ANEXO E: CÁLCULO DE CORRIENTE DE CORTOCIRCUITO E IMPEDANCIAS DEL TRANSFORMADOR	106
8.5.1	Cortocircuito Trifásico	106
8.5.2	Impedancia Interna del Transformador.....	106

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 2.1. PARÁMETROS DEL MODELO DEL AEROGENERADOR	23
TABLA 3.1. RESUMEN DE LOS PARÁMETROS DEL TRIPHASE PM5F60R	34
TABLA 5.1. NIVEL DE ARMÓNICOS COMO PORCENTAJE DE LA FUNDAMENTAL	70
TABLA 5.2. LÍMITES DE DISTORSIÓN PARA SISTEMAS DE GENERACIÓN DE DISTRIBUCIÓN COMO PORCENTAJE DE LA FUNDAMENTAL	76
TABLA 5.3. CALIDAD DE SEÑAL DE CORRIENTE MEDIANTE ACCIÓN PR.....	78
TABLA 5.4. CALIDAD DE SEÑAL DE CORRIENTE MEDIANTE ACCIÓN PR Y COMPENSACIÓN HC DEL 5 ^{TO} Y 7 ^{MO} ARMÓNICO	80
TABLA 5.5. CALIDAD DE SEÑAL DE CORRIENTE MEDIANTE ACCIÓN PR + HC 5 ^{TO} -7 ^{MO} Y ACTIVE DAMPING	82
TABLA 8.1. TENSIÓN DE CORTOCIRCUITO μcc NORMALIZADA PARA LOS TRANSFORMADORES MT/BT DE DISTRIBUCIÓN PÚBLICA [58]	106

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

FIGURA 2.1. ARQUITECTURA DE LA TÉCNICA HARDWARE-IN-THE-LOOP IMPLEMENTADA EN TRIPHASE PM5F60R.....	5
FIGURA 2.2. CONFIGURACIÓN WECS CON GENERADOR SCIG [3].	8
FIGURA 2.3. CONFIGURACIÓN WECS CON GENERADOR DFIG.	9
FIGURA 2.4. CONFIGURACIÓN WECS CON GENERADOR SCIG, PMSG Y WRSG [3].....	10
FIGURA 2.5. REGIONES DE OPERACIÓN DE UN AEROGENERADOR.	10
FIGURA 2.6. CURVA DE COEFICIENTE DE POTENCIA VS LAMBDA PARA DISTINTOS VALORES DE β	12
FIGURA 2.7. MODELO DE TURBINA EÓLICA CONSIDERANDO ALGORITMO OT PARA MPPT	15
FIGURA 2.8. CÓDIGO DISCRETO DEL MODELO DE LA TURBINA	15
FIGURA 2.9. MODELO PARA CÁLCULO DE TORQUE	16
FIGURA 2.10. CÓDIGO DISCRETO DEL CÁLCULO DE TORQUE	17
FIGURA 2.11. COEFICIENTE DE POTENCIA EN FUNCIÓN DE LA RAZÓN DE VELOCIDAD DE PUNTA DE ASPA [38]	18
FIGURA 2.12. ESTRATEGIA DE CONTROL. VELOCIDAD DEL VIENTO.....	20
FIGURA 2.13. ESTRATEGIA DE CONTROL. VELOCIDAD MECÁNICA DEL GENERADOR	20
FIGURA 2.14. ESTRATEGIA DE CONTROL. POTENCIA DEL GENERADOR.....	20
FIGURA 2.15. MODELO DE ESTRATEGIA PITCH CONTROL IMPLEMENTADO “POTENCIA DEL GENERADOR”.....	21
FIGURA 2.16. CÓDIGO DISCRETO DEL MODELO DE LA ESTRATEGIA DE CONTROL “POTENCIA DEL GENERADOR” IMPLEMENTADO.	22
FIGURA 2.17. MODELO DEL GENERADOR PMSG	24
FIGURA 2.18. POTENCIA GENERADA POR LA PMSG	25
FIGURA 2.19. CÓDIGO DISCRETO DE LA OBTENCIÓN DE LA POTENCIA DE REFERENCIA DE LA PMSG	25
FIGURA 2.20. GENERACIÓN DE LA VELOCIDAD DE VIENTO POR MODELO ARMA IMPLEMENTADO EN MATLAB/SIMULINK	28
FIGURA 3.1. EQUIPO TRIPHASE PM5F60R. (A) VISTA FRONTAL. (B) VISTA POSTERIOR	29
FIGURA 3.2. DIAGRAMA ELÉCTRICO DE LA TOPOLOGÍA DE LA UNIDAD TRIPHASE PM5F60R	30

FIGURA 3.3. DIAGRAMA ELÉCTRICO DE LA CONFIGURACIÓN BACK-TO-BACK DEL TRIPHASE PM5F60R.....	31
FIGURA 3.4. CONFIGURACIÓN DEL FILTRO LCL DE LOS CONVERTORES V_{VSC1} Y V_{VSC2}	32
FIGURA 3.5. DIAGRAMA ELÉCTRICO DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN DE I/O AL EQUIPO TRIPHASE PM5F60R	33
FIGURA 4.1. SISTEMA DE CONTROL GRID-SIDE CONVERTER	35
FIGURA 4.2. CONVERTIDOR ($VSC1$) CONECTADO A LA RED MEDIANTE FILTRO L	37
FIGURA 4.3. ESQUEMA DE CONTROL VECTORIAL GRID-SIDE CONVERTER.....	38
FIGURA 4.4. LUGAR DE LA RAÍZ CONTROLADOR DE CORRIENTE.....	39
FIGURA 4.5. DIAGRAMA DEL SISTEMA PARA CÁLCULO DE BALANCE DE POTENCIAS	39
FIGURA 4.6. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL LAZO DE CONTROL DE TENSIÓN	41
FIGURA 4.7. LUGAR DE LA RAÍZ CONTROLADOR DE TENSIÓN	41
FIGURA 4.8. (A) DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN PLL CONVENCIONAL, (B) VECTOR VOLTAJE Y VECTOR UNITARIO FICTICIO CREADO POR EL PLL	42
FIGURA 4.9. DISEÑO DEL PLL CON ORIENTACIÓN DEL VOLTAJE DE LA RED.	43
FIGURA 4.10. SISTEMA DRIVE CONTROL.....	44
FIGURA 4.11. CONVERTIDOR ($VSC2$) CONECTADO A LA RED MEDIANTE FILTRO L	46
FIGURA 4.12. ESQUEMA DE CONTROL VECTORIAL DRIVE CONTROL CON CONTROLADOR RESONANTE MULTI-VARIABLE.	47
FIGURA 4.13. SISTEMA DE CONTROL CONSIDERANDO RETARDO DE TRANSPORTE	50
FIGURA 4.14. PARÁMETROS DE DISEÑO DEL CONTROL RESONANTE DE CORRIENTE.....	51
FIGURA 4.15. CÓDIGO DE CONVERSIÓN DE “S” A “Z” DE MODELO DE PLANTA CONSIDERANDO RETARDO.....	52
FIGURA 4.16. CÓDIGO DE CONVERSIÓN DE “S” A “Z” DEL CONTROLADOR RESONANTE Y COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS.....	52
FIGURA 4.17. MÉTODO DEL LUGAR DE LA RAÍZ PARA SINTONIZACIÓN DE CONTROLADORES.....	52
FIGURA 4.18. DIAGRAMA DE BODE DEL CONTROL RESONANTE PROPORCIONAL (PR) DE CORRIENTE.....	53
FIGURA 4.19. DIAGRAMA DE BODE DEL CONTROL DE COMPENSACIÓN (HC) DEL 5 ^{TO} ARMÓNICO.....	53
FIGURA 4.20. DIAGRAMA DE BODE DEL CONTROL DE COMPENSACIÓN (HC) DEL 7 ^{MO} ARMÓNICO.....	54
FIGURA 4.21. DIAGRAMA DE BODE DEL CONTROL DE CORRIENTE (PR) Y COMPENSACIÓN (HC) DEL 5 ^{TO} , 7 ^{MO} ARMÓNICO.	54
FIGURA 4.22. POSIBLES POSICIONES PARA AMORTIGUAMIENTO RESISTIVO.....	55
FIGURA 4.23. ESTRATEGIA DE CONTROL ACTIVE DAMPING PARA ESTRATEGIAS DE CONTROL (A) “GRID-SIDE CONVERTER CONTROL” Y (B) “DRIVE CONTROL”.....	56
FIGURA 4.24. CIRCUITO ELÉCTRICO DE UN FILTRO LCL	56
FIGURA 4.25. COMPARACIÓN DEL PERFIL DE ATENUACIÓN ENTRE UN FILTRO L(ROJO) Y UN FILTRO LCL(AZUL)	57
FIGURA 4.26. SEÑAL DE CORRIENTE EN CONDICIONES NOMINALES CON ACCIÓN DEL CONTROL RESONANTE	58
FIGURA 4.27. ESPECTRO DE FOURIER DE LA SEÑAL DE CORRIENTE DE LA RED.....	58
FIGURA 4.28. CIRCUITO ELÉCTRICO DE UN FILTRO LCL CONSIDERANDO PÉRDIDAS CON IMPEDANCIA VIRTUAL	59
FIGURA 4.29. CIRCUITO ELÉCTRICO DE UN FILTRO LCL CONSIDERANDO PÉRDIDAS CON IMPEDANCIA VIRTUAL SIMPLIFICADO	59
FIGURA 4.30. DIAGRAMA DE NYQUIST DE LA PLANTA Y CONTROLADOR CON COMPENSACIÓN, SIN CONSIDERAR ACTIVE DAMPING.....	62

FIGURA 4.31. DIAGRAMA DE NYQUIST DE LA PLANTA Y CONTROLADOR CON COMPENSACIÓN, CONSIDERANDO ACTIVE DAMPING.	62
FIGURA 8.1. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL PERFIL DE VIENTO, MODELO DE TURBINA Y CÁLCULO DE TORQUE.....	100
FIGURA 8.2. OBTENCIÓN DE LA POTENCIA DE REFERENCIA Y PITCH CONTROL	100
FIGURA 8.3. CONTROL DE CORRIENTE RESONANTE Y COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS	101
FIGURA 8.4. ENTRADA DE LA SEÑAL DE REFERENCIA DEL PWM DEL EQUIPO TRIPHASE PM5F60R	101
FIGURA 8.5. MODELO DEL CONVERTIDOR PWM CON FILTRO L.....	102

ÍNDICE DE GRÁFICOS

GRÁFICA 5.1. CURVA DE POTENCIA C_p PARA VARIACIONES DE $\beta = 0^\circ - 5^\circ - 10^\circ - 15^\circ - 20^\circ$ EN SIMULACIÓN.....	63
GRÁFICA 5.2. CURVA DE POTENCIA C_p PARA VARIACIONES DE $\beta = 0^\circ - 5^\circ - 10^\circ - 15^\circ - 20^\circ$ EN SISTEMA EXPERIMENTAL	63
GRÁFICA 5.3. VARIACIÓN DE VELOCIDAD DEL VIENTO ANTE CAMBIOS DE ESCALÓN EN SIMULACIÓN	64
GRÁFICA 5.4. VARIACIÓN DE VELOCIDAD DEL VIENTO ANTE CAMBIOS DE ESCALÓN EN SISTEMA EXPERIMENTAL	64
GRÁFICA 5.5. VELOCIDAD MECÁNICA DEL AEROGENERADOR EN SIMULACIÓN	64
GRÁFICA 5.6. VELOCIDAD MECÁNICA DEL AEROGENERADOR EN SISTEMA EXPERIMENTAL	64
GRÁFICA 5.7. TORQUE DEL AEROGENERADOR EN SIMULACIÓN.....	65
GRÁFICA 5.8. TORQUE DEL AEROGENERADOR EN SISTEMA EXPERIMENTAL.....	65
GRÁFICA 5.9. POTENCIA DEL AEROGENERADOR EN SIMULACIÓN	65
GRÁFICA 5.10. POTENCIA DEL AEROGENERADOR EN SISTEMA EXPERIMENTAL	65
GRÁFICA 5.11. CONTROL MPPT CP_{max} EN SIMULACIÓN.....	66
GRÁFICA 5.12. CONTROL MPPT CP_{max} EN SISTEMA EXPERIMENTAL.....	66
GRÁFICA 5.13. VARIACIÓN DE VELOCIDAD DEL VIENTO ANTE CAMBIOS DE ESCALÓN EN SIMULACIÓN.....	67
GRÁFICA 5.14. VARIACIÓN DE VELOCIDAD DEL VIENTO ANTE CAMBIOS DE ESCALÓN EN SISTEMA EXPERIMENTAL	67
GRÁFICA 5.15. VELOCIDAD MECÁNICA DEL AEROGENERADOR EN SIMULACIÓN	68
GRÁFICA 5.16. VELOCIDAD MECÁNICA DEL AEROGENERADOR EN SISTEMA EXPERIMENTAL	68
GRÁFICA 5.17. CORRIENTE EN EJE DIRECTO QUE GENERA EL AEROGENERADOR EN SISTEMA EXPERIMENTAL.....	68
GRÁFICA 5.18. ACCIÓN PITCH CONTROL EN SIMULACIÓN	68
GRÁFICA 5.19. ACCIÓN PITCH CONTROL EN SISTEMA EXPERIMENTAL.....	68
GRÁFICA 5.20. PERFIL DE VIENTO EN SISTEMA EXPERIMENTAL. DATOS OBTENIDOS EN LABS. RUTHERFORD EN OXFORD INGLATERRA EN SISTEMA EXPERIMENTAL	69
GRÁFICA 5.21. PERFIL DE VIENTO_ VELOCIDAD MEDIA, COMPONENTE DE RAMPA, RÁFAGAS Y TURBULENCIAS EN SISTEMA EXPERIMENTAL.....	69
GRÁFICA 5.22. FOURIER: PERFIL DE VIENTO_ VELOCIDAD MEDIA, RÁFAGAS Y TURBULENCIAS EN SISTEMA EXPERIMENTAL	70
GRÁFICA 5.23. VARIACIÓN DE VELOCIDAD DEL VIENTO EN SISTEMA EXPERIMENTAL	71
GRÁFICA 5.24. VARIACIÓN DE LA VELOCIDAD MECÁNICA DEL AEROGENERADOR EN SISTEMA EXPERIMENTAL	71
GRÁFICA 5.25. VARIACIÓN DE ÁNGULO β EN FUNCIÓN DE LA VELOCIDAD DEL VIENTO EN SISTEMA EXPERIMENTAL ...	71
GRÁFICA 5.26. POTENCIA QUE GENERA EL AEROGENERADOR EN SISTEMA EXPERIMENTAL	71

GRÁFICA 5.27. MPPT_ C_p EN SISTEMA EXPERIMENTAL	71
GRÁFICA 5.28. CORRIENTE I_d QUE GENERA EL AEROGENERADOR EN SISTEMA EXPERIMENTAL.....	71
GRÁFICA 5.29. PERFIL DE VIENTO EN SISTEMA EXPERIMENTAL.....	73
GRÁFICA 5.30. VELOCIDAD ROTACIONAL [RPM] ANTE DIFERENTES INERCIA EN SISTEMA EXPERIMENTAL	74
GRÁFICA 5.31. TENSIÓN DC LINK [V] ANTE VARIACIONES DE INERCIA EN EL SISTEMA EXPERIMENTAL.....	74
GRÁFICA 5.32. CORRIENTE EN COMPONENTE DQ, DE LA CORRIENTE QUE INYECTA EL AEROGENERADOR A LA RED EN SISTEMA EXPERIMENTAL.....	74
GRÁFICA 5.33. ACCIÓN DEL CONTROLADOR PR EN SISTEMA EXPERIMENTAL	77
GRÁFICA 5.34. ESPECTRO DE FOURIER_ACCIÓN PR	77
GRÁFICA 5.35. ACCIÓN DEL CONTROLADOR PR + HC 5 ^{TO} _7 ^{MO} EN SISTEMA EXPERIMENTAL	79
GRÁFICA 5.36. ESPECTRO DE FOURIER_ACCIÓN PR + HC 5 ^{TO} _7 ^{MO}	79
GRÁFICA 5.37. ACCIÓN DEL CONTROLADOR PR + HC Y ACTIVE DAMPING EN SISTEMA EXPERIMENTAL.....	81
GRÁFICA 5.38. ESPECTRO DE FOURIER_ACCIÓN PR + HC Y ACTIVE DAMPING.....	81

CAPÍTULO 1

1 INTRODUCCIÓN

En la actualidad, a nivel mundial existe una concientización cada vez mayor sobre la importancia de la energía renovable y la eficiencia energética. Por lo cual, las ERNC (Energías Renovables No Convencionales) son críticas no sólo para atender el cambio climático, sino para crear nuevas oportunidades económicas y proporcionar acceso a la electricidad a miles de millones de personas que aún no cuentan con servicios modernos para el suministro de energía [1]. Entre las fuentes ERNC, la producción de electricidad proveniente del viento a partir de turbinas eólicas, ha generado considerable atención en lo que respecta al cumplimiento de los objetivos de energía renovable establecidos por los gobiernos de todo el mundo [2]. Puesto que, entre todas las fuentes de energía renovables, la energía eólica ha desarrollado una tendencia más dominante y competitiva [3].

Lo anterior, conlleva a la importancia del estudio y análisis de la topología y control más adecuado, para obtener mayor captura de energía posible proveniente del recurso eólico. Sin embargo, debido a las dificultades que existen para realizar investigaciones de energía eólica con generadores reales, la implementación de prototipos que sean capaces de emular aerogeneradores que serán utilizados en el trabajo de laboratorio es necesaria.

El estudio del presente trabajo utiliza la técnica “Hardware in the Loop”. Ésta técnica es utilizada para el desarrollo y comprobación de sistemas embebidos en tiempo real [4]. La simulación Hardware in the Loop, constituye una plataforma efectiva porque incluye toda la complejidad de la planta que controla el sistema embebido [5]. Esto lo realiza mediante modelos matemáticos de todos los sistemas dinámicos relacionados con la planta bajo control, formando lo que se denomina como "simulación de la planta" [6]. El sistema embebido que se está comprobando interactúa con la simulación de la planta. Por lo cual, para la presente investigación, evita el uso de un aerogenerador real, otorgando flexibilidad en el diseño del mismo.

Es así que, el enfoque principal de este trabajo, consiste en elaborar una plataforma experimental, mediante la técnica Hardware in the Loop, que permita emular condiciones cercanas a la realidad, de un escenario completo, del funcionamiento de una turbina eólica que considera sus componentes mecánicos o constructivos, eléctricos y sistemas de control ante un perfil de viento determinado; esto es, para diseñar una estrategia de control de corriente, que inyecte potencia a la red bajo los estándares regidos por las normas del código eléctrico del IEEE Std. 519-1192.

La inyección de potencia a la red, se realiza a través del sistema embebido, que constituye una topología Back-To-Back, planta física contenida en la unidad Triphase PM5F60R, que conecta la acción del aerogenerador del entorno simulado con la red eléctrica principal. Posteriormente, se detalla información sobre el sistema emulado y los dos controladores de corriente que aseguran un balance de potencia entre el aerogenerador y la red a través de los inversores conectados en configuración Back-To-Back.

1.1 HIPÓTESIS

A continuación se presentan las hipótesis que guían el presente trabajo de investigación:

- ▶ Mediante la técnica denominada “Hardware In The Loop” es posible implementar un emulador de turbinas eólicas en la plataforma de desarrollo Matlab/Simulink del sistema experimental Triphase PM5F60R. El cual, está compuesto de convertidores en configuración Back-To-Back y un filtro de salida tipo LCL.
- ▶ Así también, con un nivel de detalle adecuado de ingeniería, es posible estudiar el desempeño de los sistemas de control correspondientes al aerogenerador, como: Pitch control y el algoritmo MPPT. Se puede además, efectuar cambios en algunos parámetros importantes que caracterizan a las turbinas eólicas tales como: inercia, radio del aspa, curva aerodinámica, entre otros.
- ▶ Por medio de estrategias de control de corriente, basadas en múltiples controladores resonantes y amortiguamiento activo se logra compensar las resonancias causadas por los filtros LCL, inyectar corrientes con baja distorsión armónica y entregar potencia activa y reactiva variable a la red.

1.2 OBJETIVOS

Mediante la técnica “Hardware In The Loop”, emular frente a distintas condiciones de viento, el comportamiento de un aerogenerador, conectado por medio de sensores y actuadores al sistema integrado bajo prueba, Back-To-Back de la unidad Triphase para diseño del sistema de control que permita intercambio de potencia entre el aerogenerador y la red eléctrica principal.

Los resultados serán validados mediante el equipo Triphase PM5F60R que soporta la plataforma de Simulink-Matlab. Para el desarrollo de la investigación se plantean los siguientes objetivos específicos:

1.2.1 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- ▶ Emular el comportamiento de un aerogenerador que considera componentes mecánicos, eléctricos y sistemas de control, tales como: control de aspas y el algoritmo para seguimiento del punto máximo de potencia (MPPT).
- ▶ Establecer un perfil de viento que considere ráfagas y perturbaciones para el funcionamiento del aerogenerador.
- ▶ Diseñar un sistema de control para el flujo de potencia entre el capacitor de enlace y la red eléctrica principal, denominado control del convertidor del lado de la red o “Grid-side converter Control”.
- ▶ Diseñar e implementar un sistema de control del flujo de potencia entre el aerogenerador y el capacitor de enlace, denominado control del convertidor del lado de la máquina o “Drive Control”.

1.3 ALCANCES Y LIMITACIONES

Este trabajo de tesis valida su estudio en la unidad Triphase PM5F60R, el cual es un módulo destinado para transferencia bidireccional de energía entre dos fuentes o cargas AC. La topología del sistema considera la configuración Back-To-Back que constituyen dos inversores conectados entre sí del lado de continua a través de un capacitor de enlace y del lado de alterna se encuentran conectados a la red eléctrica a través de un transformador de aislamiento y un auto-transformador respectivamente. La conexión de salida del segundo inversor a la red, dada por el auto-transformador; emula la conexión del aerogenerador a la red para reparto de energía. La emulación

respectiva del perfil de viento; modelo y control de la turbina; sistema de control de potencia y corriente del convertidor, se realiza en la plataforma de desarrollo de Matlab/Simulink de la unidad Triphase PM5F60R.

Finalmente, el estudio se centra en el reparto de energía con conexión a la red (modo red) y no en operación modo isla. Así como también, la regulación de potencia en caso de falla y desbalance no se encuentra dentro de los alcances.

1.4 METODOLOGÍA PROPUESTA

La metodología empleada para el diseño del sistema de control del convertidor Back-To-Back, se compone de cinco etapas que son estudiadas en primera instancia en el software Plexim Plecs, para luego ser implementadas y validadas en Simulink-Matlab, plataforma que soporta el equipo Triphase PM5F60R. La descripción de las mismas, se detalla a continuación:

- ▶ La primera etapa consiste en el desarrollo de la topología del convertidor Back-To-Back cuyo modelo de planta considera el valor de los elementos de los inversores, filtros y demás componentes del sistema de computación embebido de la unidad Triphase PM5F60R.
- ▶ La segunda etapa consiste en el diseño del esquema de control del lado de la red, es decir, “*en inglés*, Grid-side Converter Control” que considera el control de tensión del capacitor de enlace y el de las corrientes inyectadas a la red.
- ▶ La tercera etapa consiste en el diseño e implementación del sistema de control del lado de la máquina, es decir, “*en inglés*, Drive Control”, que considera el control de corriente que inyecta el aerogenerador. En este trabajo de tesis para efectos de simulación, se considera el modelo de un generador sincrónico de imanes permanentes (*por sus siglas en inglés*, PMSG) cuya velocidad mecánica varía en función de la velocidad de viento.
- ▶ La cuarta etapa consiste en establecer un perfil de viento; con variaciones de la velocidad para validar el desempeño de los controladores en un horizonte de tiempo determinado.
- ▶ La quinta y última etapa, automatiza el sistema completo al emular el perfil de viento considerando ráfagas y turbulencias; el cálculo de torque por medio de la curva de potencia (C_p); el modelo de planta del generador, pitch control y control de seguimiento del máximo punto de potencia (MPPT).

1.5 ESTRUCTURA DE TESIS

El siguiente trabajo de investigación está compuesto por 8 capítulos: El primer capítulo corresponde al enfoque principal, es decir, la motivación, además de los objetivos, alcances, limitaciones y metodología empleada.

El capítulo dos integra los conceptos que componen el estado del arte con el desarrollo práctico realizado, para dar así una mejor comprensión entre la base teórica y práctica.

El capítulo tres corresponde al detalle del banco experimental sobre el cual se validará los sistemas de control y modelos de planta implementados.

El capítulo cuatro presenta las estrategias de control para manejo y obtención de calidad de corriente que se inyecta a la red a través del convertidor Back-To-Back de la unidad Triphase PM5F60R.

El capítulo cinco presenta los resultados experimentales del sistema implementado. Por su parte, el capítulo seis presenta las conclusiones.

Finalmente, el capítulo siete y ocho presentan bibliografía y anexos respectivamente.

CAPÍTULO 2

2 ESTADO DEL ARTE

2.1 TECNOLOGÍA HARDWARE IN THE LOOP

La simulación Hardware In The Loop (*por sus siglas en inglés*, HIL), es una técnica usada para el desarrollo y comprobación de sistemas embebidos en tiempo real complejos. La simulación HIL constituye una plataforma efectiva porque incluye toda la complejidad de la planta que controla el sistema embebido. Esto lo realiza mediante modelos matemáticos de todos los sistemas dinámicos relacionados con la planta bajo control, formando así la simulación de la planta [6]. De la misma manera, de acuerdo con [7], las simulaciones HIL pueden ser vistas como una combinación sinérgica de física y prototipos virtuales, (conocido también como: “modelado y simulación”), las cuales, se han convertido indispensables en aplicaciones de la industria aeroespacial, automotriz, marina y militar. Más aún, en [8], menciona que para el diseño, implementación y prueba de los sistemas de control, la técnica HIL es requerida, puesto que parte del sistema experimental lo constituye hardware real y partes del sistema son simuladas. Por lo general, un proceso es simulado porque no está disponible o debido a que realizar experimentos con procesos reales son muy costosos o requieren mucho tiempo. Así mismo, esta técnica puede ser utilizada en procesos relativamente lentos, como sistemas de calefacción o en procesos rápidos como motores diésel, turbocompresores, la dinámica del vehículo, entre otros.

Incluso, existen otras aplicaciones como por ejemplo en [9], que describe la implementación de un convertidor reductor y su control mediante simulación por un ordenador estándar trabajando en tiempo real. En [10] utilizan simulaciones para conversión de potencia mediante la técnica HIL, donde la topología basada en Boost constituye el hardware y el simulador de potencia HIL es utilizado para analizar la operación de la generación distribuida (DG) conectada a la red. En [11][12] realizan una emulación de las características dinámicas y estáticas de los aerogeneradores y volantes de inercia para aplicaciones de energía eólica. En [13] realiza mediante simulación en tiempo real una estrategia de control *sensorless* para el hardware que constituye el generador de inducción en un sistema de conversión de energía eólica conectado a la red; en [14] diseña un entorno de simulación HIL para estudios de tolerancia a fallos en sistemas electrónicos complejos. En fin, las aplicaciones son innumerables.

A continuación se presentan algunas ventajas de la técnica HIL, que permiten según [15],[16]:

- ▶ Realizar simulación previa y en paralelo con el desarrollo de la planta, de forma que las partes simuladas pueden ser sustituidas, por las ya implementadas físicamente conforme estén disponibles.
- ▶ Someter a la planta basada en HIL, a situaciones extremas evitando dañar la planta real.
- ▶ Reducir el coste de desarrollo, puesto que evita los prototipos parciales de los elementos del sistema y el coste de verificación, además de las averías de un sistema real.

Por otro lado, de acuerdo con [9], los principales componentes de un equipo HIL lo constituyen:

- ▶ Ordenador con sistema operativo en tiempo real.
- ▶ Interfaz de entrada/salida con el operador.
- ▶ Interfaz de entrada/salida para el ordenador y servidor.

Con respecto al trabajo de investigación, la técnica “Hardware In The Loop” desarrollada en la unidad Triphase PM5F60R, se observa en la Figura 2.1, donde el bus de color rojo indica la conexión de los equipos *DC* a una fuente de alimentación de 24[V]; y el bus de color verde y naranja indican la comunicación entre los equipos del servidor y operador. La arquitectura del sistema se presenta de la siguiente manera:

ORDENADOR CON SISTEMA OPERATIVO EN TIEMPO REAL; lo constituye el módulo de potencia (*en inglés*, power modules) o hardware de potencia del equipo Triphase PM5F60R. El cual contiene inversores (*en inglés*, Inverter Stacks) en configuración Back-To-Back, sensores y filtros de salida configurables. Además del centro de datos (*en inglés*, Data Hubs), que se conecta a las tarjetas en tiempo real (*en inglés*, Real Time Targets o *por sus siglas en inglés*, RTT) por medio de protocolos de comunicación (*en inglés*, Industrial Fieldbus), tales como: CAN Network Interfacing Card, MODBUS Master Network Interface, MODBUS Slave Network Interface y EtherCAT Network Interface.

INTERFAZ DE ENTRADA/SALIDA CON EL OPERADOR; lo constituye el servidor de cómputo basado en PC (*en inglés*, Engineering Station), servidor utilizado para evaluar algoritmos de control y otras tareas de cálculo; además de permitir la monitorización del sistema. El ambiente de trabajo, se desarrolla bajo la plataforma de Matlab/Simulink, que trae consigo un kit del Triphase con un conjunto de herramientas y bibliotecas disponibles para la creación de diferentes aplicaciones. Así también, se conecta a las RTT por medio de protocolos de red como TCP/IP.

INTERFAZ DE ENTRADA/SALIDA PARA EL ORDENADOR Y SERVIDOR; lo constituyen las RTT ver Figura 2.1, conectadas al ordenador por protocolos de comunicación (bus de color verde) y al servidor de computo por medio de protocolos de red (bus de color naranja), permitiendo así la comunicación cliente/servidor en tiempo real.

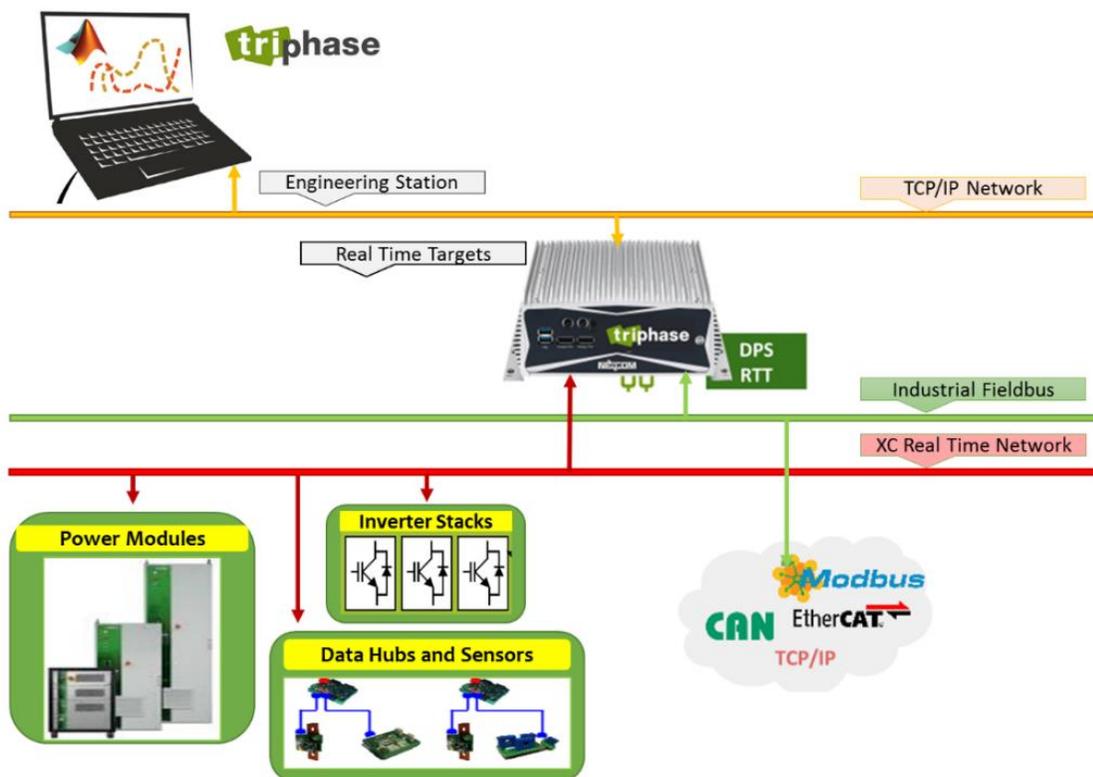


FIGURA 2.1. ARQUITECTURA DE LA TÉCNICA HARDWARE-IN-THE-LOOP IMPLEMENTADA EN TRIPHASE PM5F60R

A continuación, se realiza el estudio del estado del arte que describe la emulación de un aerogenerador mediante la técnica “HIL”; resaltando las bases teóricas (conceptos y metodología de funcionamiento) y prácticas (implementación del código a emular) para mejor comprensión sobre las aplicaciones de la técnica desarrollada.

2.2 AEROGENERADOR

Un aparato que convierte la energía disponible en el viento en energía mecánica es denominado como un sistema de conversión de energía eólica (*por sus siglas en inglés*, WECS).

Un aerogenerador constituye un WECS, debido a que es un generador eléctrico que funciona convirtiendo la energía cinética del viento o energía eólica en energía mecánica a través de una hélice y en energía eléctrica gracias a un alternador [17], de manera controlada, confiable y eficiente [3]. Por lo anterior, la inyección de potencia a la red a través de un aerogenerador es denominado WECS conectado a la red (*en inglés*, Grid-connected WECS). En estos sistemas, los aerogeneradores deben estar dotados de un sistema de sincronización para que la frecuencia de la corriente generada se mantenga perfectamente sincronizada con la frecuencia de la red.

Los aerogeneradores pueden trabajar: en mar o tierra; de manera aislada; o agrupados en parques eólicos o plantas de generación eólica distanciados unos de otros, en función del impacto ambiental y de las turbulencias generadas por el movimiento de las aspas. En general las mejores zonas de vientos se encuentran en la costa, debido a las corrientes térmicas entre el mar y la tierra; las grandes llanuras continentales por razones parecidas; y las zonas montañosas, donde se producen efectos de aceleración local. Sin embargo, esto no descarta en absoluto su aplicación en sectores con características diferentes. Para la implementación de un aerogenerador, es importante determinar el diseño apropiado del generador, considerando los rangos de velocidad, costo, peso, tamaño y calidad de potencia en la conexión a la red [17]. Los generadores eléctricos pueden ser clasificados basados en la aplicación que implica el nivel de potencia y los principios de operación [18]. Así mismo, es importante la elección de una estrategia de control apropiada para las turbinas de viento puesto que se traducirá en un aumento de la producción de energía que el parque eólico [19] inyecta a la red o a la carga conectada a ella.

2.3 CLASIFICACIÓN SEGÚN LA DISPOSICIÓN DE SU EJE DE ROTACIÓN

Se clasifican principalmente dependiendo de la disposición de su eje de rotación, los de eje vertical, VAWT (del inglés, *Vertical Axis Wind Turbine*), en contraposición a los de eje horizontal o HAWT (del inglés, *Horizontal Axis Wind Turbine*). Por sus diversas ventajas, el estudio se enfoca en las turbinas de eje horizontal. Sin embargo, debido a que el aerogenerador constituye la parte de la emulación en el sistema, es posible emular el modelo de planta de una turbina de eje vertical para análisis posteriores.

2.3.1 AEROGENERADORES DE EJE HORIZONTAL

Son aquellos en los que el eje de rotación del equipo se encuentra paralelo al suelo. Esta es la tecnología que se ha impuesto, por su eficiencia y confiabilidad y la capacidad de adaptarse a diferentes potencias. Los principales componentes de los aerogeneradores de eje horizontal, pueden ser clasificados en componentes mecánicos, eléctricos y sistemas de control.

2.3.1.1 COMPONENTES MECÁNICOS

Los componentes mecánicos permiten convertir la energía cinética del viento en energía mecánica. Según el físico Albert Betz, una turbina eólica no puede aprovechar más del 59.26% de la energía cinética del viento. Este límite que lleva su nombre se deriva de la conservación de la masa y del momento de la inercia del flujo de aire y se lo conoce como coeficiente de potencia.

Los principales componentes mecánicos o constructivos de un sistema de este tipo se detallan a continuación según [20][21][22][23]:

- ▶ **LA TORRE:** Sitúa el generador a una mayor altura, donde los vientos son de mayor intensidad para permitir el giro de las palas y transmitir las cargas del equipo al suelo.
- ▶ **GÓNDOLA O NACELLE:** Sirve de alojamiento para los elementos mecánicos y eléctricos (multiplicadora, generador, armarios de control, etc.) del aerogenerador.
- ▶ **LAS ASPAS O PALAS (EN INGLÉS, BLADE):** Tienen la posibilidad de cambiar el ángulo de paso para reducir la captura de potencia cuando la velocidad del viento es mayor a la nominal.
- ▶ **ROTOR:** Las palas del rotor, construidas principalmente con materiales compuestos, se diseñan para transformar la energía cinética del viento en un momento torsor en el eje del equipo. Los rotores modernos pueden llegar a tener un diámetro de 42 a 80 metros y producir potencias equivalentes de varios [MW]. La velocidad de rotación está normalmente limitada por la velocidad de punta de aspa, cuyo límite actual se establece por criterios acústicos.
- ▶ **MECANISMO DE ORIENTACIÓN (EN INGLÉS, YAW-DRIVE):** Se utiliza para orientar la turbina hacia la velocidad del viento predominante. Los aerogeneradores pequeños se orientan mediante una veleta, mientras que los más grandes utilizan un sensor de dirección y se orientan por servomotores o motor-reductores (yaw-drive).
- ▶ **CAJA DE ENGRANAJES O MULTIPLICADORA (EN INGLÉS, GEAR-BOX):** Puede estar presente o no dependiendo del modelo. Transforman la velocidad baja del eje del rotor en velocidad alta de rotación en el eje del generador eléctrico.

2.3.1.2 COMPONENTES ELÉCTRICOS

GENERADOR ELÉCTRICO: Convierte la energía mecánica en energía eléctrica. Existen diferentes tipos dependiendo del diseño del aerogenerador. En los últimos 30 años, muchos generadores tales como el generador de inducción de jaula de ardilla (*por sus siglas en inglés, SCIG*), el generador doblemente alimentado por inducción (*por sus siglas en inglés, DFIG*), el generador síncrono de imanes permanentes (*por sus siglas en inglés, PMSG*) y el generador síncrono de rotor bobinado (*por siglas en inglés, WRSG*) se han desarrollado para las turbinas de viento. Los generadores de inducción (IGs) por lo general funcionan a altas velocidades de rotación, mientras que los generadores síncronos (SGs) pueden funcionar a velocidades bajas, medias o altas. Con el fin de lograr menos velocidad de funcionamiento, el generador debe estar equipado con un gran número de polos, que es una solución factible con los SG. En afán de acomodar el gran número de polos, el radio del estator se convierte en 6 veces mayor y 4,5 veces más pesado en comparación con los generadores de inducción basados en caja de engranajes de tres etapas [3]. Por lo anterior, la emulación de la turbina en el presente trabajo, debe considerar para el diseño del controlador de corriente, las ecuaciones dinámicas que describen el modelo de planta de la máquina a utilizar, la cual corresponde a una PMSG.

2.3.1.3 SISTEMA DE CONTROL

Se hace cargo del funcionamiento seguro y eficiente del equipo, controla la orientación de la góndola, la posición de las palas y la potencia total entregada por el equipo hacia la carga o la red.

2.4 PRINCIPALES CONFIGURACIONES DE LOS WECS (EN INGLÉS, WIND ENERGY CONVERSION SYSTEM)

Los sistemas de conversión de energía eólica pueden operar bajo dos modos [24]:

- ▶ Velocidad Fija
- ▶ Velocidad Variable.

2.4.1 VELOCIDAD FIJA

2.4.1.1 GENERADOR SCIG

El generador en este caso, opera a velocidad constante a pesar de los cambios de velocidad del viento. Regularmente, se utilizan generadores de inducción jaula de ardilla (*en inglés*, Squirrel Cage Induction Machine, SCIG) [24]. La Figura 2.2 presenta un generador SCIG de velocidad fija sin interfaz de convertidor de potencia en estado estacionario [3]. En esta configuración el generador inyecta energía a la red, cuando la velocidad del viento es lo suficientemente alta para que la velocidad de la turbina permita al generador alcanzar su velocidad nominal [24]. Se encuentra conectado a la red a través de un arrancador suave y transformador elevador. Es una de las más antiguas y la primera tecnología desarrollada para las turbinas eólicas. En esta topología, es necesario normalmente una caja de cambios para que coincida con la diferencia de velocidad entre la turbina y el generador. Luego del arranque suave, se realiza un bypass, quedando conexión directa con la red, sin interface de convertidor de potencia. La potencia reactiva del SCIG es obtenida de la red. Por lo cual, para compensar esto, se emplean habitualmente bancos de condensadores trifásicos. Esta configuración ofrece simplicidad, bajo costos iniciales, y un funcionamiento fiable. Los principales inconvenientes son: menor eficiencia de conversión de energía eólica; los cambios en la velocidad del viento se reflejan en la red; y los fallos de red causan fuertes fatigas en los componentes mecánicos de la turbina eólica. Los aerogeneradores de velocidad fija están equipados con hardware adicional, como STATCOM, para cumplir con las normas del código eléctrico. Cabe señalar que las turbinas de velocidad fija fueron populares hasta hace una década y actualmente esta tecnología se está convirtiendo en la opción menos considerada debido a sus desventajas inherentes [3].

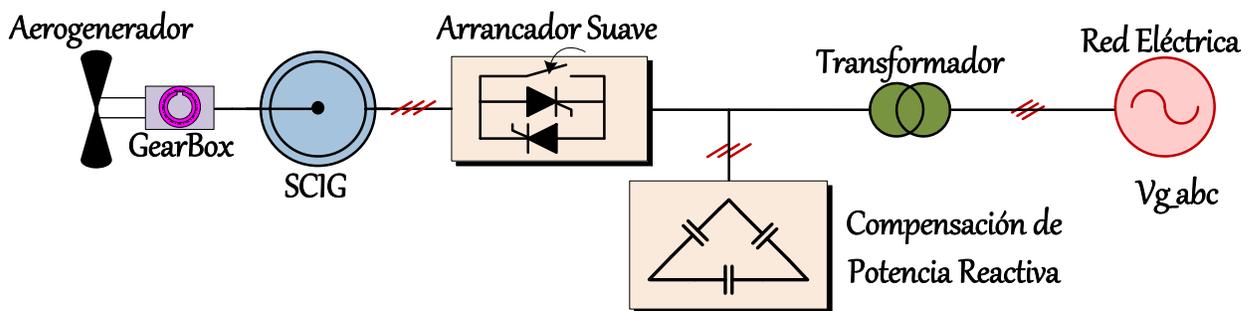


FIGURA 2.2. CONFIGURACIÓN WECS CON GENERADOR SCIG [3].

2.4.2 VELOCIDAD VARIABLE

Para mejorar la eficiencia del sistema, de preferencia se trabaja en modo de velocidad variable [24]. La operación de velocidad variable de la turbina eólica aumenta la eficiencia de conversión de energía, reduce el estrés mecánico causado por las ráfagas de viento, reduce el desgaste de la caja de engranajes y rodamientos, reduce los requisitos de mantenimiento, y por lo tanto, aumenta el ciclo de vida del equipo [3]. A continuación se presentan los siguientes:

2.4.2.1 GENERADOR DFIG

El generador DFIG (*en inglés*, Doubly-Fed induction generator) es ampliamente utilizado para generación a velocidad variable y es considerado uno de los más importantes para aplicaciones de energía eólica [2]. La Figura 2.3 presenta un generador DFIG de velocidad variable. Como el nombre indica, la potencia del generador se conecta a la red a través de ambos devanados, del estator y del rotor, por medio de un convertidor de potencia. Si la velocidad se restringe, típicamente a $\pm 30\%$ alrededor de la velocidad sincrónica, entonces la electrónica de potencia conectada al rotor de la máquina debe dimensionarse al 30% de la potencia nominal del estator [25]. Esta configuración, también utiliza caja de cambios, pero no es necesario el uso de un arrancador suave ni compensación de potencia reactiva. El uso de los convertidores de potencia permite flujo de potencia bidireccional en el circuito del rotor y aumenta el rango de velocidad del generador. Este sistema mejora la eficiencia global de conversión de energía mediante la realización de seguimiento del punto de potencia máxima (MPPT), amplio rango de velocidad, y mejor rendimiento dinámico. Sin embargo, inconvenientes principales impiden el uso de estas turbinas en los parques eólicos en alta mar ya que el costo de mantenimiento es bastante elevado. Entre algunos inconvenientes, se encuentran, la caja de cambios, que aumenta el costo global de la turbina y el peso, además de requerir mantenimiento frecuente. Así también, el convertidor de potencia que está conectado a los devanados del rotor a través de anillos colectores y escobillas, requiere de un mantenimiento regular, puesto que las escobillas tienen un tiempo de vida media de tan sólo 6-12 meses [3].

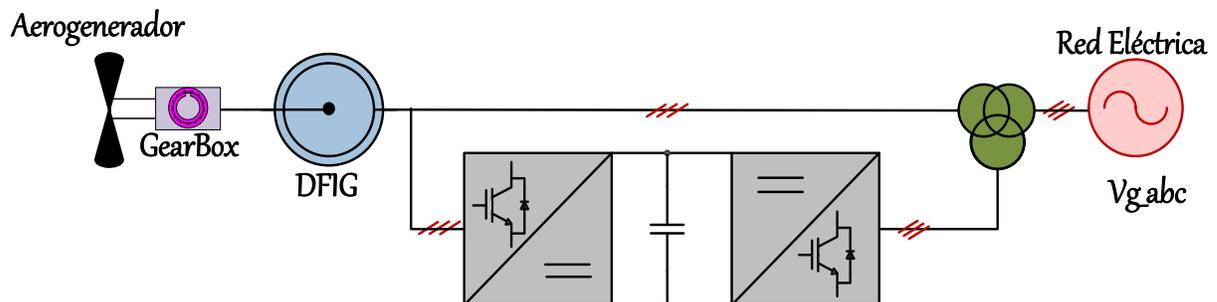


FIGURA 2.3. CONFIGURACIÓN WECS CON GENERADOR DFIG.

2.4.2.2 GENERADOR SCIG, PMSG Y WRSG

De acuerdo con [3], el rendimiento de WECS mejora en gran medida con el uso del rango de velocidad al 100%. Bajo esta característica, pertenecen los de configuración WECS con generadores de tipo SCIG, WRSG o PMSG que se presenta en la Figura 2.4. En esta configuración, los convertidores de potencia son de igual capacidad que el generador, así también en tamaño, costo y la complejidad de los aumentos globales del sistema. Con el convertidor de potencia a gran

escala, el generador está completamente desacoplado de la red, y puede operar en el rango de velocidad completa (0-100%). Los convertidores de potencia también permiten que el sistema realice una compensación de potencia reactiva y la conexión a la red sin problemas. La eficiencia de conversión de energía del viento es más alta en estas turbinas en comparación con otros tipos de turbinas. No es necesario caja de cambios, pero requiere el uso de un alto número de polos PMSG/WRSG. Aunque SCIG y WRSG pueden ser utilizados en este concepto, la PMSG es la más adecuada, ya que elimina la necesidad de anillos deslizantes y el diseño es más simple [3].

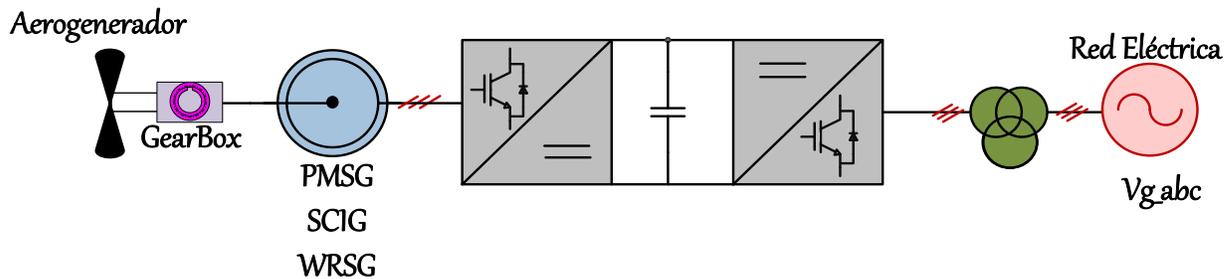


FIGURA 2.4. CONFIGURACIÓN WECS CON GENERADOR SCIG, PMSG Y WRSG [3].

2.4.2.3 MODOS DE OPERACIÓN PARA VELOCIDAD VARIABLE

La velocidad del viento determina el modo de operación del aerogenerador. Existen 4 regiones importantes de operación [24]. La misma se observa en la Figura 2.5:

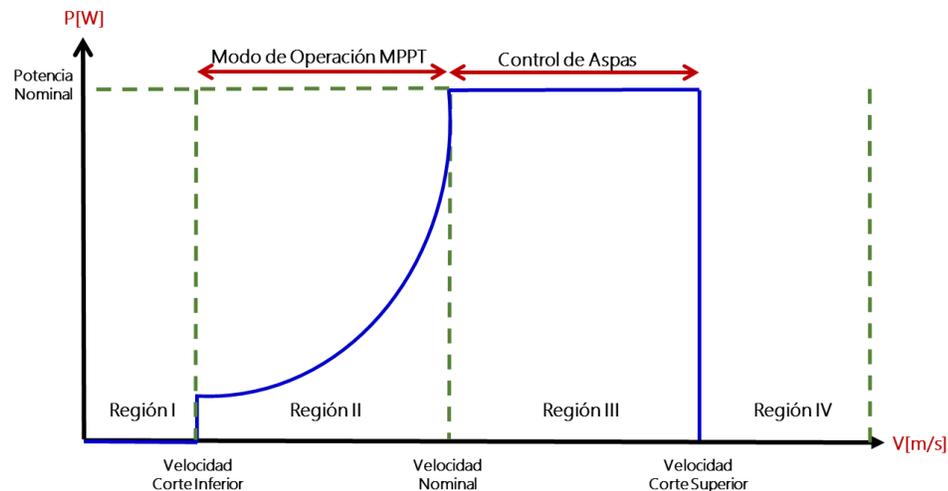


FIGURA 2.5. REGIONES DE OPERACIÓN DE UN AEROGENERADOR.

- ▶ **REGIÓN I:** La velocidad del viento es demasiado pequeña y no es suficiente para vencer la inercia del sistema y superar las pérdidas del mismo, por lo que se recomienda detener la turbina para evitar desgaste del mecanismo.
- ▶ **REGIÓN II:** Delimitada entre la velocidad de corte inferior y la velocidad nominal del generador. El sistema de control debe variar la velocidad angular de la turbina y la potencia producida para

conseguir la máxima eficiencia de potencia (C_p), de acuerdo con sus características aerodinámicas. Para ello, es necesario del algoritmo de seguimiento del punto máximo de potencia, MPPT, que se describe en las secciones posteriores.

- ▶ **REGIÓN III:** Delimitada entre la velocidad nominal y corte superior del generador. La velocidad del viento permite alcanzar tanto la potencia como la velocidad angular nominales del generador eléctrico. Por lo cual, el objetivo del sistema de control es mantener la velocidad del aerogenerador en sus valores nominales aun cuando la velocidad del viento supere la nominal. Para ello, es necesario realizar control de aspas que ajusta el ángulo de las aspas (β), para contrarrestar el exceso de viento.
- ▶ **REGIÓN IV:** La velocidad del viento es demasiado alta y lo recomendable es frenar la turbina para su protección.

2.5 MODELO MATEMÁTICO DEL AEROGENERADOR

En las siguientes secciones, se realiza una descripción sobre el modelo que compone el aerogenerador, el cual incluye no solo el modelo de la planta de la turbina, sino también los controles respectivos para su correcto funcionamiento como el algoritmo MPPT y Pitch Control; además del modelo del generador y la obtención de la potencia que entrega el generador a la red en función de la energía capturada del viento. Adicional a lo anterior, se establece un perfil de viento para validar el funcionamiento de la emulación planteada y se describe la topología necesaria que permite la interacción entre el aerogenerador de velocidad variable y la red.

2.5.1 MODELO MECÁNICO DE LA TURBINA EÓLICA

La expresión de energía cinética del flujo de aire, nos indica que la potencia contenida en el viento (P_{wind}) que pasa por un área $A = \pi * R_{blade}^2$ con velocidad de viento v y radio R_{blade} de la aspa de una turbina, está representada por la expresión (2.1) [26]:

$$P_{wind} = \frac{1}{2} \rho \pi R_{blade}^2 v^3 \quad (2.1)$$

Donde ρ es la masa específica del aire que depende de la presión del aire y de la humedad; aproximadamente se considera $\rho \approx 1.225 \left[\frac{kg}{m^3} \right]$. Por otro lado, la potencia eólica disponible designada como P_w , es la máxima potencia que podríamos extraer al viento si pudiésemos convertir toda su energía cinética en energía útil. De modo similar como que se indicó en la sección 2.3.1.1, una turbina eólica puede convertir en energía mecánica máximo según la teoría de Betz, el 59.26% de la energía cinética del viento que incide sobre ella. Sin embargo, esta teoría es una simplificación ya que no tiene presente algunos aspectos existentes en la práctica como: resistencia aerodinámica de las palas, pérdida de energía por turbulencia de la estela, la compresibilidad del aire y la propia interferencia entre las palas [24][26].

Si bien es cierto, esta teoría es sólo una aproximación al problema de determinar la potencia que puede obtenerse de un generador eólico de eje horizontal; es útil para establecer un límite superior para el coeficiente de potencia C_p (rendimiento de conversión de potencia eólica-mecánica de un aerogenerador). Los aerogeneradores modernos obtienen entre un 80% a un 85% del límite de Betz [27][28], donde $C_p = 0.5$ es el máximo valor registrado. Por consiguiente, la potencia útil P_w , es

descrita entonces por la ecuación (2.2). La misma considera el coeficiente de potencia $C_p(\lambda, \beta)$, el cual varía en función de los parámetros de λ, β .

$$P_w = \frac{1}{2} \rho \pi R_{blade}^2 C_p(\lambda, \beta) v^3 \quad (2.2)$$

En la ecuación (2.2), β es el ángulo en grados, de ataque de aspa o ángulo de paso (*en inglés*, pitch angle), y λ corresponde a la razón de velocidad de punta de aspa (*en inglés*, tip speed ratio) definido por la ecuación (2.3). Donde ω_r , corresponde a la velocidad eléctrica rotacional en [rad/s] del generador.

$$\lambda = \frac{R_{blade} \omega_r}{v} \quad (2.3)$$

El valor máximo de C_p depende de las características aerodinámicas y eficiencia del aspa. La Figura 2.6 presenta una curva típica de $C_p(\lambda, \beta)$. Se observa que, si β aumenta (ángulo de paso de movimiento de las aspas), el coeficiente de potencia disminuye y en consecuencia afecta la potencia que la turbina eólica extrae del viento. Para velocidades de viento menores a la nominal, la turbina eólica opera con $\beta = 0^\circ$. El valor máximo del coeficiente de potencia para $\beta = 0^\circ$ se conoce como C_{pmax} . En este trabajo de investigación de acuerdo a [29], se trabaja con una curva de potencia con $C_{pmax} = 0.48$, cuya fórmula empírica es representada por (2.4) donde el valor de λ_i es determinado según (2.5) y λ a partir de (2.3).

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.5176 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{-\frac{21}{\lambda_i}} + 0.0068\lambda \quad (2.4)$$

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (2.5)$$

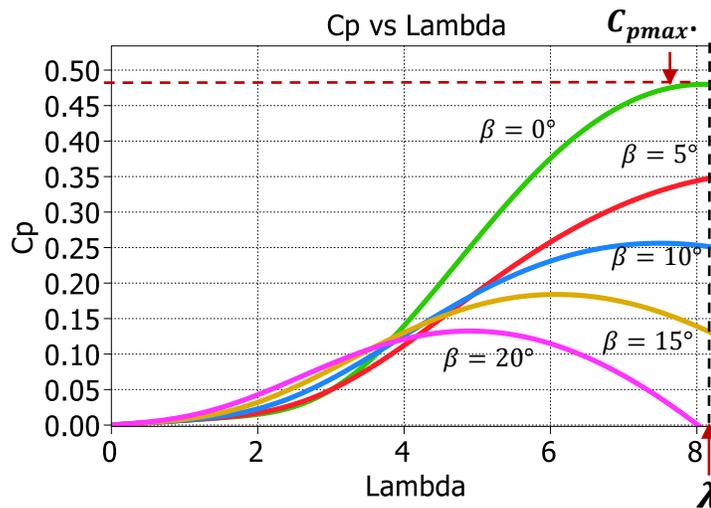


FIGURA 2.6. CURVA DE COEFICIENTE DE POTENCIA VS LAMBDA PARA DISTINTOS VALORES DE β

De acuerdo a [30], la curva máxima de potencia capturada en cada punto es una función cúbica que relaciona la velocidad rotacional con la potencia generada, sin considerar pérdidas. Por tanto, la potencia máxima que genera la turbina a un valor de C_{pmax} para cada curva generada en función de $C_p(\lambda, \beta)$, a una velocidad de viento específica está determinada por la ecuación (2.6).

$$P_g = K_{opt} \omega_r^3 \quad (2.6)$$

Donde, la constante K_{opt} depende del perfil de aspa utilizado, la razón de amplificación de la caja de cambios o gear-box, el radio de aspa, entre otras características.

Por consiguiente, si el generador es de velocidad variable, mediante la técnica MPPT (*en inglés*, Maximum Power Point Tracking) es posible operar la turbina en estado estacionario con el valor máximo de $C_p(\lambda, \beta)$, independiente de la velocidad del viento v . Mientras que si es de velocidad fija, sólo se puede trabajar a C_{pmax} para una velocidad de viento establecida [26].

Por otro lado, refiriendo a [31], para determinar la dinámica de la turbina, y consecuentemente el torque mecánico T_m necesario para su funcionamiento, la ecuación básica de una turbina descrita en (2.4) y (2.5), se modifica para obtener el torque aerodinámico descrito en (2.7):

$$T_m = \frac{1}{2} \rho \pi R_{blade}^3 C_t(\lambda, \beta) v^2 \quad (2.7)$$

Donde C_t corresponde al coeficiente de torque descrito en la ecuación (2.8) [32].

$$C_t = \frac{C_p}{\lambda} \quad (2.8)$$

Ahora bien, para cualquier velocidad de viento, el torque mecánico de la turbina corresponde a la máxima potencia que esta entrega en su trayectoria y es especificado por (2.9):

$$T_m = K_{opt} \omega_{rmec}^2 \quad (2.9)$$

Donde ω_{rmec} , corresponde a la velocidad mecánica del aerogenerador. Por tanto, la ecuación (2.9), se considera para la obtención del torque óptimo, MPPT, y es utilizado como valor de referencia, T_e^* para el torque electromagnético del generador. Finalmente, la ley de control convencional para MPPT es determinada por (2.10):

$$T_e^* = K_{opt} \omega_r^2 \quad (2.10)$$

Por otra parte, en estado estable, bajo condiciones de viento constantes, el sistema de óptimo torque (*por sus siglas en inglés*, OT), asegura que el torque del generador sea igual al torque de la turbina y así el sistema alcance el máximo punto de potencia u operación (*por sus siglas en inglés*, MPP). Si existe una perturbación positiva o negativa, la velocidad del viento se incrementa o disminuye respectivamente a lo largo de la curva de la trayectoria y alcanza un nuevo MPP. Entonces, el sistema tiene una tendencia a alcanzar MPP. Sin embargo, según literatura como [31], [33], el flujo del viento en los parques eólicos, es mayormente turbulento, los cambios de velocidad frecuentes, difícilmente permiten que el aerogenerador opere en estado estable a una velocidad nominal. Consecuentemente, la energía capturada es sub-óptima; lo anterior aplica en especial para

turbinas modernas típicas que van alrededor de la escala de los MW. Las mismas, corresponden a grandes masas rotatorias, por lo que el transitorio de la velocidad es muy lento [31].

De la discusión anterior, se puso en manifiesto que la mejora de la respuesta dinámica de la velocidad del generador asegura la captación de energía adicional. Una posible realización, requiere la corrección de la componente del torque de referencia del generador, la misma que actúa para mejorar los transitorios de velocidad, acelerando así los procesos de velocidad. Sin embargo, la realización de este mejorado control, requiere actualización de datos en tiempo real del torque aerodinámico T_m [31].

Así también, en literatura como [34], [35], el tren motriz o eje (*o en inglés*, drive train) de la turbina es modelado por lo general, por una masa agrupada (en inglés, stiff-shaft model), la misma consiste en una inercia total agregada de las partes móviles. De esta manera, la estimación del torque aerodinámico según el modelo se presenta en la ecuación (2.11).

$$T_m = B_t \omega_r + J \frac{d\omega_r}{dt} + T_e \quad (2.11)$$

Para (2.11), T_e es el torque electromagnético del generador, B_t es el coeficiente de fricción viscosa y J la inercia del sistema, es decir, que equivale a $J = J_t + J_g$, donde J_t corresponde a la inercia de la turbina y J_g a la inercia del generador. Aunque este modelo es muy utilizado por su simplicidad, el modelo stiff-shaft falla al querer representar la dinámica mecánica completa de la turbina, debido a que ignora la dinámica de torsión debido a la flexibilidad del eje [31].

De acuerdo a [31], la validez de este modelo es cuestionable, sobre todo cuando la atención se centra en sistemas grandes que se caracterizan por turbinas de baja velocidad con grandes pares de torsión y grandes inercias. Una primera consecuencia del modelo con eje flexible (*o en inglés*, flexible-shaft model) es que la velocidad rotacional del eje, medido en el generador corresponde a ω_g y la de la turbina corresponde a ω_t , las cuales, no son exactamente iguales. Por tanto, la aceleración neta del torque corresponde a T_a y es definida por la ecuación (2.12).

$$T_a = J_t \frac{d\omega_t}{dt} + J_g \frac{d\omega_g}{dt} \quad (2.12)$$

La ecuación (2.12), es una combinación lineal de la aceleración en los extremos de la turbina y el generador. En turbinas de gran escala, debido a que $J_g \ll J_t$, la aproximación de la aceleración del torque utilizada en (2.11) no es precisa. Sin embargo, debido a que este trabajo de investigación corresponde a un aerogenerador de pequeña escala, nos basamos en (2.11), para la obtención del modelo de la turbina.

El modelo del aerogenerador descrito en la ecuación (2.11), se presenta en el dominio de Laplace en la ecuación (2.13). Donde, la función de transferencia de la planta es representada por un filtro de primer orden que permite encontrar la velocidad mecánica del aerogenerador.

$$\omega_r(s) = (T_{m(s)} - T_{e(s)}) \left(\frac{1}{sJ + B_t} \right) \quad (2.13)$$

El torque electromagnético T_e , y el torque mecánico T_m son obtenidos a partir de las ecuaciones (2.7) y (2.10) respectivamente.

La Figura 2.7 presenta en el entorno de desarrollo de Matlab/Simulink, el diagrama de bloques de la Turbina Eólica, regida bajo el modelo de planta de la ecuación (2.13).

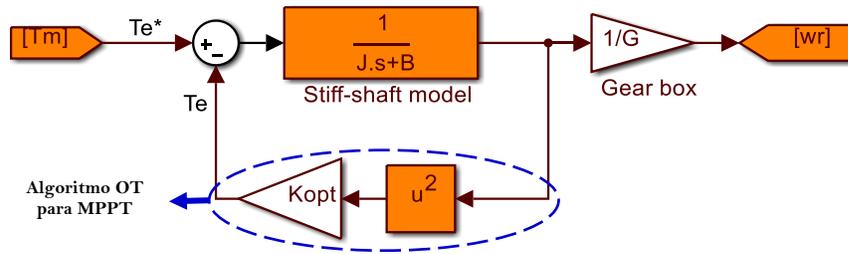


FIGURA 2.7. MODELO DE TURBINA EÓLICA CONSIDERANDO ALGORITMO OT PARA MPPT

Para su implementación, fue necesario discretizar la planta. Para ello, se utilizó la transformada bilineal conocida como el método de Tustin cuyo tiempo de muestreo corresponde al tiempo de muestreo de operación del equipo Triphase PM5F60R igual a $T_s = 62.5[\mu s]$. El código correspondiente se presenta en la Figura 2.8.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%_MODELO DE TURBINA_%%%%%%%%
Error_T = Tm - Te;
a1      = Ts/(2*J+B*Ts);
a2      = Ts/(2*J+B*Ts);
a3      = (Ts*B-2*J)/(2*J+B*Ts);

xk      = Error_T;
yk      = a1*xk_1 + a2*xk - a3*yk_1;
xk_1    = xk;
yk_1    = yk;

wr      = yk;

```

FIGURA 2.8. CÓDIGO DISCRETO DEL MODELO DE LA TURBINA

2.5.2 CÁLCULO DE TORQUE

En el presente trabajo, el cálculo del torque se obtiene a partir de la curva $C_p(\lambda, \beta)$ descrita por las ecuaciones (2.4) y (2.5) que determinan las características de la turbina. El procedimiento para la obtención del mismo, se basa con algunas simplificaciones, del modelo obtenido del bloque de Matlab ubicado en la librería de Simulink en la dirección: Simscape/SimPowerSystems/Second Generation/Application Libraries/Renewable Energy Library/Wind Generation.

Para un mejor entendimiento se presenta el diagrama de bloques en la Figura 2.9 y su explicación respectiva.

A partir de la ecuación de potencia y torque descrito en (2.6) y (2.10) respectivamente, se obtiene la ecuación (2.14) la cual, indica que el torque corresponde a la relación entre la potencia útil obtenida y la velocidad rotacional del aerogenerador.

$$T_e = P_m / \omega_r \quad (2.14)$$

Por otro lado, se conoce de (2.1) la potencia máxima contenida en el viento a una velocidad determinada. Y de (2.2) la potencia útil obtenida del aerogenerador. La diferencia entre la expresión (2.1) y la expresión (2.2) radica en el coeficiente de potencia $C_p(\lambda, \beta)$. Es importante recordar este punto para mejor comprensión del cálculo del torque, el cual, basa su análisis en por unidad (p.u) debido a la sencillez del cálculo.

Por lo anterior, la potencia en p.u. contenida en el viento (P_{w_pu}), está descrita por el cubo de la velocidad del viento. De (2.3), se conoce que el valor de λ depende del radio de la turbina, velocidad rotacional del aerogenerador y la velocidad de viento. Si la turbina opera en el punto óptimo para lograr MPP, entonces $\lambda = \lambda_{nom}$. Y λ_{pu} depende únicamente de la velocidad de viento y la velocidad rotacional del aerogenerador, por lo cual su cálculo es a partir de estas dos variables. Con el valor de λ obtenido, dado por el producto entre λ_{pu} y λ_{nom} , es posible obtener el modelo comercial de la curva $C_p(\lambda, \beta)$, descrito en las ecuaciones (2.4) y (2.5) que se encuentran contenidas en una función dentro del bloque $C_p(\lambda, \beta)$. El producto entre la potencia contenida en el viento y el coeficiente de potencia en p.u, entrega la potencia útil en p.u. P_{mec_pu} . Finalmente, el torque mecánico en p.u. $T_{m(pu)}$ se obtiene a partir de (2.14). El producto entre $T_{m(pu)}$ y el valor base del torque (T_{max}) entrega el torque de referencia necesario para el MPPT.

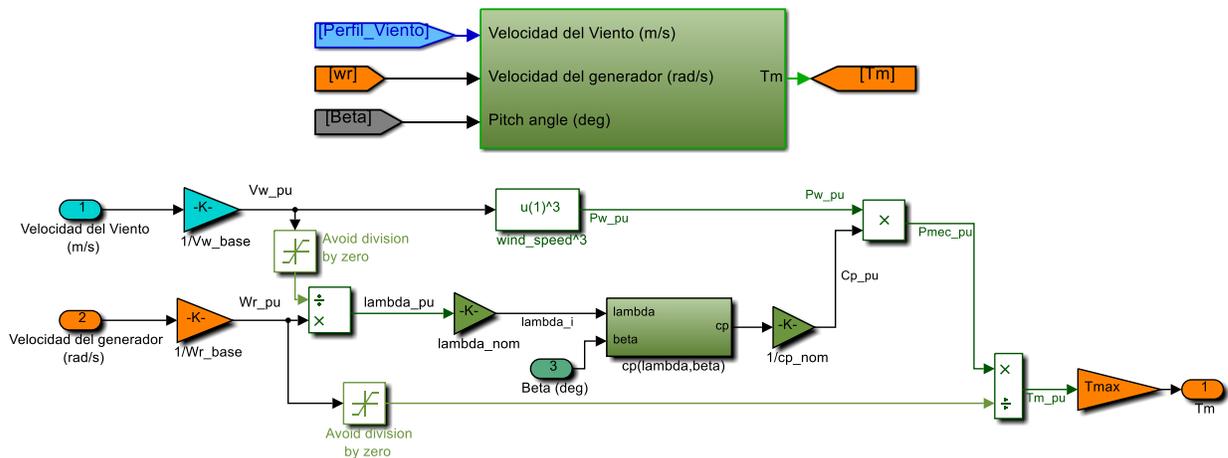


FIGURA 2.9. MODELO PARA CÁLCULO DE TORQUE

El código correspondiente se presenta en la Figura 2.10. Debido a que la velocidad inicial de la turbina es nula y causa división por cero en el procesamiento de los datos; en la práctica, la partida de la turbina se realiza primeramente como motor, luego de ello actúa el sistema de control y

procesamiento para su función como generador. En el presente trabajo, para resolver este inconveniente, se satura para fijar la velocidad inicial a un valor cercano a cero como se observa al inicio del código y en el modelo de la Figura 2.9.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%_PARTIDA DE LA TURBINA_%%%%%%%%
wr_pu_a    = wr_o/Wmax;
a          = wr_pu_a;
if (a<=0)
    a=0.01;
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%_CÁLCULO TORQUE_%%%%%%%%
Vw_pu      = Vw/(Vw_base);
Pw_pu      = Vw_pu*Vw_pu*Vw_pu;
Lambda     = lambda_nom*(a)/(Vw_pu);

%%_Calculo_CP_%%
lambda_i   = 1/(1/(Lambda+0.08*Beta_in)-
0.035/(Beta_in*Beta_in*Beta_in+1));
Cp         = 0.5176*(116/lambda_i-0.4*Beta_in-5)*exp(-
21/lambda_i)+0.0068*Lambda;
Cp_pu     = Cp/Cpmax;
Pmec_pu   = Pw_pu*Cp_pu;
Tm_pu     = Pmec_pu / (a);
Tm        = Tm_pu*Temax;

```

FIGURA 2.10. CÓDIGO DISCRETO DEL CÁLCULO DE TORQUE

2.6 MPPT (MAXIMUN POWER POINT TRACKING)

La preocupación fundamental del WECs radica en cómo obtener eficientemente la potencia máxima de salida de la turbina en todo instante, para una amplia gama de velocidades del viento. Para lograr lo anterior, el algoritmo MPPT se utiliza, para maximizar el rendimiento de la turbina, y conducirla al punto de operación de máxima potencia (*por sus siglas en inglés*, MPP) en todo instante, para una amplia gama de velocidades [36] [37].

A continuación, se describen varios métodos convencionales de MPPT en WECS [38].

2.6.1 BÚSQUEDA DEL PUNTO MÁS ALTO (EN INGLÉS, HILL CLIMB SEARCH, HCS.) ALGORITMO MPPT BASADO EN DIRECT POWER CONTROL (DPC)

HCS es un método de MPPT que utiliza la forma invertida de la curva de la Figura 2.11. Debido a que la potencia no tiene un valor de amplitud peak definido que corresponda a una velocidad del rotor en particular, el algoritmo compara la potencia actual en un instante a la potencia obtenida en el paso anterior. Si el error se incrementa, entonces, el ciclo de trabajo del generador de pulso del inversor se incrementa para llevar el sistema al punto máximo de potencia. Si el error disminuye, así también lo hace el ciclo de trabajo. La ventaja principal de este método es su simplicidad e independencia de las características de la turbina eólica. Por otro lado, la limitación de este método radica en su habilidad de seguir el punto máximo de potencia ante casos donde la variabilidad del viento es considerable (turbulencias y ráfagas). En general, el incremento y decremento del ciclo de trabajo es fijo.

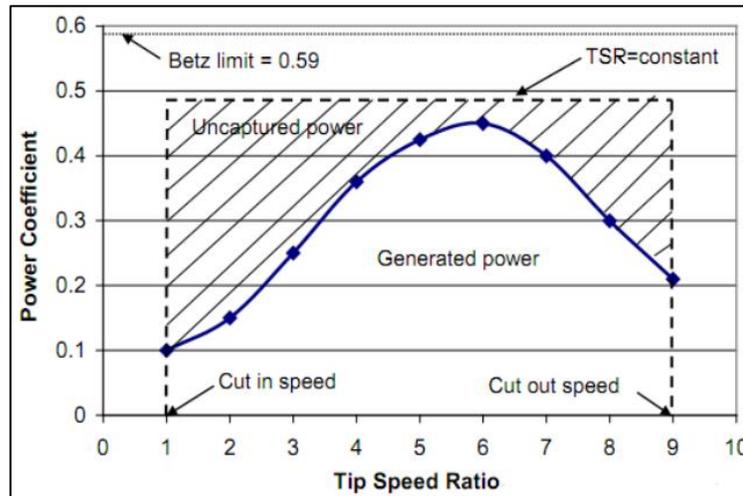


FIGURA 2.11. COEFICIENTE DE POTENCIA EN FUNCIÓN DE LA RAZÓN DE VELOCIDAD DE PUNTA DE ASPA [38].

2.6.2 RETROALIMENTACIÓN DE SEÑAL DE POTENCIA (EN INGLÉS, POWER SIGNAL FEEDBACK, PSF). ALGORITMO MPPT BASADO EN INDIRECT POWER CONTROL (IPC)

El método PSF utiliza una referencia de potencia, la cual es la máxima potencia en una velocidad de viento en particular. Este método por su parte, presenta un inconveniente, ya que requiere el conocimiento previo de las características de turbinas eólicas y las mediciones de velocidad del viento. Una vez que esta referencia de potencia es obtenida de la curva de potencia para una velocidad de viento en particular, se compara con la potencia actual medida. El error conlleva a la acción del controlador PI. Este control, tiene una parte proporcional y una integral que son manipuladas para reducir el error entre la potencia de referencia y el valor instantáneo medido.

2.6.3 RAZÓN DE VELOCIDAD DE PUNTA DE ASPA (EN INGLÉS, TIP SPEED RADIO, TSR). ALGORITMO MPPT BASADO EN INDIRECT POWER CONTROL (IPC)

El método TSR tiene como objetivo modificar la velocidad rotacional del generador, así como mantener un óptimo, lambda o TSR (*en inglés*, Tip Speed Ratio), descrito en la ecuación (2.3). La limitación de este método radica en que es necesario conocer la velocidad del viento y la velocidad rotacional de la turbina a lo largo de su ejecución. Debido al requerimiento de dos medidores adicionales, esto añade costo al sistema, el cual es muy significativo cuando se considera para turbinas de pequeña escala.

2.6.4 TORQUE ÓPTIMO (EN INGLÉS, OPTIMAL TORQUE, OT). ALGORITMO MPPT BASADO EN INDIRECT POWER CONTROL (IPC)

En este algoritmo, el torque del generador es controlado, obteniendo el óptimo torque de referencia de acuerdo a la curva de la máxima potencia que puede entregar el aerogenerador a una velocidad de viento determinada. En el presente trabajo, se utiliza esta metodología para la acción del MPPT. La misma, fue descrita en la sección de 2.5.1. Sin embargo su desarrollo se detalla a continuación.

De las ecuaciones (2.3) y (2.7), el torque mecánico de una turbina puede ser determinado como función de λ y ω_r . Si el rotor se encuentra operando a $\lambda = \lambda_{opt}$, así mismo, operará a un $C_p = C_p^{max}$. Por tanto, para cualquier velocidad del viento por debajo del valor nominal, el torque de la turbina que corresponde a la potencia máxima se encuentra en la trayectoria especificada por la ecuación (2.15) [31].

$$T_m^{opt} = \frac{1}{2} \rho \pi R_{blade}^5 \frac{C_p^{max}}{\lambda_{opt}^3} \omega_r^2 \rightarrow T_e^{opt} = K_{opt} \omega_r^2 \quad (2.15)$$

La expresión del torque óptimo, descrita en la ecuación (2.15), es dada como referencia de torque para el controlador MPPT, que es conectado al aerogenerador. El torque de referencia óptimo es sustraído con el torque actual, para dar la señal de error al controlador, el cual minimizará la diferencia entre el actual y la referencia. El modelo de planta que considera el algoritmo MPPT basado en esta metodología descrita, se presenta en la Figura 2.7 en líneas entrecortadas de color azul.

Aunque este algoritmo es ampliamente utilizado en WECS, requiere información como densidad del aire y parámetros mecánicos de la turbina, los cuales varían en diferentes sistemas. Debido a que la curva OT, es principalmente obtenida a partir de pruebas experimentales, y cambia a medida que el equipo envejece, afecta la eficiencia del MPPT. Es por ello, que se investigan mejoras en las metodologías convencionales descritas y se presentan técnicas novedosas que combinan los métodos convencionales presentados e incluso algunos totalmente nuevos en literatura como [36] [37][39] [40], entre otras.

2.7 PITCH CONTROL

El control pitch es un servo-sistema no-lineal que rota las aspas de la turbina eólica o parte de ellas. En este método existe un mecanismo que físicamente gira las aspas de la turbina alrededor del eje longitudinal. Sin embargo, por ser un control mecánico, su respuesta es lenta y no es capaz de hacer un seguimiento instantáneo de las variaciones de velocidad del viento [41]. En este trabajo de investigación, se utiliza un actuador o sensor eléctrico, cuya acción de control se realiza bajo dos escenarios. Si el aerogenerador se encuentra operando a velocidades de viento perteneciente a la región II (ver Figura 2.5), un sistema de control utiliza esta característica para extraer la máxima potencia del viento y las aspas giran en sentido inverso para obtener una mayor fuerza de arrastre [42]. Esto se logra con un ángulo de paso equivalente a cero. En caso de que el aerogenerador se encuentre operando en la región IV o velocidad de viento por sobre la velocidad nominal (ver Figura 2.5); el control de ángulo de paso actúa de forma tal que la sustentación en las aspas disminuya, para de esta forma limitar la potencia extraída del viento y no sobrepasar el valor de potencia nominal del aerogenerador. Esto se logra con ángulos de paso positivos [42].

La planta que describe el servo-sistema no lineal, que rota las aspas de la turbina eólica o parte de ellas, puede ser modelado como un sistema dinámico de primer o segundo orden con saturación en la amplitud y variación en la señal de salida [29] [43]. El método pitch control, como se mencionó, básicamente consiste en controlar la velocidad rotacional del aerogenerador. Las estrategias de control convencionales del ángulo de paso β se describen a continuación, donde inicialmente es necesario la obtención del ángulo de paso de referencia β_{ref} . El mismo, es

controlado por los variables de entrada, que pueden ser según [44] [45] las siguientes: velocidad del viento, velocidad mecánica del generador o potencia nominal del generador.

2.7.1 VELOCIDAD DEL VIENTO

Es posible obtener β_{ref} de la curva de β vs la velocidad de viento, ver Figura 2.12. La medición directa de la velocidad del viento convierte este control una estrategia simple; sin embargo, este no es un procedimiento pertinente debido a la dificultad para medir la velocidad del viento con precisión. De hecho, cuando la velocidad mecánica excede la nominal, el ángulo de paso se incrementa para reducir el torque de la turbina.

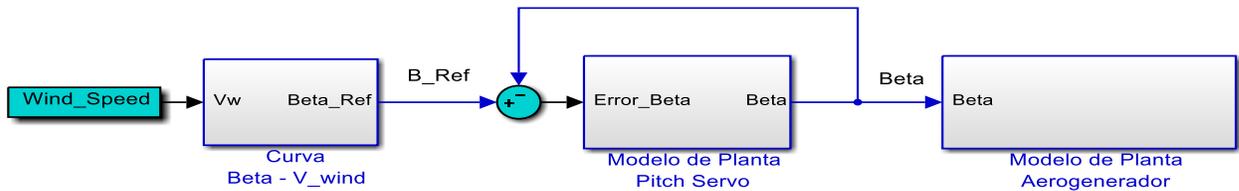


FIGURA 2.12. ESTRATEGIA DE CONTROL. VELOCIDAD DEL VIENTO

2.7.2 VELOCIDAD MECÁNICA DEL GENERADOR

La velocidad rotacional se compara con su referencia. La señal de error, es luego enviada al controlador PI para obtener el valor de ángulo de paso de referencia β_{ref} , tal como se muestra en la Figura 2.13.

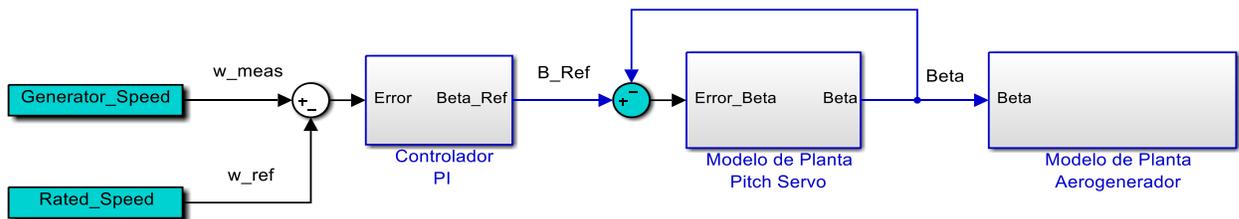


FIGURA 2.13. ESTRATEGIA DE CONTROL. VELOCIDAD MECÁNICA DEL GENERADOR

2.7.3 POTENCIA NOMINAL DEL GENERADOR

La señal de error de la potencia del generador es enviada a un control PI para la obtención del ángulo de paso de referencia β_{ref} , como se observa en la Figura 2.14.

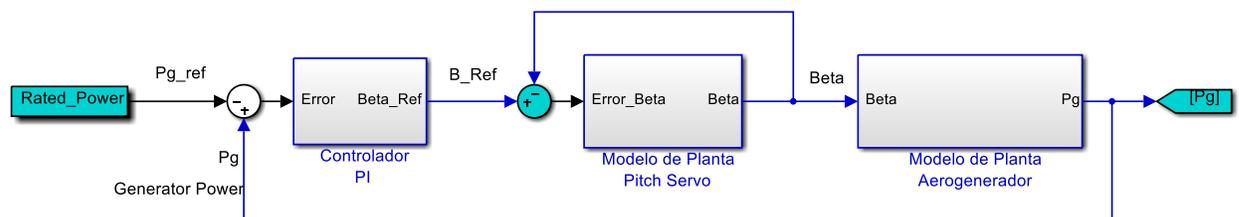


FIGURA 2.14. ESTRATEGIA DE CONTROL. POTENCIA DEL GENERADOR

En el presente trabajo de investigación, se utiliza el método convencional potencia nominal del generador, para control de aspas o en inglés *Pitch Control* de la Figura 2.14. Como modelo de planta de las aspas o en inglés *Pitch Servo*, se utiliza un modelo de primer orden que se describe en (2.16) [44], pudiendo ser así también de segundo orden como se registra en [24]:

$$\beta = \frac{1}{1 + T_B s} \beta_{ref} \quad (2.16)$$

Donde β y β_{ref} corresponden al ángulo pitch actual y al requerido respectivamente; y T_B es la constante de tiempo; según [45] $T_B = 0.1$ [s]. Típicamente el ángulo pitch, β , varía en un rango de 0 a 45° y una tasa de cambio máxima de $\pm 10^\circ$ [29], que se describe en (2.17).

$$\begin{aligned} \beta_{min} &\leq \beta \leq \beta_{max} \\ \dot{\beta}_{min} &\leq \dot{\beta} \leq \dot{\beta}_{max} \end{aligned} \quad (2.17)$$

La Figura 2.15, presenta el control y modelo de planta del ángulo de paso en un diagrama de bloques.

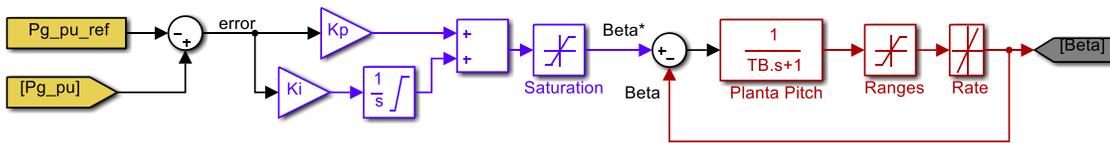


FIGURA 2.15. MODELO DE ESTRATEGIA PITCH CONTROL IMPLEMENTADO "POTENCIA DEL GENERADOR".

En el sistema experimental, el modelo fue implementado en discreto en un archivo *.mfile* cuyo código discreto del control y modelo de planta del ángulo de aspas de la turbina se presenta en la Figura 2.16. Se utilizó el método de Tustin y tiempo de muestreo equivalente a $T_s = 62.5[us]$ para realizar la aproximación al tiempo discreto.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% PITCH CONTROL %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Beta_max = 45;
% _____ Pitch Control _____
Pot_pu = 1;
Error_Pot = Pg_pu - Pot_pu;
pk = pk_1 + Ts*Error_Pot;
Beta_ref = kpb*Error_Pot + kib*pk;
%%Anti-winding_up _ Pitch Control
if (Beta_ref > Beta_max)
    Beta_ref = Beta_max;
elseif (Beta_ref < -Beta_max)
    Beta_ref = -Beta_max;
else
    pk_1 = pk;
end
%Planta Pitch Control
Error_B = Beta_ref - Beta_in;
b1 = Ts/(2*TB+Ts);
b2 = Ts/(2*TB+Ts);
b3 = (Ts-2*TB)/(2*TB+Ts);

xbk = Error_B;
ybk = b1*xbk_1 + b2*xbk - b3*ybk_1;
xbk_1 = xbk;
ybk_1 = ybk;

Beta_z = ybk;
%%Anti-winding_up _ Pitch Control
if (Beta_z > Beta_max)
    Beta_z = Beta_max;
end
if (Beta_z < 0)
    Beta_z = 0;
end
Beta_in = Beta_z;

```

FIGURA 2.16. CÓDIGO DISCRETO DEL MODELO DE LA ESTRATEGIA DE CONTROL “POTENCIA DEL GENERADOR” IMPLEMENTADO.

2.8 MODELO DEL GENERADOR

El generador se modela en base a tres fuentes balanceadas Fase-Neutro AC controlables cuya señal de referencia de control se encuentra determinada por los datos de placa del generador en cuestión.

En este trabajo, se presentan en la Tabla 2.1 los parámetros y restricciones de un aerogenerador de modelo FT-3000G. Correspondiente a una turbina de tipo horizontal de 3 aspas de fibra de vidrio reforzado. El generador corresponde a un generador sincrónico de imanes permanentes PMSG trifásico de 3[kW]. Los parámetros de inercia (J_t) y coeficiente de fricción (B_t) del aerogenerador, son referentes al generador sincrónico modelo (SG3000, Sawafuji Electric Co., Ltd.) de similar características [24].

TABLA 2.1. PARÁMETROS DEL MODELO DEL AEROGENERADOR

PARÁMETROS DEL AEROGENERADOR					
SG3000, SAWAFUJI ELECTRIC CO., LTD.		FT-3000G, JIANGSU, CHINA (MAINLAND)			
		TURBINA		GENERADOR	
J_t	15 [kg · m ²]	$\rho_{densidad\ aire}$	1.225 [kg/m ³]	P_{gnom}	3 [kW]
B_t	0.02 [μ]	$h_{altura\ Torre}$	9 [m]	P_{gmax}	3.5 [kW]
		R_{blade}	2.35 [m]	$\omega_{rmec\ nom}$	300 [rpm]
		$v_{corte\ inferior}$	3.5 [m/s]		
		v_{nom}	10 [m/s]		
		$v_{corte\ superior}$	25 [m/s]		

Para el modelo del generador se considera, la frecuencia y magnitud del voltaje de salida dependiente de la velocidad rotacional mecánica (ω_{mec}), es decir que son proporcionales a la velocidad de rotación del aerogenerador; y a los 300[rpm] entrega en bornes una tensión de $V_{LL} = 380[V_{rms}]$. En este caso, debido a la conexión del VARIAC su tensión se reduce a $V_{LN} = 212.3[V_{LN}]$ a 50[Hz]. En consecuencia a la relación entre la frecuencia eléctrica y las variables de control; la amplitud de tensión y velocidad mecánica del generador se pueden obtener como sigue a continuación:

Considerando los valores nominales de tensión Fase-Neutro peak y la velocidad rotacional nominal en [rad/s], se determina el valor de k_1 y k_2 de las expresiones (2.18) y (2.19). Donde k_1 queda definido como:

$$\omega_r = k_1 \cdot \omega_e \quad (2.18)$$

$$300 \cdot \frac{2\pi}{60} = k_1 \cdot 2\pi 50$$

$$31.42 = k_1 \cdot 2\pi 50$$

$$k_1 = 0.10$$

$$\omega_r \approx 0.10\omega_e$$

(2.19)

Lo anterior indica la dependencia entre la frecuencia eléctrica y la velocidad rotacional por un factor $1/k_1$, tal como se observa en la ecuación (2.20).

$$\omega_e = 10 \cdot \omega_r$$

(2.20)

De manera análoga, se determina el valor de k_2 como sigue:

$$V_{LN_nom} = k_2 \cdot \omega_e$$

(2.21)

$$212.3 = k_2 \cdot (2\pi 50)$$

$$k_2 = 0.6758$$

$$V_{LN_nom} = 0.6758 \cdot \omega_e \quad (2.22)$$

Se determina entonces que la tensión es dependiente de la velocidad mecánica, tal como se observa en la ecuación (2.23).

$$V_{LN_nom} \approx 6.758 \cdot \omega_r \quad (2.23)$$

Finalmente, se presenta en la Figura 2.17 el modelo del generador PMSG donde sus variables de control, tensión y frecuencia eléctrica dependen de la velocidad mecánica del generador.

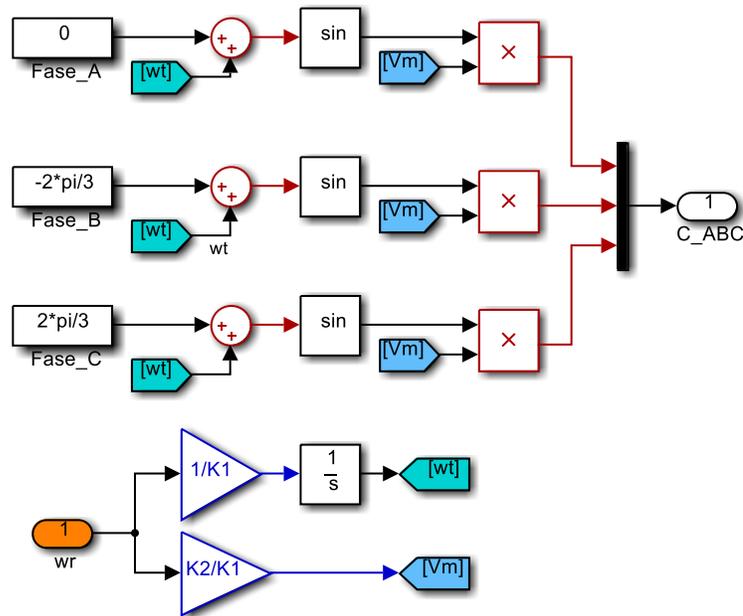


FIGURA 2.17. MODELO DEL GENERADOR PMSG

Es importante recalcar, que el modelo del generador se realiza únicamente para efectos de simulación, puesto que físicamente, la salida del segundo inversor, VSC_2 , de la topología WECS conectado a la red, se encuentra conectado a la red a través del auto-transformador o VARIAC (su explicación, se detalla en el siguiente capítulo). La corriente que se inyecta a la red es controlada en función de la velocidad del generador, determinada por el modelo de planta de la turbina (presentada en la Figura 2.7) y su respectivo control.

2.9 OBTENCIÓN DE LA POTENCIA DE REFERENCIA DE PMSG

Con el fin de extraer la máxima potencia a una velocidad específica de viento por debajo de la nominal, se utiliza la ecuación (2.6), que entrega la máxima potencia obtenida utilizando el algoritmo MPPT. La cual ajusta automáticamente la relación de velocidad a su valor óptimo λ_{opt} , con el objetivo de alcanzar el máximo coeficiente de potencia. La ecuación (2.6), indica la relación entre la potencia de la turbina y la velocidad en el máximo punto de operación [44]. Considerando (2.6) ahora como ecuación (2.24), se determina el valor de K_{opt} .

$$P_{PMSG} = P_G = K_{opt} \cdot \omega_r^3 \quad (2.24)$$

Ahora bien, es necesario encontrar el valor de K_{opt} . Para una potencia nominal de $3[KW]$, y velocidad nominal rotacional eléctrica ω_r en $[rad/s]$, de $300[rpm]$, con lo cual tenemos la ecuación (2.25).

$$K_{opt} = 0.0968 \quad (2.25)$$

Por tanto, (2.24) resulta ser (2.26).

$$P_{PMSG} = (0.0968) \cdot \omega_r^3 \quad (2.26)$$

La Figura 2.18, presenta el diagrama de bloques para la obtención de la potencia de referencia, que interactúa con el sistema experimental.

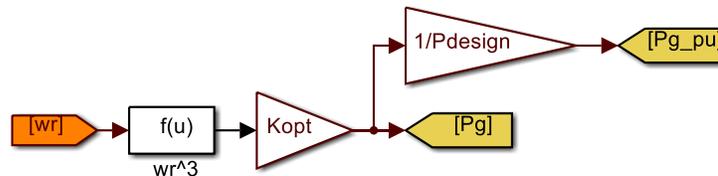


FIGURA 2.18. POTENCIA GENERADA POR LA PMSG

El código fuente es implementado en Matlab/Simulink en un archivo *.mfile*, y se presenta en la Figura 2.19.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Pg      = Kopt*wr*wr*wr;
Pg_pu  = Pg/Pdesign;

```

FIGURA 2.19. CÓDIGO DISCRETO DE LA OBTENCIÓN DE LA POTENCIA DE REFERENCIA DE LA PMSG

2.10 PERFIL DE VIENTO

El estudio del modelo del perfil del viento en un lugar específico no forma parte de este trabajo, razón por la cual, para validar el funcionamiento de la turbina eólica modelada, fueron tomados los datos obtenidos en los laboratorios Rutherford en Oxford Inglaterra. El perfil de viento fue muestreado cada dos muestras $\cdot s^{-1}$ [21]. Su implementación se realiza a través de un Look-Up-Table, función del software Matlab y PLECs que permite leer datos con extensión *.mat*. Además, se añade al modelo del viento a implementar, la componente de turbulencia propia del perfil.

Vale recalcar que la decisión para el diseño e implementación de un aerogenerador para obtención de energía eléctrica en función del recurso eólico en un lugar específico, debe considerar un estudio preliminar y análisis del viento en la zona, puesto que la velocidad del viento es variable; y dependiendo de la localización, los coeficientes de rugosidad y fricción cambian debido al factor

tiempo, temperatura, altura, dirección del viento, entre otros. Por lo anterior, los resultados obtenidos al extrapolar datos de velocidad de viento tomados a una altura de referencia deben ser manejados cuidadosamente, para evitar errores en la estimación [46].

2.10.1 MODELO DE VELOCIDAD VIENTO

El viento constituye un modelo estocástico que puede ser modelado en un horizonte de tiempo corto, mediano o largo plazo. En este trabajo se modela un perfil de viento en un horizonte corto. Puesto que, es en este horizonte donde se logra observar el verdadero efecto que tienen las componentes de la velocidad del viento sobre el viento resultante.

Por otro lado, en una simulación del viento por aproximación numérica, es muy frecuente asumir que la velocidad es determinada por la suma de cuatro componentes, el valor promedio; una componente de rampa, representando un incremento continuo en la velocidad del viento; una componente de la ráfaga; y una componente representando la turbulencia. Así también, para la simulación del viento por aproximación numérica se requiere de ciertos datos que son introducidos por el usuario y otros que son calculados a partir de los conocidos [47][48].

En el presente trabajo, por simplicidad, se implementa el modelo auto-regresivo de media móvil (ARMA, *por sus siglas en inglés*) descrito en [49] para previsión del viento como un modelo estocástico estacionario. Aunque existen otros modelos más precisos como los descritos en [50][51][52][53]. Los cuales, realizan un estudio de las características del viento, tales como: coeficientes de rugosidad, horizonte de tiempo, temperatura, altura, dirección del viento, entre otros, para la estimación de su modelo.

Ahora bien, el modelo ARMA, consiste en la unión de dos modelos, el modelo auto-regresivo (*por sus siglas en inglés*, AR) y el modelo de media móvil con ruido (*por sus siglas en inglés*, MA). El primero, el modelo AR, es relativamente simple y trabaja con una cantidad limitada de datos almacenados en la memoria. Es decir, en nuestro caso, nos interesa, la velocidad del viento en un tiempo (t), luego la velocidad del viento en un instante que es $t_{actual} = t_{delay} + t$, donde, t_{delay} es el delta tiempo transcurrido entre el anterior y el actual. Esto indica que los datos son linealmente dependientes de los valores obtenidos en un instante anterior hasta el valor presente; en otros términos, sigue un razonamiento causal, donde el valor futuro depende directamente de los valores pasados. Luego de recolectar suficientes datos y mediante la debida retroalimentación, se puede optimizar esta función de forma que el error sea mínimo, lo cual, se logra por medio de la correcta elección de los parámetros representados por los coeficientes de su modelo. Por otro lado, el modelo MA, basa su modelo en la variación de los valores futuros en torno a una media, pero con alto grado de aleatoriedad. Considera que el proceso observado, se puede representar como un valor medio que en ciertos instantes recibe impulsos de ruido. El ruido de cada instante se considera como un ruido blanco con media cero. El parámetro a determinar, corresponde al vector a modelar y debido a la aleatoriedad del ruido, se hace más difícil ajustar los coeficientes del vector. El modelo ARMA, cuyo desarrollo se describe a continuación, considera ambos modelos descritos, y considera además, que, en efecto, hay una causalidad, pero que el futuro incluye incertidumbre que es modelada como un ruido.

En el siguiente modelo, la ecuación (2.27), describe los componentes del viento a implementar, donde, las componentes de rampa, valor promedio del viento y ráfaga ($V_{media+rampa+ráfaga}$), lo constituyen los datos del perfil de viento obtenidos en los laboratorios Rutherford en Oxford

Inglaterra [21]. La cuarta componente constituye la turbulencia ($V_{vt(t)}$) obtenida en función del modelo ARMA.

$$V_{vt(t)} = V_{media+rampa+ráfaga} + V_{vt(t)} \quad (2.27)$$

Ahora bien, bajo el modelo de ARMA, la turbulencia, se representa por un modelo lineal conformado por un filtro de primer orden perturbado por ruido Gaussiano (α_t).

$$\frac{dV_{vt(t)}}{dt} = -\frac{1}{T_v}V_{vt(t)} + \alpha_t \quad (2.28)$$

Donde T_v corresponde a la constante de tiempo del filtro y α_t el ruido blanco con media cero. El valor de T_v depende de las dimensiones de la turbina, la intensidad de la turbulencia y la velocidad media del viento. Para efectos de este trabajo T_v es fijado en 4[s], al igual que el utilizado en [41].

El ruido blanco (α_t), es enviado a un filtro de señal de tiempo discreto también denominado en inglés como shaping filter; siendo así, alterado y transformado en ruido de color (ϑ_t). Entonces, la parte turbulenta del viento queda finalmente definida como (2.29):

$$V_{vt(t)} = \sigma_t \vartheta_t \quad (2.29)$$

Donde σ_t es la desviación estándar y ϑ_t es el modelo de series de tiempo ARMA, el cual puede ser expresado como (2.30).

$$\vartheta_t = A_1 \cdot \vartheta_{t-1} - A_2 \cdot \vartheta_{t-2} \dots + A_n \cdot \vartheta_{t-n} + \alpha_t - B_1 \cdot \alpha_{t-1} - B_2 \cdot \alpha_{t-2} \dots - B_m \cdot \alpha_{t-m} \quad (2.30)$$

Los coeficiente A_i ($i = 1, 2, \dots, n$) y B_j ($j = 1, 2, \dots, m$), son los parámetros auto-regresivos (AR) y los parámetros de la media móvil (MA) respectivamente. Omitiendo los términos de mayor orden, los siguientes coeficientes según [49] constituyen los términos significativos en la metodología ARMA descrita en (2.30) que ahora se representa como (2.31) para modelar el perfil de viento.

$$\vartheta_t = 1.7901\vartheta_{t-1} - 0.9087\vartheta_{t-2} + 0.0948\vartheta_{t-3} + \alpha_t - \alpha_{t-1} + 1.0929\alpha_{t-2} - 0.2892\alpha_t \quad (2.31)$$

Los parámetros $\alpha_t, \alpha_{t-1}, \alpha_{t-2}$, corresponden al primer y segundo dato histórico registrado por el modelo de media móvil del ruido blanco o señal de salida del generador de ruido Gaussiano. Los parámetros $\vartheta_{t-1}, \vartheta_{t-2}$ y ϑ_{t-3} corresponden a la salida del ruido de color luego del tercer, cuarto y quinto dato histórico registrado. En el presente trabajo, el registro de datos se realiza cada $0.1T_s$, donde T_s es el tiempo de muestreo de operación de la unidad Triphase PM5F60R.

Finalmente, el modelo de perfil de viento implementado en Matlab/Simulink, se presenta en Figura 2.20; donde el perfil de viento corresponde a la sumatoria del promedio de la velocidad del viento, la componente de rampa y la componente de la ráfaga representados por V_m , y la componente de la turbulencia descrita en la ecuación (2.29).

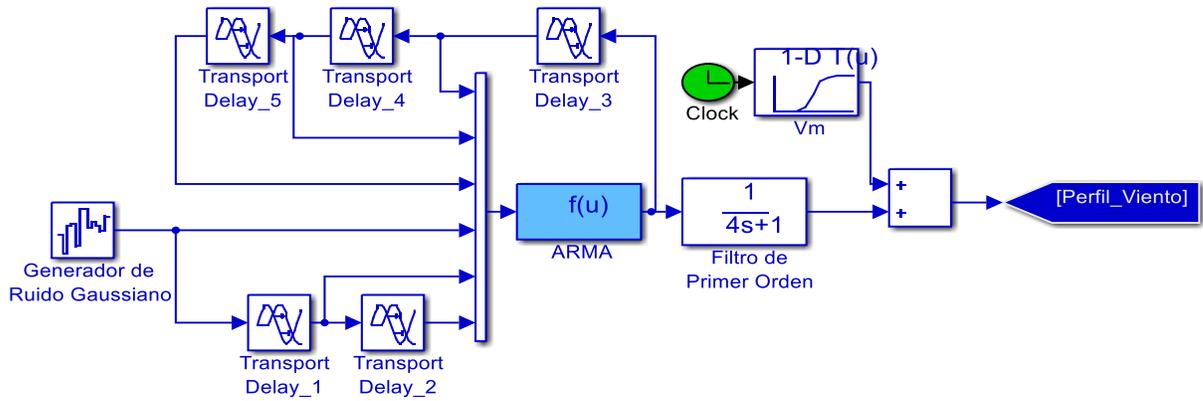


FIGURA 2.20. GENERACIÓN DE LA VELOCIDAD DE VIENTO POR MODELO ARMA IMPLEMENTADO EN MATLAB/SIMULINK

2.11 TOPOLOGÍA DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA BACK-TO-BACK (BTB)

Si bien es cierto, en un sistema WECS conectado a la red, los aerogeneradores deben estar dotados de un sistema de sincronización para que la frecuencia de la corriente generada se mantenga perfectamente sincronizada con la frecuencia de la red. Esto se logra a través de un convertidor de potencia Back-To-Back (BTB), puesto que permite la conexión a la red eléctrica principal del aerogenerador con características eléctricas diferentes (frecuencia de operación, tensión, corriente y potencia).

El convertidor de potencia Back-To-Back basado en convertidores de tipo fuente de tensión (*en inglés*, voltage source converter VSC), es un método típicamente usado para procesar eficazmente el flujo de potencia en sistemas de corriente alterna (CA) interconectados, ya que permite controlar de manera independiente tanto el flujo bidireccional de potencia activa como de potencia reactiva, desde baja potencia hasta alta potencia, en procesos y aplicaciones industriales que incluyen desde control de motores, generadores eólicos y balance de carga entre alimentadores, hasta sistemas de generación distribuida, por mencionar algunos. De aquí, que el uso del convertidor BTB modulado mediante técnicas PWM (Pulse Width Modulation) o modulación vectorial espacial (SVM) se ha incrementado en los últimos años [23] [54].

En el presente trabajo los inversores de fuente de voltaje trifásico de dos niveles constituido por seis semiconductores normalmente de IGBT con un diodo en paralelo del convertidor Back-To-Back, se utilizan para transferir energía del aerogenerador (emulación) al capacitor de enlace y convertir la tensión de voltaje del capacitor de enlace (DC_{link}) en tensión alterna AC con el objetivo de inyectar corriente AC a la red [55]. Los inversores son convertidores controlados donde los estados de conmutación son obtenidos a partir de la técnica de modulación SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation), cuya implementación se encuentra contenida dentro de la unidad Triphase PM5F60R.

CAPÍTULO 3

3 BANCO EXPERIMENTAL

El equipo que se describe a continuación, constituye el banco experimental necesario para la implementación de la técnica “Hardware-in-the-Loop”. En esta sección se realiza una descripción del diagrama eléctrico que representa el hardware del equipo.

3.1 TRIPHASE: PM5F60R

La unidad Triphase PM5F60R, es un módulo de potencia destinado para transferencia bidireccional de energía entre dos fuentes/cargas AC. Los módulos de potencia Triphase, permiten a los ingenieros una amplia variedad de aplicaciones en conversión de potencia [56]. El módulo de alimentación viene con código abierto, software de control reprogramable, por lo que, lo convierte en una herramienta ideal para la investigación, desarrollo y pruebas en aplicaciones de conversión de energía [56].

En este trabajo, la transferencia bidireccional de energía entre dos fuentes AC, permite la aplicación de la técnica “Hardware-in-the-Loop” para la emulación de un aerogenerador que inyecta potencia a la red dependiendo de la disponibilidad del recurso eólico. La Figura 3.1, presentan la estructura física de la unidad Triphase PM5F60R. Inicialmente su diagrama eléctrico que se explica posteriormente, será modelado en el software PLECS (*en inglés*, Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation), para obtener los resultados esperados en simulación del sistema de control desarrollado. Luego de ello, se procederá a la implementación del código en la plataforma de desarrollo Matlab/Simulink de la unidad Triphase PM5F60R.



(A)

(B)

FIGURA 3.1. EQUIPO TRIPHASE PM5F60R. (A) VISTA FRONTAL. (B) VISTA POSTERIOR

3.2 ESTRUCTURA DEL TRIPHASE PM5F60R:

La topología y diagrama de conexión del equipo Triphase PM5F60R se encuentra descrita de la siguiente manera:

- ▶ Topología Back-To-Back en la unidad Triphase PM5F60R.
- ▶ Fuente de alimentación de entrada y salida a la unidad Triphase PM5F60R.

3.2.1 TOPOLOGÍA BACK-TO-BACK EN LA UNIDAD TRIPHASE PM5F60R

El diagrama eléctrico trifásico de la topología Back-To-Back contenida en la unidad Triphase PM5F60R se presenta en la Figura 3.2 y su explicación se detalla a continuación.

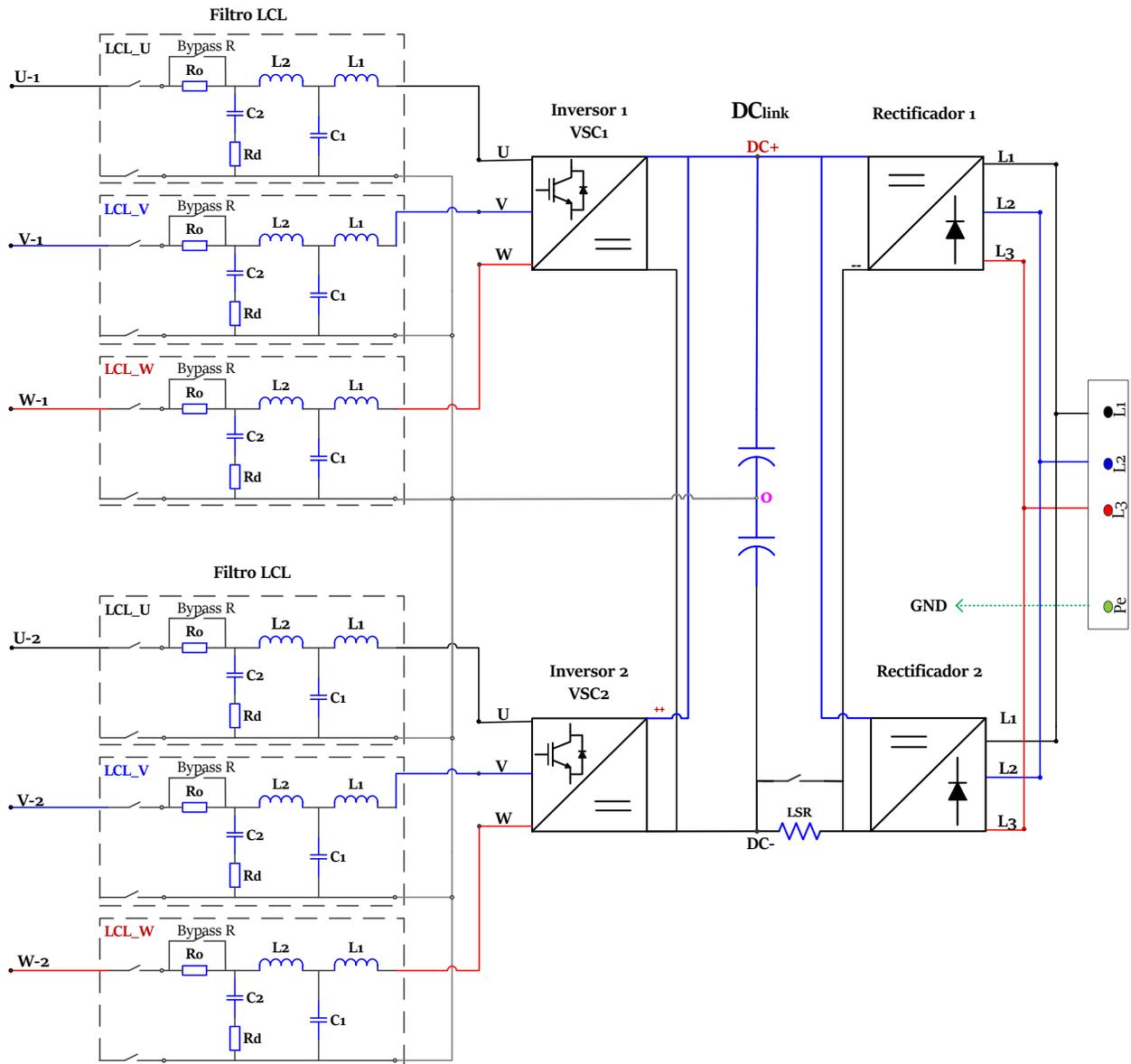


FIGURA 3.2. DIAGRAMA ELÉCTRICO DE LA TOPOLOGÍA DE LA UNIDAD TRIPHASE PM5F60R

La unidad está conformada por dos sistemas de inversor y rectificador denominado VSC_1 y rectificador 1; y VSC_2 y rectificador 2. El primer sistema se denomina convertidor del lado de la red y el segundo sistema se denomina convertidor del lado de la máquina. Ambos sistemas están constituidos por un filtro LCL a la salida de cada inversor y comparten el bus de corriente directa (DC) a través del capacitor de enlace (DC_{link}). El bus DC permite el control de ambos sistemas de manera independiente en un rango de potencia limitado por la capacidad nominal de la unidad. La operación fundamental del convertidor Back-To-Back se explica al considerar VSC_1 y VSC_2 como dos convertidores desacoplados en los cuales la amplitud, fase y frecuencia se pueden controlar de forma independiente el uno del otro. El sistema presentado en la Figura 3.2 no refleja la topología de un conversor Back-To-Back generalmente estudiado. Esto es debido a que, la unidad integra al sistema un rectificador para cada inversor. Además, de una resistencia en serie al terminal negativo del capacitor DC_{link} , denominada resistencia de precarga LSR . El rectificador y la resistencia LSR son necesarias, debido a que, inicialmente el capacitor de enlace se encuentra totalmente descargado, es decir que no existe energía almacenada en él y por tanto la diferencia de potencial entre sus terminales es cero. De existir una conexión directa, implicaría una alta variación de corriente y como consecuencia por la baja impedancia, un cortocircuito. Para evitar, lo anterior, el rectificador carga el capacitor a la tensión línea-línea conectada a la unidad en el lado AC (generalmente tensión de red eléctrica, $V_{LL} = 380[V_{rms}]$ o tensión permitida por la unidad). Por otro lado, la resistencia LSR dimensionada a la tensión nominal del equipo, limita la corriente de carga del capacitor.

Así también, existe una resistencia de precarga denominada R_o , conectada en serie a la salida de cada uno de los filtros LCL de los inversores. Luego de la precarga, la unidad Triphase realiza por medio de controles internos, el bypass en los terminales de las resistencias para evitar pérdidas del sistema. Por consiguiente, el sistema funciona con topología Back-To-Back como se presenta en la Figura 3.3.

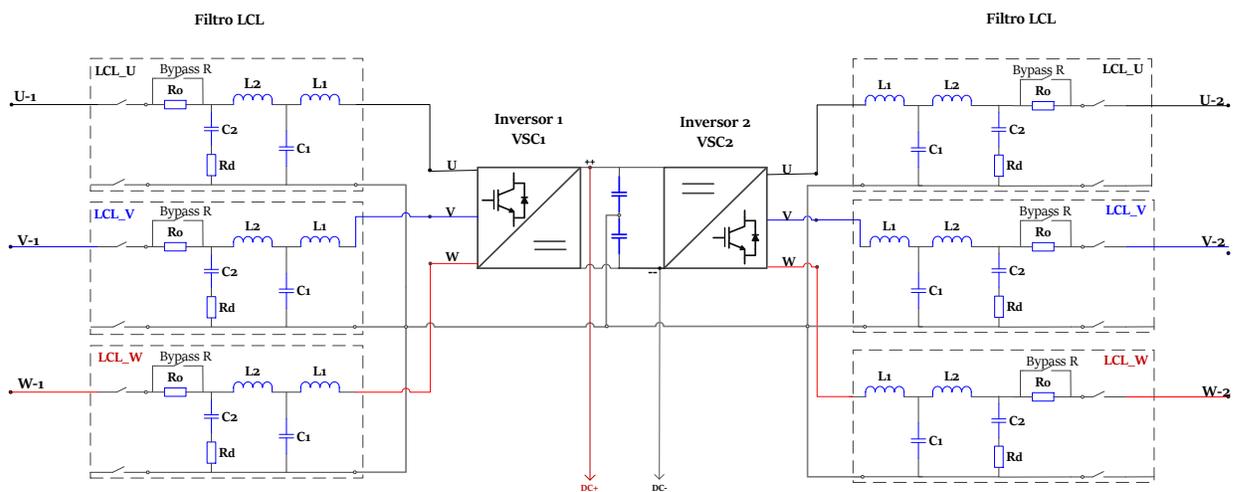


FIGURA 3.3. DIAGRAMA ELÉCTRICO DE LA CONFIGURACIÓN BACK-TO-BACK DEL TRIPHASE PM5F60R

En referencia a los parámetros de los componentes de la topología descrita, se encuentran: el capacitor de enlace, inversor y filtro LCL.

3.2.1.1 CAPACITOR DE ENLACE (DC_{link})

El capacitor de enlace del Triphase PM5F60R corresponde a un valor de $DC_{link} = 20[mF]$. Tensión máxima de trabajo y valor de control fijado de $730[V_{dc}]$.

3.2.1.2 INVERSOR TRIFÁSICO DE 3 PIERNAS DE DOS NIVELES (VSC_1 Y VSC_2)

La topología utilizada para el inversor consiste en un inversor trifásico de tres hilos de dos niveles que provee el modelo Triphase PM5F60R. El modelo trabaja con una frecuencia de conmutación (f_s), existente entre un rango desde $14 - 16[KHz]$. En el presente trabajo se utiliza $f_s = 16[KHz]$.

3.2.1.3 FILTRO LCL

El equipo Triphase PM5F60R incorpora un filtro con configuración LCL que es estudiado en secciones posteriores. Se encuentra conectado a la salida de cada uno de los inversores VSC_1 y VSC_2 representados en la Figura 3.4 por la nomenclatura VSC, para referirnos a cualquiera de ellos. Adicional, su topología se compone de una configuración en serie de capacitor y resistencia que se encuentra en paralelo a la salida del filtro LCL. Elementos denominados como (C_2 y R_d). Los cuales, sirven para amortiguar altas frecuencias de resonancia de $150 [KHz]$ de modo común que puede ocurrir en los cables de tierra. Desde la perspectiva de control, estos componentes pueden no ser considerados.

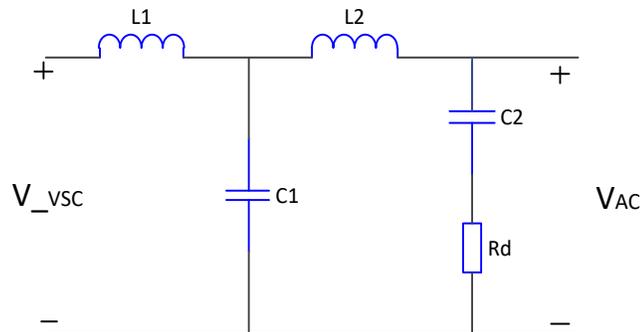


FIGURA 3.4. CONFIGURACIÓN DEL FILTRO LCL DE LOS CONVERTORES V_{VSC1} Y V_{VSC2}

Los valores de los elementos del filtro de la Figura 3.4 se presentan en la Tabla 3.1. Los mismos, son fundamentales para el diseño del control. Sus valores fueron asignados por el equipo de trabajo Triphase.

3.2.2 FUENTE DE ALIMENTACIÓN DE ENTRADA Y SALIDA A LA UNIDAD TRIPHASe PM5F60R

La conexión del equipo se encuentra de tal manera que primeramente carga el capacitor al voltaje línea-línea de la red ($V_{LL} = 380[V_{rms}]$) por medio de los rectificadores. Luego de ello, se puede tener control de cada uno de los de convertidores en configuración Back-To-Back como se explicó anteriormente.

El diagrama eléctrico del sistema de alimentación que energiza la unidad se presenta en la Figura 3.5:

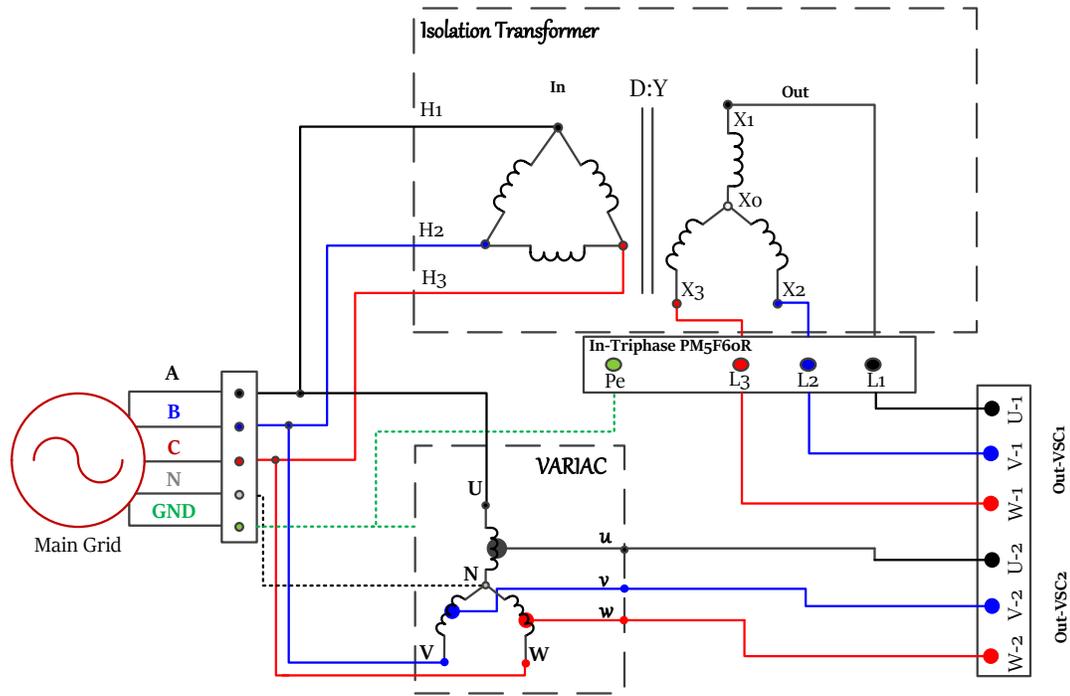


FIGURA 3.5. DIAGRAMA ELÉCTRICO DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN DE I/O AL EQUIPO TRIPHASE PM5F60R

3.2.2.1 ALIMENTACIÓN DE RECTIFICADORES

Por seguridad de la unidad Triphase PM5F60R, se conecta un transformador de aislamiento denominado en inglés, “Isolation Transformer” cuya relación de vueltas es de 1:1 como su nombre lo indica. Dado que la unidad es de 3 hilos, se utiliza una configuración del transformador Delta-Y para alimentación de los rectificadores, donde la tierra de la unidad se conecta directamente a la tierra de la red eléctrica. De esta manera, la alimentación a la entrada L_1, L_2, L_3 y GND (tierra) de los rectificadores presentados con sus borneras respectivas en la Figura 3.2, se realiza mediante la conexión correspondiente a la observada en la Figura 3.5.

3.2.2.2 ALIMENTACIÓN DE INVERSOR VSC_1

Debido a que la unidad permite intercambio de potencia entre fuentes AC. Se conecta a la salida del filtro del primer inversor, una fuente de alimentación. La cual constituye L_1, L_2, L_3 de la Figura 3.5, que se conectan a U_{-1}, V_{-1}, W_{-1} , correspondientes a la salida del primer inversor, como se presenta en la Figura 3.2. La tensión de alimentación para el primer conversor corresponde a las características de la red de $V_{LL} = 380[V_{rms}]$, y frecuencia de operación de $f_o = 50[Hz]$.

Adicional, la impedancia equivalente del transformador de aislamiento de capacidad de 7.5[KVA] es determinada por medio del cálculo de corriente de cortocircuito que se describe en [57], [58]. La cual, corresponde a un valor aproximado de $L_{T1} \approx 4[mH]$ y $R_{T1} \approx 0.25[\Omega]$. El desarrollo del cálculo se presenta en la sección de anexos 8.5.

3.2.2.3 ALIMENTACIÓN DE INVERSOR VSC_2

Por su parte, la salida del filtro del segundo inversor se conecta a la fuente AC de la red eléctrica por medio de un auto-transformador. Para el inversor VSC_2 , fue necesario la conexión de un VARIAC. Esto es debido a que la tensión máxima en el DC_{link} corresponde a $730[V_{dc}]$. Para evitar sobre-modulación debido a la implementación de la estrategia de Active Damping que se explicará en secciones posteriores, se utiliza el auto-transformador para disminuir la tensión de salida del segundo inversor. De esta manera se tiene mayor tensión DC_{link} para modular. La tensión fijada corresponde a $V_{LL} = 260[V_{LL,rms}]$. Con el fin de obtener un valor aproximado, la impedancia equivalente del VARIAC de capacidad de $11.7 [KVA]$ es determinada por medio del cálculo de corriente de cortocircuito que se describe en [57] [58]. El valor de la misma corresponde a un valor aproximado de $L_{T2} \approx 4 [mH]$ y $R_{T2} \approx 0.25 [\Omega]$. El desarrollo del cálculo se presenta en la sección de anexos 8.5.

3.2.3 RESUMEN DE LOS PARÁMETROS DEL TRIPHASE PM5F60R

A continuación, se presenta en la Tabla 3.1, todos los parámetros del Triphase que serán utilizados en el desarrollo del sistema de control para la simulación y trabajo experimental. Adicional, para cada inductor que integra el filtro se asume una resistencia equivalente en serie (por sus siglas en inglés, ESR) de $0.20 [\Omega]$.

TABLA 3.1. RESUMEN DE LOS PARÁMETROS DEL TRIPHASE PM5F60R

PARÁMETROS DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA TRIPHASE PM5F60R			
POTENCIA DE ENTRADA	CAPACITOR DE ENLACE (dc_{link})	IMPEDANCIA DEL TRANSFORMADOR AISLAMIENTO	IMPEDANCIA VARIAC
$V_{in,3\phi} = 380[V_{LL,rms}]$ $f_o = 50[Hz]$ $f_s = 16[kHz]$ $S_{nom} \approx 5 [KVA]$	$V_{dc_link} = 730[V_{dc}]$ $DC_{link} = 20[mF]$	$L_{T1} = 4.0 [mH]$ $R_{T1} = 0.25 [\Omega]$	$L_{T2} = 4.0[mH]$ $R_{T2} = 0.25 [\Omega]$
POTENCIA DE SALIDA	FILTRO LCL		
$V_{LL} = 260[V_{LL,rms}]$ $I_{out} = 11.10[A_{rms}]$	$L_1 = L_2 = 1.5[mH]$ Sin Carga $L_1 = L_2 = 0.8[mH]$ Plena Carga $ESR \text{ de } L_1 \rightarrow R_1 = 0.2[\Omega]$ $ESR \text{ de } L_2 \rightarrow R_2 = 0.2[\Omega]$	$C_1 = 20[uF]$ $C_2 = 47[nF]$ $R_d = 180[\Omega]$	

CAPÍTULO 4

4 ESTRATEGIAS DE CONTROL

En este capítulo se describen el sistema de control de cada uno de los inversores, denominados “Grid-Side Converter Control” y “Drive Control”.

4.1 “GRID-SIDE CONVERTER CONTROL”

El convertor del lado de la red o “Grid-side converter control” es representado por VSC_1 el mismo puede ser representado por una fuente trifásica balanceada cuya magnitud, fase y frecuencia es controlada por las técnicas de modulación (en este trabajo, SPWM). Además de un filtro LCL que elimina la distorsión armónica de las corrientes entregadas a la red y limita los valores altos de corriente $\left(\frac{di}{dt}\right)$, que podrían producirse al colocar dos fuentes de tensión en paralelo, en este caso la red y el convertor. Y por una resistencia que representa la impedancia intrínseca de la bobina [55]. En este trabajo, el diagrama de conexión del convertor VSC_1 se describió en el capítulo anterior. Sin embargo, para mayor simplicidad del modelo se presenta el convertidor conectado a la red y controlado por PWM con filtro LCL en la Figura 4.1.

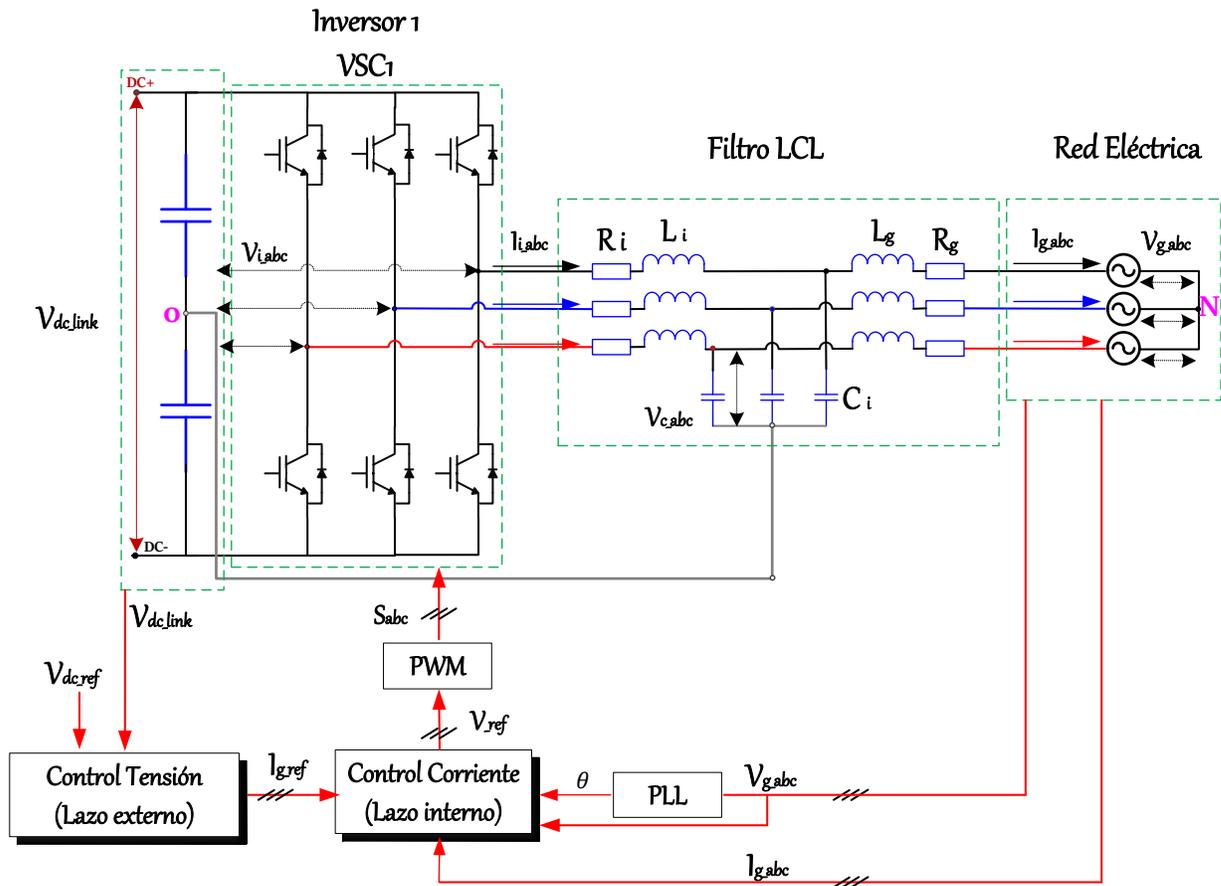


FIGURA 4.1. SISTEMA DE CONTROL GRID-SIDE CONVERTER

Donde, el control del convertidor VSC_1 fundamenta su sistema de control en controladores en cascada. El control del lazo externo, con una dinámica más lenta, asegura el balance de potencia entre el aerogenerador y la red, manteniendo la tensión del capacitor de enlace (DC_{link}) en el valor fijado por la referencia ($V_{dc.ref}$). Así mismo, genera las corrientes de referencia ($I_{g.ref}$), para el lazo de control interno, el cual, tiene una dinámica más rápida y controla la corriente inyectada a la red [59].

4.1.1 ECUACIONES DINÁMICAS DEL CONVERTOR DEL LADO DE LA RED

Los lazos de control de corriente son partes críticas del sistema de control del convertidor debido a que son sensibles a las variaciones de tensión y deben asegurar calidad de potencia y rápida respuesta según los requerimientos del código eléctrico. Consecuentemente, se puede encontrar variedad de métodos en literatura donde describe compensación de armónicos (con el objetivo de lograr una mejor calidad de potencia). La distorsión armónica de corriente proviene de dos orígenes diferentes. Los armónicos de baja frecuencia que son causados por la distorsión de la tensión de la red. Donde tratar con armónicos de baja frecuencia es un asunto relacionado con la robustez del controlador contra las perturbaciones de la red. Los armónicos de alta frecuencia que originan distorsión de la corriente de la red se relacionan con armónicos en la frecuencia PWM del convertidor. Mitigación de estos últimos se logra a partir del uso del filtro LCL debido a sus características de buen filtrado por sobre la frecuencia de resonancia. Sin embargo, la resonancia puede llevar a oscilaciones indeseables o inestabilidad. Para evitar lo anterior, se utiliza un amortiguamiento con una resistencia la cual puede ser añadida al filtro físicamente o se puede utilizar metodologías de Active Damping[59].

Asumiendo que las impedancias del sistema trifásico se encuentran balanceadas, las ecuaciones diferenciales que describen cada fase del convertidor PWM con filtro LCL se presentan en (4.1), (4.2), (4.3) y (4.4).

$$L_i \frac{d\bar{i}_i}{dt} = \bar{v}_i - \bar{i}_i R_i - \bar{v}_{ci} \quad (4.1)$$

$$C_i \frac{d\bar{v}_{ci}}{dt} = \bar{i}_i - \bar{i}_g \quad (4.2)$$

$$L_g \frac{d\bar{i}_g}{dt} = \bar{v}_{ci} - \bar{i}_g R_g - \bar{v}_g \quad (4.3)$$

$$\bar{v}_i = \bar{s}_i V_{dc_link} \quad (4.4)$$

Donde \bar{i}_i , \bar{v}_i corresponden al vector corriente y tensión de salida del convertidor. \bar{v}_{ci} , corresponde al vector voltaje del capacitor del filtro LCL. El componente C_i al capacitor del filtro. \bar{i}_g y \bar{v}_g corresponden al vector corriente y vector tensión de la red. V_{dc_link} a la tensión del capacitor de enlace medido, y $\bar{s}_i \in \{0,1\}$ indica el estado de la conmutación de la pierna del convertidor de cada fase $S_{abc} = [s_a, s_b, s_c]$ [59]. Para propósito del diseño del sistema de control, la influencia del capacitor C_i es omitida debido a que solo trata con las frecuencia de conmutación PWM [59]. Los efectos de la resonancia del filtro LCL y las ventajas para mitigar armónicos de alta frecuencia ocasionadas por la frecuencia de conmutación PWM serán estudiados y analizados en la sección 4.3. Por lo cual, en esta sección, de acuerdo con [59], se considera que a frecuencias bajas, menores

que la mitad de la frecuencia de resonancia del filtro LCL , donde la acción de control ocurre, el modelo del filtro LCL y el modelo del filtro L son prácticamente iguales.

Por tanto, todas las resistencias del filtro pueden ser representados por $R = R_i + R_g$ y la inductancia del filtro L se convierte en $L = L_i + L_g$. Un modelo simplificado del modelo del convertidor PWM con filtro L , utilizado para el diseño del sistema de control, se presenta en la Figura 4.2. El diseño del control de corriente y tensión se presentan en la sección 4.1.2 y 4.1.3 respectivamente.

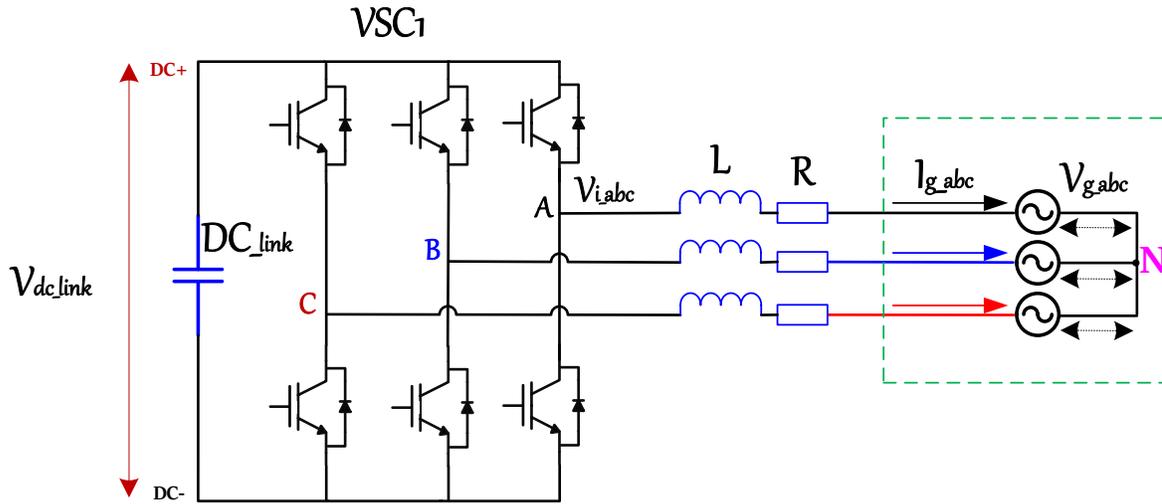


FIGURA 4.2. CONVERTIDOR (VSC_1) CONECTADO A LA RED MEDIANTE FILTRO L

4.1.2 DISEÑO DE CONTROL PI DE CORRIENTE

El control que se utiliza en esta sección, corresponde a un control dq . Que transforma las variables de control en el marco de referencia natural abc a un marco en dq que rota en sincronismo con la tensión de la red. Como resultado de esta transformación, las variables de control se convierten en señales DC [59]. Esto permite el uso de controladores PI. La transformación, se realiza mediante la transformada de Park, cuyo ángulo de sincronismo de fase de la tensión de la red θ_e , se obtiene a partir de un Phase-Locked Loop (*por sus siglas en inglés*, PLL) que se describe en la sección 4.1.4.

El modelo simplificado del convertidor PWM con el filtro LCL en el marco de referencia dq se describe en las ecuaciones (4.5) y (4.6) y su desarrollo se presenta en la sección de anexo 8.4.

$$L \frac{dI_{gd}}{dt} = V_{id} - V_{gd} - RI_{gd} + \omega_e L I_{gq} \quad (4.5)$$

$$L \frac{dI_{gq}}{dt} = V_{iq} - V_{gq} - RI_{gq} - \omega_e L I_{gd} \quad (4.6)$$

Debido a que el sistema de control se orienta en el vector voltaje de red, $V_g = v_{gd} + j0$ [55]. Con lo cual, se presenta el diagrama vectorial en la Figura 4.3. Donde, la estructura de control involucra los términos de acoplamiento entre los ejes dq así como, también la retroalimentación de la tensión de la red.

mencionar, que es posible, diseñar mayores o menores anchos de banda, pero dependerán de la calidad de los transductores, frecuencia de conmutación, entre otros factores.

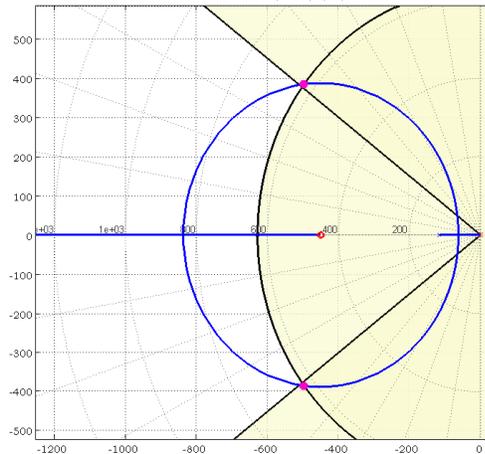


FIGURA 4.4. LUGAR DE LA RAÍZ CONTROLADOR DE CORRIENTE.

$$G_{ci_g}(s) = 5 \cdot \frac{(s + 450)}{s} \quad (4.12)$$

4.1.3 DISEÑO DE CONTROL PI DE TENSIÓN

El controlador de voltaje en el enlace de corriente continua se puede diseñar por un análisis de pequeña señal, considerando las corrientes continuas de la Figura 4.5 y despreciando las pérdidas. Tomando en cuenta la expresión que describe la potencia de la red en coordenadas dq con orientación al voltaje y factor de transformación de $2/3$, es posible determinar la potencia activa según [55] de la red en coordenadas dq en el dominio de Laplace. Cuya representación está determinada por la ecuación (4.13).

$$P_{in} = \frac{2}{3} I_{gd(s)} \cdot V_{gd(s)} \quad (4.13)$$

Es decir, la potencia activa depende de la componente directa de la corriente entregada a la red. Entonces, para obtener el balance de potencia en el convertor Back-To-Back, se regula la tensión del enlace de continua a un valor de referencia V_{dc_ref} . Con esta metodología se logra que las componentes de baja frecuencia en las corrientes I_{pmsg} e I_g sean iguales en estado estacionario, como se observa en la Figura 4.5, debido a que $I_G - I_{pmsg} \approx 0$ [55].

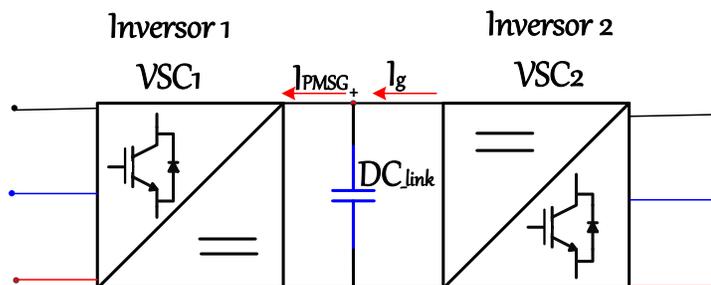


FIGURA 4.5. DIAGRAMA DEL SISTEMA PARA CÁLCULO DE BALANCE DE POTENCIAS

Entonces, la potencia del convertor del lado de la red se puede obtener como:

$$P_G = V_{dc_link} \cdot I_G \quad (4.14)$$

Y, debido a (4.13) y (4.14), se tiene (4.15).

$$I_G = \frac{2}{3} \left(\frac{I_{gd(s)} \cdot V_{gd(s)}}{V_{dc_link}} \right) \quad (4.15)$$

Finalmente ambas corrientes se encuentran relacionadas por (4.16):

$$DC_{link} \frac{dV_{dc_link}}{dt} = I_G - I_{pmsg} \quad (4.16)$$

Donde DC_{link} es la capacitancia del enlace de corriente continua. Así mismo, la potencia del aerogenerador corresponde a (4.17).

$$P_{PMSG} = V_{dc_link} \cdot I_{PMSG} \quad (4.17)$$

Debido a que (4.17) y (4.15) no son lineales con respecto a V_{dc_link} , se realiza un análisis de pequeña señal, resultando (4.18) y (4.19):

$$\Delta I_{PMSG} = \frac{\partial (P_{PMSG}/V_{dc_link})}{\partial V_{dc_link}} \Delta V_{dc_link} = -\frac{P_{PMSG_0}}{V_{dc_link_0}^2} \Delta V_{dc_link} \quad (4.18)$$

$$\Delta I_G = \frac{\partial (P_G/V_{dc_link})}{\partial V_{dc_link}} \Delta V_{dc_link} + \frac{\partial (P_G/V_{dc_link})}{\partial I_{gd}} \Delta I_{gd} = -\frac{P_{G_0}}{V_{dc_link_0}^2} \Delta V_{dc_link} + \frac{2}{3} \frac{V_{gd_0}}{V_{dc_link_0}} \Delta I_{gd} \quad (4.19)$$

El subíndice “o” indica que la variable respectiva debe ser evaluada en el punto de operación. El modelo de pequeña señal de (4.16), se representa como (4.20).

$$DC_{link} \frac{d\Delta V_{dc_link}}{dt} = \Delta I_G - \Delta I_{pmsg} \quad (4.20)$$

Y reemplazando (4.18) y (4.19) se determina (4.21).

$$DC_{link} \frac{d\Delta V_{dc_link}}{dt} = -\frac{P_{G_0} - P_{PMSG_0}}{V_{dc_link_0}^2} \Delta V_{dc_link} + \frac{2}{3} \frac{V_{gd_0}}{V_{dc_link_0}} \Delta I_{gd} \quad (4.21)$$

En el punto de operación y despreciando las pérdidas se presenta la potencia como $P_{G_0} = P_{PMSG_0}$. Por tanto, (4.21) se simplifica en (4.22).

$$DC_{link} \frac{d\Delta V_{dc_link}}{dt} = \frac{2}{3} \frac{V_{gd_0}}{V_{dc_link_0}} \Delta I_{gd} \quad (4.22)$$

Utilizando (4.18) a (4.21), se obtiene el modelo de pequeña señal que se presenta en la Figura 4.6. El sistema de lazos permite control desacoplado del lazo interno y externo.

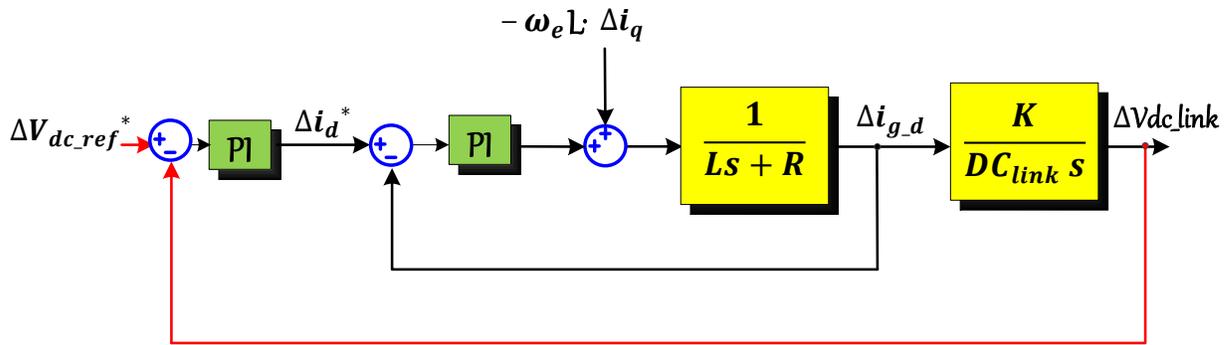


FIGURA 4.6. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL LAZO DE CONTROL DE TENSIÓN

El valor de K en la Figura 4.6, corresponde a $K = \frac{2}{3} \frac{V_{gd_0}}{V_{dc_link_0}}$.

Los valores para determinar el controlador, corresponden a los de la Tabla 3.1, donde:

- $V_{dc_link} = 730[V_{dc}]$
- $DC_{link} = 20[mF]$
- $V_{gd} = \frac{380\sqrt{2}}{\sqrt{3}} [V]$

Dado el modelo de la planta, se establecen los parámetros de diseño para sintonizar el control PI. Los cuales, corresponden a un ancho de banda a lazo cerrado o frecuencia natural de $\omega_n = 2\pi \cdot 5[rad/s]$ y un coeficiente de amortiguamiento de $\xi = 0.707$.

Mediante el método del lugar de la raíz y el uso de la función “rtool” en Matlab, ver Figura 4.7; se determina el controlador que se presenta en la ecuación (4.23).

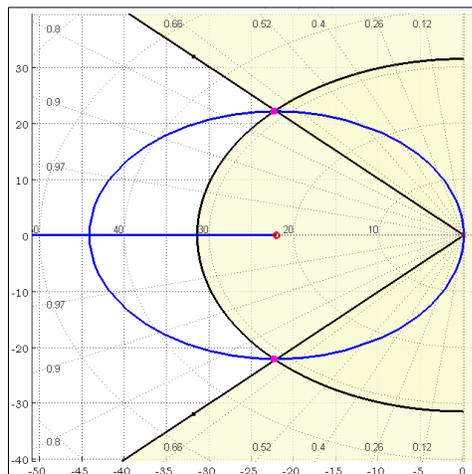


FIGURA 4.7. LUGAR DE LA RAÍZ CONTROLADOR DE TENSIÓN

$$G_{cv}(s) = 3.16 \cdot \frac{(s + 22.1)}{s} \quad (4.23)$$

A continuación se describe el diseño del PLL, para lograr la transformación de las coordenadas en marco de referencia natural abc al marco dq que rota en sincronismo con la tensión de la red.

4.1.4 DISEÑO DEL PHASE-LOCKED LOOP (PLL)

Para aportar energía a la red eléctrica, los aerogeneradores deben de estar dotados de un sofisticado sistema de sincronización para que la frecuencia de la corriente generada se mantenga perfectamente sincronizada con la frecuencia de la red [60]. Por lo cual, dependiendo del sistema de control, se hace necesario el uso de un PLL o Phase-Locked Loop, el cual corresponde a un sistema en el que la frecuencia y la fase son realimentados.

La estructura del PLL consiste en dos partes principales, la detección de fase y el controlador PI. La detección de fase puede ser fácilmente implementado mediante la transformada $abc/\alpha\beta$ o abc/dq . Por otro lado, el controlador PI debe ajustarse a la dinámica del sistema [60]. Por tanto, el PLL debe diseñarse con suficiente ancho de banda para seguir la fundamental de la tensión pero debe rechazar las componentes de doble frecuencia y otras propias de la secuencia negativa o distorsión armónica presentes en la tensión [55] de las cargas conectadas a la salida del filtro L.

Convencionalmente anchos de banda de aproximadamente 10 – 30 [Hz] son apropiados para operar con una red de 50[Hz] y un coeficiente de amortiguamiento ξ entre 0.7 – 0.8 [55]. Aunque existen casos como [61], [62] que han utilizado un coeficiente de amortiguamiento de 1. El diseño del PLL convencional para este trabajo, ver Figura 4.8 (a), se obtiene del producto cruz entre dos vectores, entre el vector voltaje de la red, V_g , o de la máquina, V_{PMSC} ; y un vector de módulo unitario creado internamente por el software del PLL. En coordenadas $\alpha\beta$, el producto cruz se puede obtener como $\varepsilon = (V_{g\alpha} + jV_{g\beta}) \otimes (\cos \theta_e + j\sin \theta_e) = V_{g\alpha} \sin \theta_e - V_{g\beta} \cos \theta_e$ el cual, es igual a cero cuando ambos vectores se encuentran en fase. Cuando la salida del PLL converge, se utiliza el valor estimado $\hat{\theta}_e$ Figura 4.8 (b), para orientar el sistema de control vectorial en este ángulo [55].

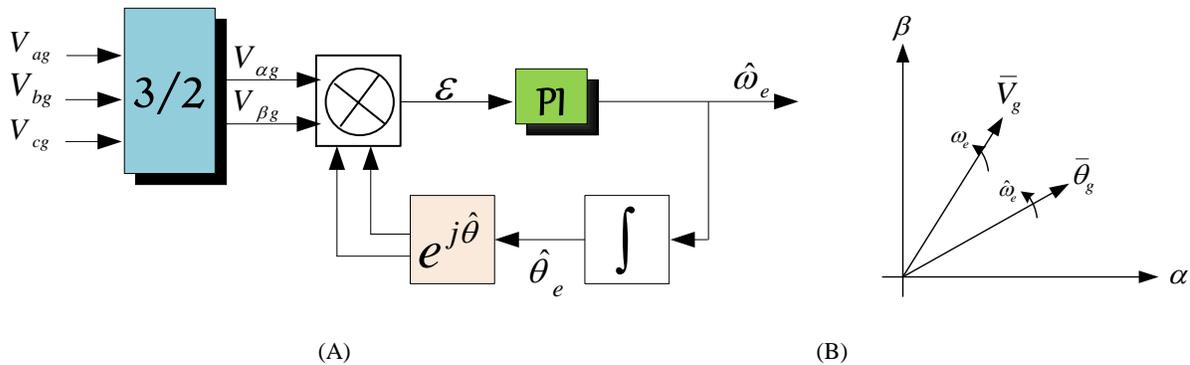


FIGURA 4.8. (A) DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN PLL CONVENCIONAL, (B) VECTOR VOLTAJE Y VECTOR UNITARIO FICTICIO CREADO POR EL PLL

Para el diseño del controlador se utiliza un modelo de pequeña señal [55], obtenido a partir de la Figura 4.8 (a), donde se obtiene un controlador del tipo PI para minimizar la diferencia de frecuencia $\Delta\omega$ entre el PLL y la señal de entrada, Figura 4.8 (b). La función de transferencia a lazo cerrado se presenta en la ecuación (4.24). Debido a los requerimientos de la dinámica, se plantea un controlador con frecuencia natural de $\omega_n = 2\pi \cdot 22[\text{rad/s}]$ y un coeficiente de amortiguamiento $\xi = 0.8$. Con estos datos, se completa el modelo para obtener el controlador PI en base a la función de transferencia de referencia que se presenta en la ecuación (4.25).

$$G_{(s)} = \frac{\left(K_c + \frac{K_c}{sT_i}\right) \frac{1}{s}}{1 + \left(K_c + \frac{K_c}{sT_i}\right) \frac{1}{s}} \quad (4.24)$$

$$G_{(ref)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + s2\xi\omega_n + \omega_n^2} \quad (4.25)$$

Con $\omega_n = 138.23[\text{rad/s}]$ que corresponde a $f_n = 22[\text{Hz}]$, se obtiene la función de transferencia $G_{(ref)}$. Igualando denominadores de $G_{(ref)}$ con la función de transferencia a lazo cerrado $G_{(s)}$, obtenemos los parámetros del controlador PI con lo que $K_c = 221.168$ y $T_i = 1.15749 \times 10^{-2}[\text{s}]$. Finalmente el controlador queda definido por la ecuación (4.26).

$$PI = 221.168 \cdot \frac{(s + 86.4)}{s} \quad (4.26)$$

A continuación se presenta el diseño del PLL en la Figura 4.9. Donde K_i corresponde al cero del controlador equivalente a $K_i = 86.4$.

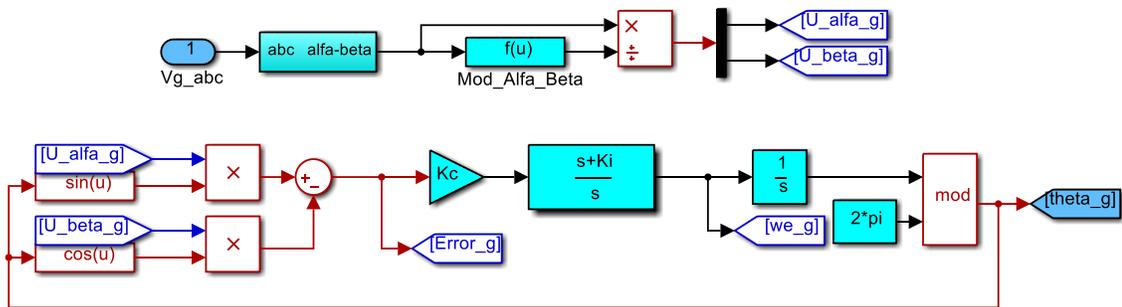


FIGURA 4.9. DISEÑO DEL PLL CON ORIENTACIÓN DEL VOLTAJE DE LA RED.

En este trabajo de investigación, se utiliza el sistema de control Grid-side Converter Control proporcionado por la unidad Triphase. Sin embargo, se realizó el control para efectos de simulación y validación de resultados con el sistema experimental.

4.2 DRIVE CONTROL

En esta sección se presenta la metodología para realizar el control de la corriente que circula por el inversor VSC_2 del lado de la máquina (*en inglés*, Drive Control). La Figura 4.10, presenta el sistema Drive Control para lograr la emulación del aerogenerador empleando la técnica “Hardware-In The Loop”, el cual involucra tanto la parte del hardware como el software del sistema. Los bloques conectados a través de las líneas azules corresponden a la emulación del control y modelo del aerogenerador descrito en el estado del arte del capítulo 2. Los bloques conectados mediante líneas rojas indican el control de las variables que interactúan con el equipo embebido de la unidad de Triphase PM5F60R. Estas variables, corresponden a mediciones en tiempo real que se controlan en función de las señales de referencia generadas por la emulación.

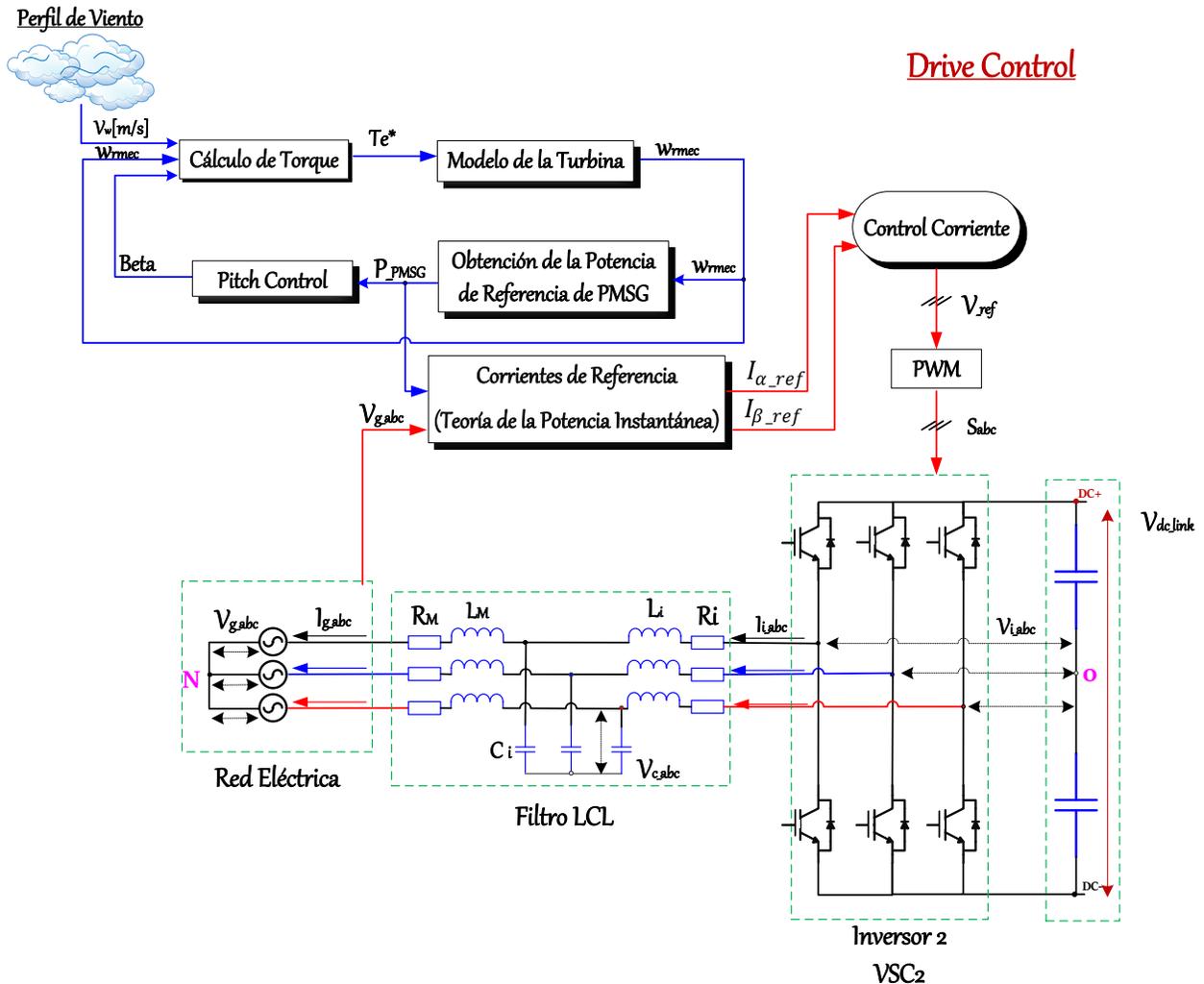


FIGURA 4.10. SISTEMA DRIVE CONTROL

En la Figura 4.10 se observa además, que el código por implementar para el intercambio bidireccional de potencia corresponde al bloque que entrega las corrientes de referencia y el control de corriente. En esta sección, se desarrolla la metodología para lograr lo anterior.

Por lo cual, en vista de que la variable de referencia a controlar que entrega el generador se encuentra en términos de potencia; se utiliza primeramente, la teoría de la potencia instantánea P-Q de Akagi descrita en [63] para la obtención de las corrientes de referencia a controlar. Su

desarrollo se describe en la sección 4.2.1. Posterior a ello, se analizan las ecuaciones dinámicas del sistema para el diseño de la estrategia de control de corriente para VSC_2 .

4.2.1 TEORÍA DE LA POTENCIA INSTANTÁNEA P-Q

La teoría de la potencia instantánea de P-Q de Akagi descrita en [63] es utilizada, con el objetivo de obtener las corrientes de referencia en coordenadas $\alpha\beta$. Las corrientes de referencia deben corresponder a la corriente que inyecta la emulación del generador PMSG a la red.

La metodología según [63] para la obtención de las corrientes de referencia en el eje de coordenadas de $\alpha\beta$ en función de la potencia, implica utilizar la transformada de Clarke que tiene la propiedad de ser invariante en potencia, se presenta la matriz en la ecuación (4.27). Esta característica es muy importante cuando el análisis se centra en la potencia instantánea de un sistema trifásico.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

En función de la ecuación (4.27), se obtiene la tensión de la red en el marco de referencia $\alpha\beta$. Dado lo anterior, mediante (4.28), es posible ahora utilizar las ecuaciones matriciales de la teoría de la potencia instantánea.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Considerando que el aerogenerador no inyecta potencia reactiva sino potencia activa puesto que se trata de un generador PMSG, el valor de $q = 0$ y el valor de $p = P_{PMSG} = P_G$, el cual, representa la potencia que se inyecta a la red. Basándonos en la ecuación (4.28), se obtienen las corrientes de referencia en $\alpha\beta$, necesarias para el control de corriente resonante que se describe en la siguiente sección. Vale recalcar que ante fallas de tensión la inyección de potencia reactiva para compensar dichas fallas, será realizada por el convertidor y el valor de q será diferente de cero, $q \neq 0$ [64].

4.2.2 ECUACIONES DINÁMICAS DEL CONVERTOR DEL LADO DE LA MÁQUINA

La topología del convertidor del lado de la máquina constituye un filtro LCL tal como se presenta en Figura 4.10. Donde, los efectos de la resonancia del filtro LCL y las ventajas para mitigar armónicos de alta frecuencia ocasionadas por la frecuencia de conmutación PWM serán estudiados y analizados en la sección 4.3 como se expuso anteriormente. Por otro lado, en esta sección, consideramos el desempeño del mismo a frecuencias bajas, menores que la mitad de la frecuencia de resonancia del filtro LCL, donde la acción de control ocurre, puesto que el modelo del filtro LCL y el modelo del filtro L son prácticamente iguales [59]. Es así que, la topología del filtro LCL puede ser aproximada como un filtro L. Esto permite mayor simplicidad y determinación de las ecuaciones dinámicas que describen el convertidor del lado de la máquina. Por tanto, las ecuaciones diferenciales que determinan la dinámica del convertidor VSC_2 , están representadas por su topología

en la Figura 4.11. Las resistencias del filtro son representados por $R = R_i + R_M$ y la inductancia del filtro L por $L = L_i + L_M$.

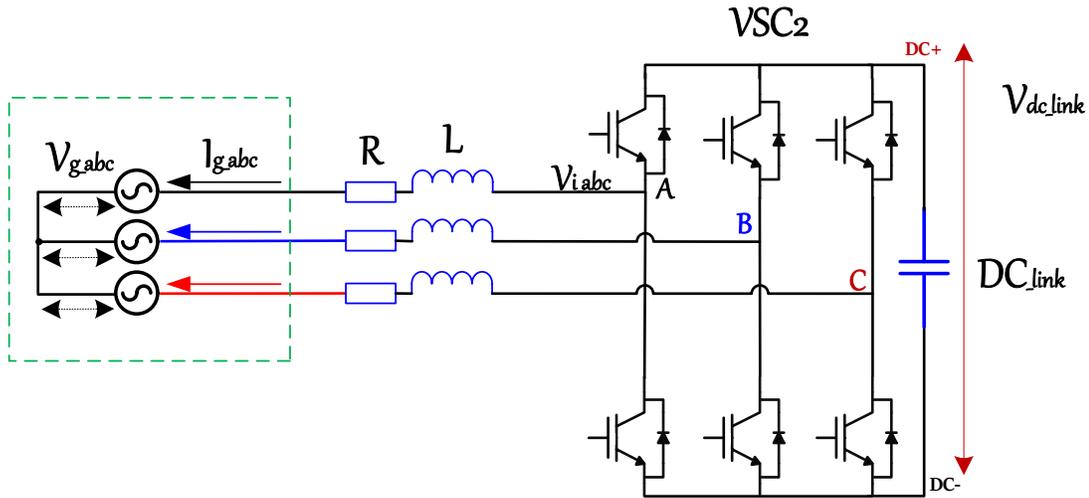


FIGURA 4.11. CONVERTIDOR (VSC_2) CONECTADO A LA RED MEDIANTE FILTRO L

Considerando la Figura 4.11, se desarrolla la estrategia de control para el conversor del lado de la máquina. El control de corriente se realiza en el marco de referencia estacionario $\alpha\beta$. Mediante la transformada de Clark, se transforman las variables de control del marco de referencia natural abc al marco de referencia estacionario $\alpha\beta$. Las ecuaciones del modelo se presentan en (4.29) y (4.30) [59] y su desarrollo se presenta en la sección de anexo 8.4.

$$L \frac{dI_{g\alpha}}{dt} = V_{i\alpha} - V_{g\alpha} - RI_{g\alpha} \quad (4.29)$$

$$L \frac{dI_{g\beta}}{dt} = V_{i\beta} - V_{g\beta} - RI_{g\beta} \quad (4.30)$$

Debido a que, las variables a controlar son dependientes del tiempo, el controlador PI no podrá ser utilizado para seguir la señal de referencia. Por esta razón y otras limitaciones, como solución, la estrategia de control implementada para el control del conversor VSC_2 , se realiza mediante controladores resonantes con compensación de armónicos. Los cuales tienen la habilidad de seguir señales de referencia senoidales [59]. Mayor descripción se realiza a continuación en la sección 4.2.3.

4.2.3 CONTROL RESONANTE PROPORCIONAL (EN INGLÉS, PROPORTIONAL-RESONANT CONTROLLER, PR)

Típicamente, controladores PI con retro-alimentación a la red son utilizados para conectar los convertidores a la red. Para ello, es necesario el uso de transformadas con eje giratorio para implementar un control PI a estos sistemas (como el desarrollado en la sección 4.1). Sin embargo, éste presenta inconvenientes como limitaciones en la compensación de armónicos de baja frecuencia, lo cual compromete los estándares de calidad de potencia. Otra dificultad, es debido a los armónicos presentes en la retroalimentación del voltaje de la red, que tienen influencia negativa para la corriente; además para los sistemas trifásicos, el control requiere muchas transformaciones

que incrementa la complejidad en la implementación. En general, el control PI no es capaz de eliminar los armónicos de corriente de baja frecuencia debido a limitaciones de ancho de banda e incrementar el ancho de banda, requiere una ganancia proporcional muy alta que compromete la estabilidad del sistema [65].

Por lo anterior, la necesidad de una estructura de control que exhiba un mejor desempeño a baja carga de implementación se ha convertido en prioridad. El control resonante proporcional (PR); el cual, en comparación con el control PI, puede proveer mayor ganancia en la frecuencia fundamental para eliminar el error en estado estacionario [66] y evitar el uso de transformadas con marco giratorio, se considera como una solución atractiva.

El control resonante proporcional tiene la particularidad que actúa en un ancho de banda muy estrecho, alrededor de la frecuencia de resonancia (frecuencia sintonizada) y por tanto, es posible la implementación de compensadores armónicos para los armónicos de orden bajo sin influir en la dinámica del controlador de corriente[59]. Con el objetivo de lograr un control de corriente y calidad de potencia dentro de los estándares del código eléctrico se realiza posteriormente el diseño del control de corriente y compensación de armónicos. La estructura de control del mismo se presenta en la Figura 4.12 y su descripción respectiva se detalla en la sección 4.2.3.1 y 4.2.3.2.

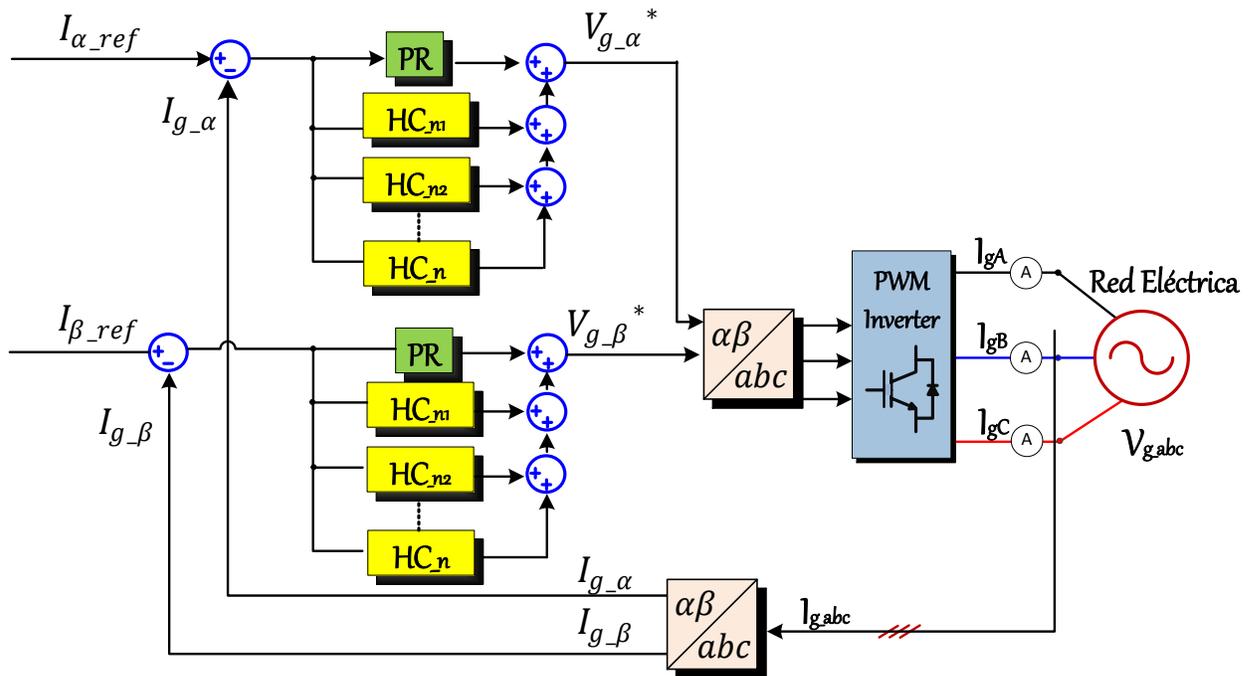


FIGURA 4.12. ESQUEMA DE CONTROL VECTORIAL DRIVE CONTROL CON CONTROLADOR RESONANTE MULTI-VARIABLE.

Por otro lado, aunque el control en el marco de referencia estacionario $\alpha\beta$ sobre el control de marco de referencia sincrónico en dq tiene ventajas como implementación sencilla para compensación de armónicos, no requiere de PLL y no involucra términos de acoplamiento; la estrategia de control PR y compensación de armónicos, es sensible a las variaciones de frecuencia de la red y la sintonización presenta mayor dificultad que la sintonización de los controladores PI. Por ello, es muy importante realizar adecuadamente la sintonización de los mismos. A menudo, ésta se realiza por el método del lugar de la raíz [59] o por diagramas de Bode. Tal como se describen a continuación.

4.2.3.1 PR DE CORRIENTE

El control resonante es desarrollado sobre la base del principio del modelo interno [67]. El principio se sustenta en el hecho de que, si el modelo de la referencia y la perturbación son incluidos en la retroalimentación del lazo de control, se asegura un buen seguimiento de señal y rechazo de la perturbación.

Si el objetivo es seguir y/o rechazar señales periódicas que pueden ser descompuestas en componentes senoidales (armónicos), el diseño de control tiene un par de polos en el eje imaginario en la frecuencia del armónico a seguir y/o rechazar [67]. La función de transferencia que se presenta en la ecuación (4.31), se utiliza para demostrar la efectividad de un controlador resonante ideal sintonizado sobre la frecuencia fundamental ($f_o = 50[Hz]$) para anular el error debido al voltaje de la red [67].

$$G_{iM(s)} = K_{p_r} + K_{i_r} \cdot \frac{s}{s^2 + \omega_o^2} \quad (4.31)$$

Donde, $\omega_o = 2\pi \cdot f_o$; K_{p_r} corresponde a la ganancia proporcional y determina principalmente el ancho de banda, margen de ganancia y fase del sistema de control. K_{i_r} corresponde a la ganancia de resonancia y puede ser sintonizado cambiando la respuesta de la magnitud [68]. La ecuación (4.31), presenta un caso ideal donde la ganancia es muy alta con ancho de banda muy estrecho, centrado a la frecuencia de resonancia. Según [65], el ancho de banda a esta frecuencia depende de la constante integral en el tiempo, K_{i_r} . Un bajo valor de K_{i_r} , conducirá a un ancho de banda muy estrecho, mientras que un alto valor de K_{i_r} , conducirá a un ancho de banda más amplio. Por lo cual, el controlador PR puede ser sintonizado de acorde a sus necesidades.

Con el propósito de evitar problemas de estabilidad asociados con la ganancia infinita de un control PR ideal, un control PR no ideal puede ser utilizado. Según [66], la función de transferencia de un control PR no ideal está determinado por la ecuación (4.32).

$$G_{iM(s)} = K_{p_r} + \frac{K_{i_r} \cdot \omega_i \cdot s}{s^2 + 2\omega_i s + \omega_o^2} \quad (4.32)$$

En un PR no ideal, la ganancia resulta ser finita. Sin embargo, aún es relativamente alta como para generar pequeño error en estado estacionario y buen seguimiento para las señales sintonizadas. Lo anterior, se resuelve ajustando apropiadamente el valor de ω_i . Al ajustar correctamente ω_i , la sensibilidad del control ante pequeñas variaciones de frecuencia puede ser reducida mientras el ancho de banda es ampliado. Valores pequeños de ω_i , convierten la función de transferencia más selectiva y el peak de resonancia del controlador más estrecho. Por tanto, valores pequeños de ω_i convertirán el filtro más sensible a variaciones de frecuencia y la respuesta transitoria será más lenta [68].

Por otro lado, un controlador resonante puede además ser sintonizado para eliminar la distorsión armónica de corriente en la carga [69], metodología, que se presenta en la sección 4.2.3.2.

4.2.3.2 PR DE CORRIENTE CON COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS (EN INGLÉS, HARMONIC COMPENSATOR, HC)

La adición de la compensación de armónicos (HC) al controlador resonante, es importante ya que mejora la calidad de corriente inyectada a la red, y la mantiene dentro de las normas del código

eléctrico del IEEE Std. 519-1192. Además, de acuerdo con [59], el control resonante actúa en una banda estrecha centrada en la frecuencia sintonizada. Por tanto la implementación de los compensadores de armónicos de bajo orden es posible sin influir en la dinámica del controlador de corriente. La ecuación (4.33) presenta en el dominio de Laplace, el control de compensación de armónicos diseñado para atenuar armónicos de segundo, tercer y n orden como se presenta en la Figura 4.12.

$$G_{iM}(s) = \sum_{h=3,5,7} K_{Ih_r} \cdot \frac{\omega_i \cdot s}{s^2 + 2\omega_i s + \omega_h^2} \quad (4.33)$$

Donde, $\omega_h = \omega_o \cdot h$, se define como la frecuencia múltiplo de la fundamental (ω_o) del armónico de orden h a eliminar; K_{Ih_r} es la ganancia del peak de resonancia a la frecuencia ω_h . El diagrama de bloques del control y la compensación se presenta en la Figura 4.12 donde se observa que la compensación de armónicos selectiva puede ser lograda colocando en cascada varios integradores generalizados (GI) sintonizados en la frecuencia de resonancia deseada.

En general, se considera primordial compensar los armónicos del tercer, quinto y séptimo orden debido a que son los más prominentes en el espectro de la corriente. En el presente trabajo de investigación, por tratarse de un convertidor de tres piñas, sin neutro, no es necesario la compensación del 3^{er} armónico ya que corresponde a un armónico de secuencia cero que circula por el neutro, el cual no existe en nuestro sistema.

En la sección 4.2.3.3 se presenta el diseño y sintonización del control resonante con compensación de armónicos para el sistema de control de la estrategia “Drive Control”.

4.2.3.3 DISEÑO DEL CONTROL PR+HC

En esta sección, se determina el control resonante considerando la función de transferencia del modelo de planta. Inicialmente obtenemos el modelo de la planta y posteriormente se realiza la sintonización del control resonante para obtener los parámetros que lo describen en la ecuación (4.32) y (4.33).

En la sección 4.1, se mencionó que a frecuencias bajas, menores que la mitad de la frecuencia de resonancia del filtro LCL, donde la acción de control ocurre, el modelo del filtro LCL y el modelo del filtro L son prácticamente lo mismo [67]. Entonces, basándonos en las ecuaciones (4.29) y (4.30), el modelo de planta queda descrita en el dominio de Laplace como la ecuación (4.34).

$$G_{piM} = \frac{1}{sL + R} \quad (4.34)$$

Donde, el modelo de planta considera además de la impedancia del filtro LCL, la impedancia del auto-transformador (VARIAC) conectado entre la red y la salida del equipo Triphase. Por tanto, el valor total se expresa como: $L = L_i + L_M + L_{T2}$ y $R = R_i + R_M + R_{T2}$. Finalmente, según los parámetros descritos en la Tabla 3.1, el valor numérico corresponde a los reemplazados en $L = L_1 + L_2 + L_{T2}$ y $R = R_1 + R_2 + R_{T2}$. La planta con sus valores respectivos se describe en el dominio de Laplace en la ecuación (4.35).

$$G_{piR}(s) = \frac{1}{s(5.6 \times 10^{-3}) + 0.65} \quad (4.35)$$

Además del modelo de planta descrito en (4.35), es importante considerar los retardos de transporte. Puesto que, un sistema con retardo no responde inmediatamente a las excitaciones de entrada sino que retarda en $T_s[s]$ su respuesta. En el ámbito de la ingeniería, los retardos de transporte son producidos por los dispositivos como tiristores, IGBTs, choppers [70]. El mismo, está definido en el plano s como lo descrito en la ecuación (4.36), donde T_s , es el tiempo de muestreo:

$$G_{delay}(s) = e^{-sT_s} \quad (4.36)$$

Debido a que la estrategia de control a implementar corresponde a la presente, es evidente considerar los retardos ya que son producidos en el sistema experimental por la topología Back-To-Back que está compuesta de convertidores y dispositivos semiconductores que aplican como interruptores controlados.

Por lo anterior, el diseño del control resonante de corriente y compensación de armónicos mediante el método del lugar de la raíz, considera el modelo de la planta y los retardos como parte de la misma. Los retardos son implementados utilizando la aproximación de Padé [70]. En la Figura 4.13 se presenta el sistema de control considerando el retardo de transporte.

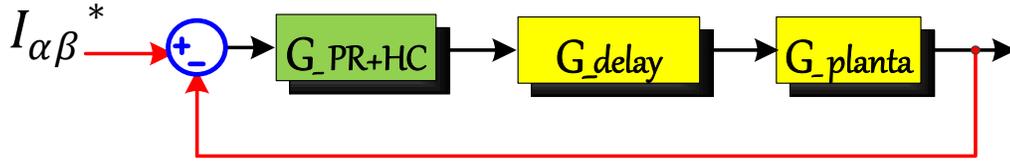


FIGURA 4.13. SISTEMA DE CONTROL CONSIDERANDO RETARDO DE TRANSPORTE

En el presente trabajo, se utiliza la aproximación de Padé de primer orden que se describe en la ecuación (4.37).

$$G_{delay}(s) = e^{-sT_s} = \frac{e^{-\frac{sT_s}{2}}}{e^{\frac{sT_s}{2}}} \approx \frac{1 - \frac{sT_s}{2}}{1 + \frac{sT_s}{2}} \quad (4.37)$$

Con el modelo de planta conocido y la estimación del retardo, es posible diseñar el control de corriente y los controles de compensación de armónicos PR+HC descritos en (4.32) y (4.33). Para ello, primeramente, se determinan los parámetros que describen la ecuación (4.32) y (4.33), es decir, el valor correspondiente a ω_o , ω_i , ω_h , K_{p_r} y K_{i_r} , K_{Ih_r} .

Dado que la frecuencia de la red es igual a $f_o = 50[\text{Hz}]$, el valor de ω_o corresponde a $\omega_o = 2\pi f_o [\text{rad/s}]$. Así también, de acuerdo con [65] [66], para lograr suficiente ganancia en todo el rango de frecuencia de trabajo, y considerando una fluctuación de frecuencia de la red de $\Delta f = \pm 0.5[\text{Hz}]$, puesto que el sistema experimental está conectado a la red eléctrica, considerada robusta, el valor de ω_i es fijado en $\omega_i = 2\pi \Delta f = \pi [\text{rad/s}]$. En cuanto a ω_h , el valor corresponde a $\omega_h = \omega_o \cdot h$, donde h es el orden del armónico a compensar. En este trabajo, equivale a 5 y 7 para compensar el armónico 5^{to} y 7^{mo} respectivamente.

Por otro lado, según [65], un controlador resonante PR tiene mucho en común con un controlador PI, su diferencia radica en como la acción de integración se realiza. Puesto que en el control resonante, el integrador sólo integra la frecuencia cercana a la frecuencia sintonizada y no introduce error en estado estacionario ni cambio de fase.

Ya que, el modelo de planta para las estrategias de control de “Gríde-side converter” y “Drive Control” son iguales, el control PI para la planta en (4.35) sin considerar retardo es el descrito en (4.38).

$$G_{ci_{pmsg}}(s) = 5 \cdot \frac{(s + 450)}{s} \quad (4.38)$$

De (4.38), la ganancia proporcional del control PI es 5 y la ganancia integral corresponde al cero del controlador, es decir 450. De acuerdo a [65], la sintonización de los parámetros del controlador resonante puede ser realizada en base a los parámetros del control PI. Por lo cual, es posible determinar inicialmente la ganancia proporcional del control resonante, es decir $K_{p_r} = 5$. En referencia a la ganancia integral, esta es determinada por medio de un análisis de frecuencia. Puesto que se requiere, que el control resonante reaccione adecuadamente a la frecuencia sintonizada. Por ello, inicializamos su valor en $K_{i_r} = 450$. Así mismo, la sintonización de K_{Ih_r} se realiza inicializando el mismo valor que K_{i_r} . Los parámetros para diseño del control resonante se presentan en la Figura 4.14.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%TIEMPO DE MUESTREO
fs = 16000;           %Frecuencia de conmutación
Ts = 1/fs;
%ORDEN DE ARMÓNICOS
h = 1;
h5 = 5;
h7 = 7;
% COEFICIENTES DEL CONTROL EN "s"
wo = 2*2pi*50;
wi = 2*pi*(0.5);
Kp_r= 5;
Ki_r= 450;

```

FIGURA 4.14. PARÁMETROS DE DISEÑO DEL CONTROL RESONANTE DE CORRIENTE.

Debido a que, este trabajo de investigación es de carácter experimental, para sistemas digitales, se realiza el control en discreto. Por tanto, la función de transferencia de la planta considerando retardo, se discretiza en Matlab utilizando el retenedor de orden cero (*por sus siglas en inglés*, ZOH). El código se presenta en la Figura 4.15.

```

%CONVERSIÓN DE MODELO DE PLANTA CONSIDERANDO RETARDO (DELAY) A "z"

Num1=[1];
Den1=[5.6e-3 0.65];
Num1=conv(Num1,[-0.5*Ts 1]);
Den1=conv(Den1,[0.5*Ts 1]); %Delay en "s"
y=tf(Num1,Den1) %Planta considerando retardo en "s"
[Numd1,Dend1]=c2dm(Num1,Den1,Ts,'zoh');
planta=tf(Numd1,Dend1,Ts); %PLANTA y RETARDO EN "z"

```

FIGURA 4.15. CÓDIGO DE CONVERSIÓN DE “S” A “Z” DE MODELO DE PLANTA CONSIDERANDO RETARDO.

Así también, la conversión del dominio continuo “s” al dominio discreto “z” del control resonante y el control de compensación de armónicos del 5^{to} y 7^{mo} orden mediante la transformada de Tustin centrada en cada frecuencia de resonancia es realizada. Por medio, del lugar de la raíz (sisotool) en Matlab se sintonizan los controladores. Para el diseño del control, se sintoniza el control en 50[Hz] y a los compensadores del quinto y séptimo armónico en 250[Hz] y 350[Hz] respectivamente. Según [66], un margen de fase de $PM\ 30^\circ - 60^\circ$ entre el control y la planta es adecuado alcanzar. El código de conversión y de sintonización es presentado en la Figura 4.16 y Figura 4.17 respectivamente.

```

% CONVERSIÓN DE CONTROLADOR "PR" A "z"
Num2 = [Kp_r wi*(2*Kp_r+Ki_r) Kp_r*(h*wo)^2];
Den2 = [1 2*wi (h*wo)^2];
[Numd2,Dend2] = c2dm(Num2,Den2,Ts,'prewarp',h*wo);
control = tf(Numd2,Dend2,Ts); %CONTROL EN "z"

% CONVERSIÓN DE CONTROLADOR "5to HC" A "z"
Num5 = [Kp_r wi*(2*Kp_r+Ki_r) Kp_r*(h5*wo)^2];
Den5 = [1 2*wi (h5*wo)^2];
[Numd5,Dend5] = c2dm(Num5,Den5,Ts,'prewarp',h5*wo);
control_5 = tf(Numd5,Dend5,Ts); %CONTROL EN "z"

% CONVERSIÓN DE CONTROLADOR "7mo HC" A "z"
Num7 = [Kp_r wi*(2*Kp_r+Ki_r) Kp_r*(h7*wo)^2];
Den7 = [1 2*wi (h7*wo)^2];
[Numd7,Dend7] = c2dm(Num7,Den7,Ts,'prewarp',h7*wo);
control_7 = tf(Numd7,Dend7,Ts); %CONTROL EN "z"

```

FIGURA 4.16. CÓDIGO DE CONVERSIÓN DE “S” A “Z” DEL CONTROLADOR RESONANTE Y COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS.

```

%%%%%%%%%% CONTROLADOR PR + HC %%%%%%%%%%%
sisotool(planta,control) %LGR para determinar PR
sisotool(planta,control_5) %LGR para determinar HC 5to
sisotool(planta,control_7) %LGR para determinar HC 7mo

```

FIGURA 4.17. MÉTODO DEL LUGAR DE LA RAÍZ PARA SINTONIZACIÓN DE CONTROLADORES

De esta manera, el controlador resonante se describe en la ecuación (4.39).

$$G_{i(z)} = 5 \cdot \frac{z^2 - 1.98z + 0.982}{z^2 - 2z + 1} \quad (4.39)$$

La Figura 4.18 presenta el diagrama de Bode del control resonante, donde se observa la sintonización del control en los 50[Hz].

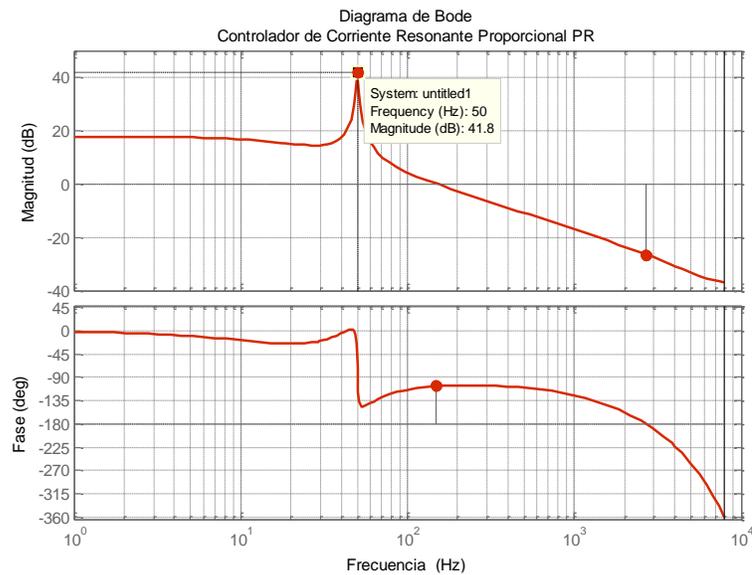


FIGURA 4.18. DIAGRAMA DE BODE DEL CONTROL RESONANTE PROPORCIONAL (PR) DE CORRIENTE

El compensador del 5^{to} armónico se describe en la ecuación (4.40).

$$G_{h=5(z)} = 0.67 \cdot \frac{z^2 - 1.97z + 0.983}{z^2 - 1.99z + 1} \quad (4.40)$$

La Figura 4.19 presenta el diagrama de Bode del control de corriente de compensación del 5^{to} armónico, se observa la sintonización del control en los 250[Hz].

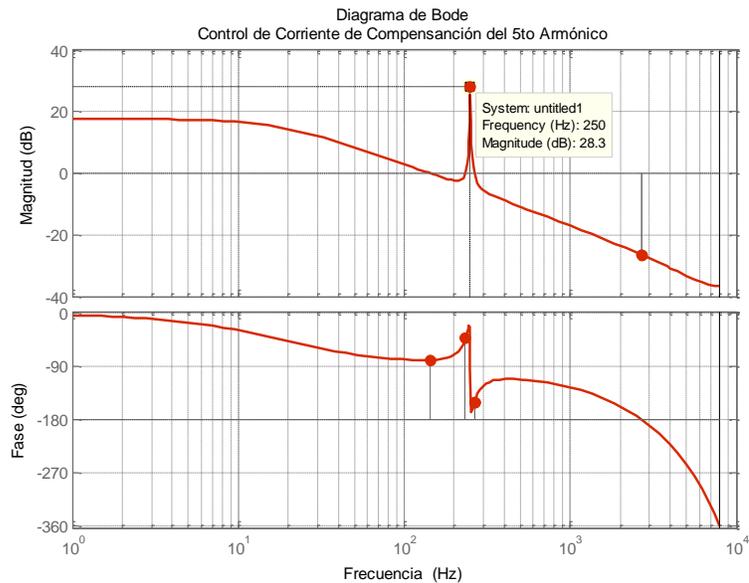


FIGURA 4.19. DIAGRAMA DE BODE DEL CONTROL DE COMPENSACIÓN (HC) DEL 5^{TO} ARMÓNICO.

El compensador del 7^{mo} armónico se describe en la ecuación (4.41).

$$G_{h=7(z)} = 0.67 \cdot \frac{z^2 - 1.97z + 0.985}{z^2 - 1.98z + 1} \quad (4.41)$$

La Figura 4.20 presenta el diagrama de Bode del control de corriente de compensación del 7^{mo} armónico, se observa la sintonización del control en los 350[Hz].

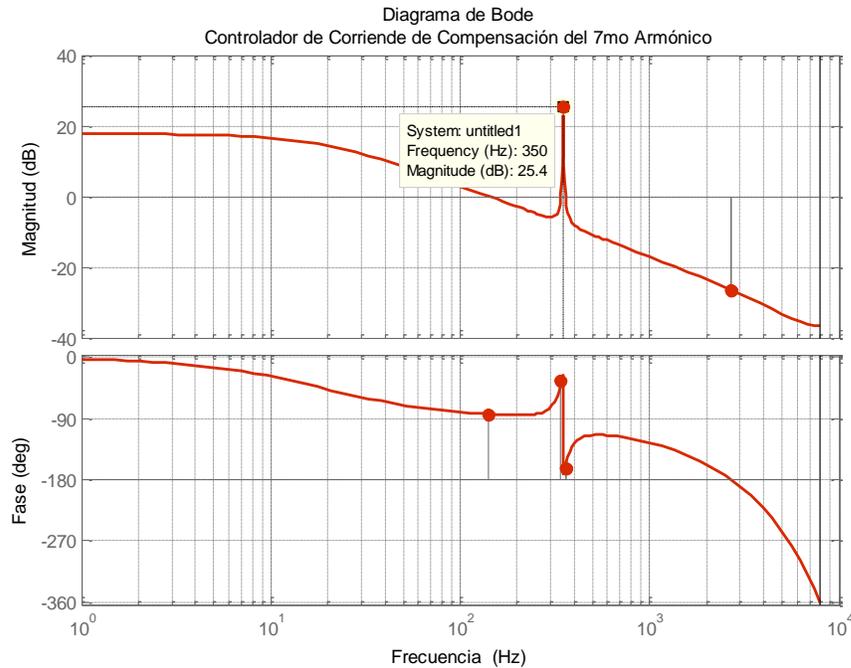


FIGURA 4.20. DIAGRAMA DE BODE DEL CONTROL DE COMPENSACIÓN (HC) DEL 7^{MO} ARMÓNICO.

Finalmente, la Figura 4.21 presenta el diagrama de Bode del control de corriente y compensación del 5^{to} y 7^{mo} armónico. Se observa la sintonización adecuada de cada uno de ellos.

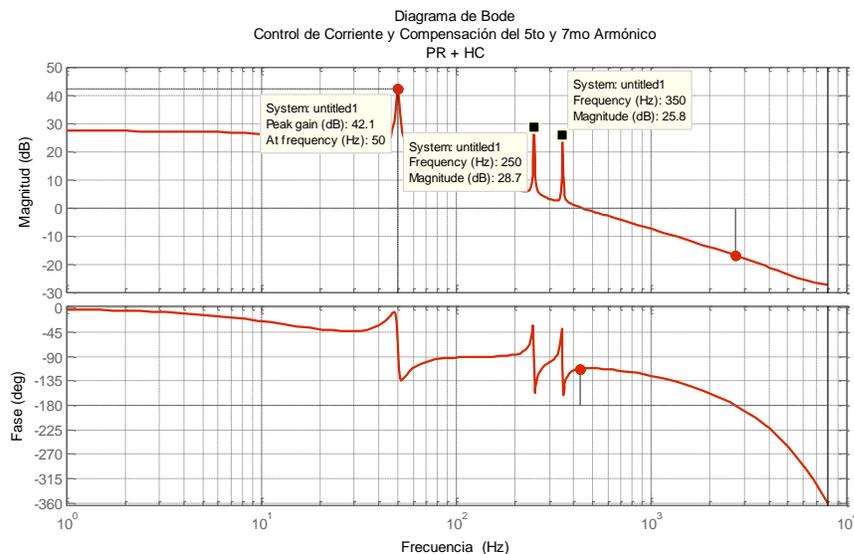


FIGURA 4.21. DIAGRAMA DE BODE DEL CONTROL DE CORRIENTE (PR) Y COMPENSACIÓN (HC) DEL 5^{TO}, 7^{MO} ARMÓNICO.

Por consiguiente, la conversión del control discretizado en ecuaciones en diferencia para su implementación es realizada. El código se presenta en el capítulo de anexos de la sección 8.1.

4.3 ACTIVE DAMPING

En esta sección se analiza la estrategia de control denominada Active Damping, que involucra una impedancia virtual. Y se presenta una solución ante los efectos de la resonancia del filtro LCL, además de las ventajas para mitigar armónicos de alta frecuencia ocasionadas por la frecuencia de conmutación PWM. La idea principal del circuito de control virtual, es emular una resistencia. Y la importancia de la presencia de una resistencia virtual radica en que suprime la resonancia causada por los filtros LCL. Los cuales, son utilizados a la salida de cada uno de los inversores del sistema experimental Triphase PM5F60R.

La resistencia virtual puede ser ubicada en cuatro posibles posiciones que se presentan en la Figura 4.22 [71]. En la práctica, tantas resistencias virtuales como sean necesarias pueden ser añadidas. En ocasiones se añade en serie con el filtro de la inductancia o el capacitor, en cuyo caso, necesitará un sensor de corriente adicional o diferenciador. Sin embargo, el diferenciador puede traer problemas de ruidos ya que amplifica las señales de alta frecuencia. Si la resistencia virtual es conectada en paralelo con la inductancia del filtro o el capacitor del filtro, entonces, el control requiere un sensor de tensión adicional y un amplificador.

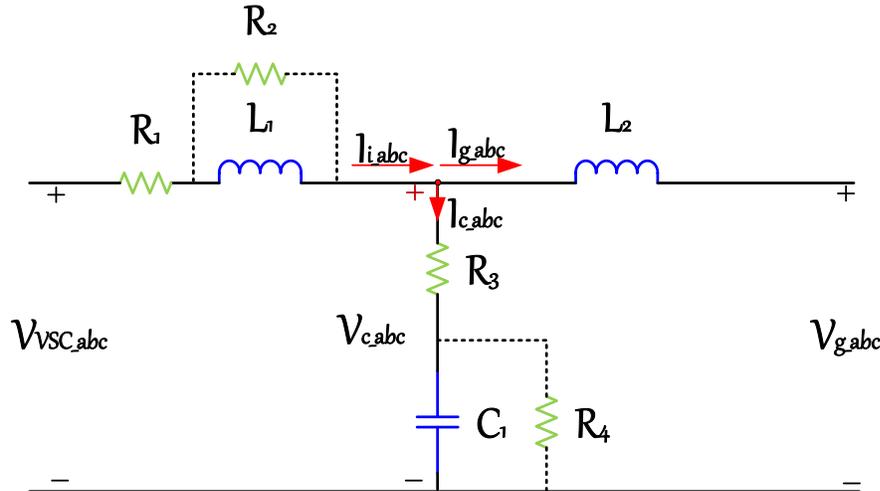


FIGURA 4.22. POSIBLES POSICIONES PARA AMORTIGUAMIENTO RESISTIVO

En el presente trabajo se utiliza la estrategia de control “Active Damping”, localizando la resistencia en la posición de R_3 de la Figura 4.22, la misma que será ahora conocida como R_v .

La implementación de la estrategia se presenta en el diagrama de control a lazo cerrado de la Figura 4.23. En el lazo de control se obtiene la medición de la corriente del capacitor (I_{c_abc}) mediante la diferencia entre la medición de corriente del inversor y la corriente de la red ($I_{i_abc} - I_{g_abc}$). La corriente a través del capacitor del filtro LCL (I_{c_abc}) es multiplicada por la resistencia en serie a la misma (resistencia virtual R_v), a su vez, la diferencia de salida con la tensión de salida del control de corriente (V_{abc}^*) es inyectada a la tensión de referencia del convertidor ($V_{abc_PWM}^*$) [71].

Se observa además en la Figura 4.23, que se realiza Active Damping para la estrategia de control “Grid-Side Converter Control” como se presenta en la Figura 4.23 (a) y para la estrategia “Drive Control” como se presenta en la Figura 4.23 (b). La metodología es la misma, con la diferencia del valor de la impedancia virtual (R_v). Sin embargo, dado que los parámetros del filtro son los mismos para ambos convertidores, R_v será la misma para ambas estrategias.

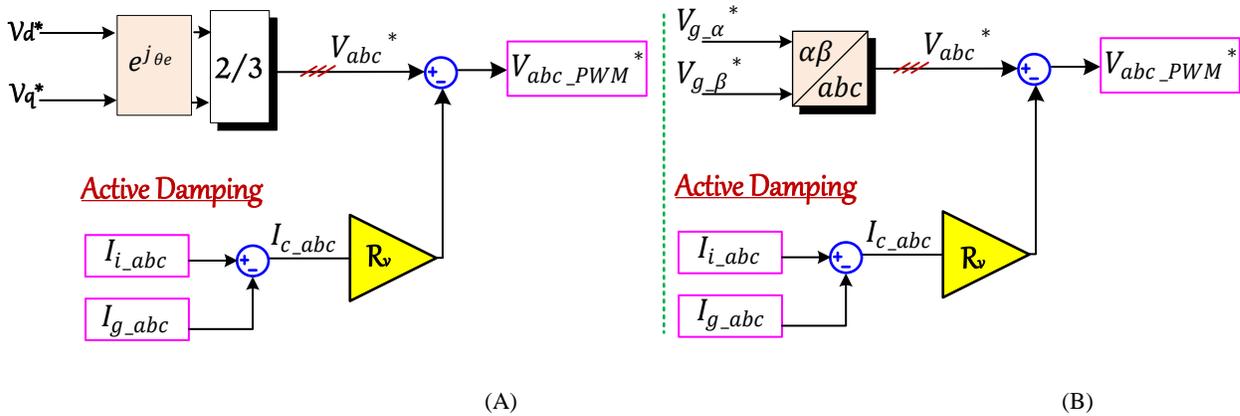


FIGURA 4.23. ESTRATEGIA DE CONTROL ACTIVE DAMPING PARA ESTRATEGIAS DE CONTROL (A) “GRID-SIDE CONVERTER CONTROL” Y (B) “DRIVE CONTROL”.

Para la obtención del valor de R_v , se analiza la función de transferencia del modelo de planta del Filtro LCL considerando R_v . Es decir, en la sección 4.3.1.1, se realiza una descripción del filtro LCL, comparación con respecto al filtro L, y el estudio de las ecuaciones dinámicas que describen su modelo para determinar el valor de R_v .

4.3.1.1 FILTRO LCL

Debido a que la conexión entre el convertor y la red, no puede ser directa, puesto que provocaría un cortocircuito por la diferencia de potencial entre ambos extremos, es necesario filtros tales como: L, LCL, entre otros. Sin embargo, por ventajas como mayor capacidad de filtrado y menor caída de tensión en el filtro, el filtro LCL es requerido. La Figura 4.24 presenta el circuito eléctrico del filtro LCL.

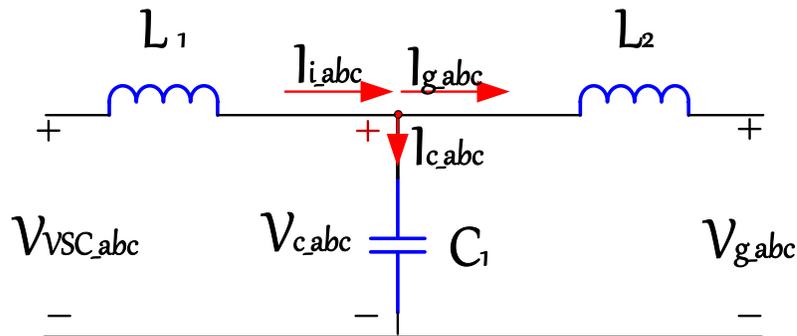


FIGURA 4.24. CIRCUITO ELÉCTRICO DE UN FILTRO LCL

No obstante, los filtros LCL son intrínsecamente inestables, debido a que constituyen un sistema de tercer orden y están asociados a la frecuencia de resonancia. Además son propensos a interferencias causadas por los armónicos de tensión de la red [61]. Ésta es la razón por la cual el correcto diseño de sus parámetros y estrategia de control es de gran importancia. En el presente trabajo de investigación, se analiza el modelo de planta para el desarrollo de la estrategia de control y no se realiza el estudio para determinar los parámetros del filtro debido a que se trabaja con la unidad Triphase PM5F60R, cuyos parámetros ya fueron implementados.

Ahora bien, el filtro LCL es capaz de atenuar los armónicos de alta frecuencia dada por la conmutación de los elementos no lineales de los inversores, utilizando frecuencias de conmutación comparativamente bajas. Adicional, el costo y el tamaño de un filtro LCL es más bajo en

comparación con el filtro L, y logra las mismas características de atenuación de alta frecuencia que éste último [61].

La Figura 4.25 presenta una comparación en el nivel de atenuación de un filtro L y un filtro LCL, considerando el mismo valor de la inductancia. Las resistencias parásitas de los inductores del filtro, no son considerados en este análisis. El filtro L tiene un valor L_{Total} , donde $L_{Total} = L_1 + L_2$, valor determinado por la combinación de los valores de la inductancia del filtro LCL, presentados en la Tabla 3.1.

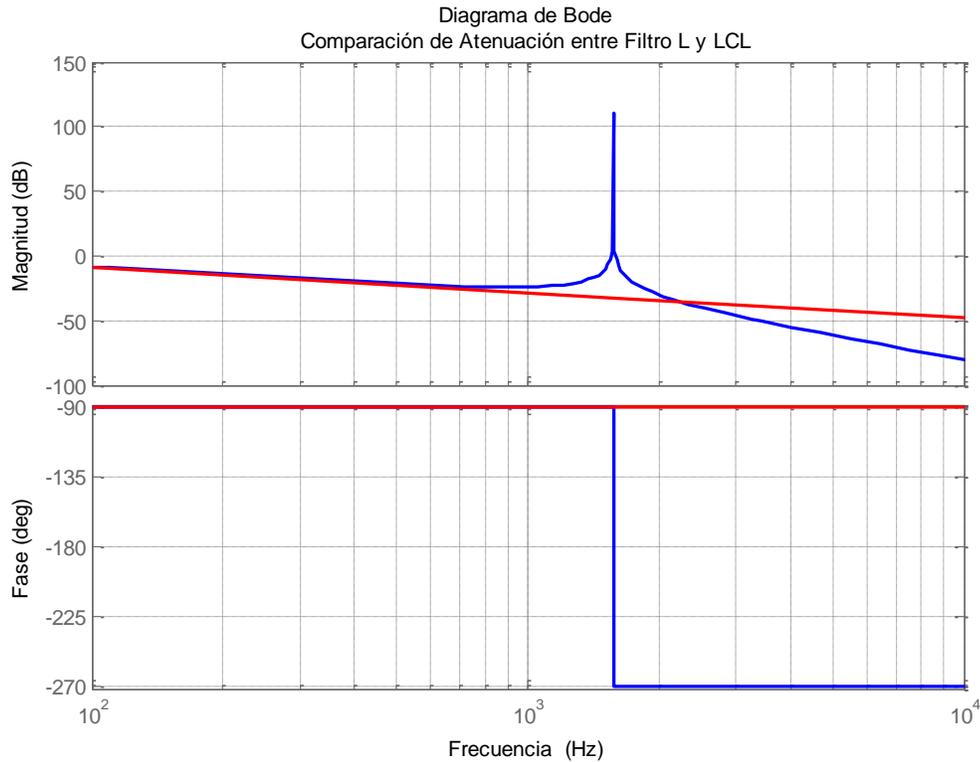


FIGURA 4.25. COMPARACIÓN DEL PERFIL DE ATENUACIÓN ENTRE UN FILTRO L(ROJO) Y UN FILTRO LCL(AZUL)

Como se observa en la Figura 4.25, para intervalos de baja frecuencia, la capacidad de atenuación en ambos filtros es la misma de $-20[dB/decade]$, pero luego de la frecuencia de resonancia, f_{res} , la atenuación del filtro LCL incrementa a $-60[dB/decade]$. Por tanto, con el mismo valor de inductancia, el filtro LCL en comparación con el filtro L, es capaz de reducir considerablemente los armónicos de alta frecuencia dados por la conmutación de los elementos no lineales de los inversores. En otras términos, como se expuso en [59], el desempeño del filtro LCL y el modelo del filtro L son prácticamente iguales a frecuencias bajas, menores que la mitad de la frecuencia de resonancia, donde la acción de control ocurre.

La frecuencia de resonancia f_{res} , existente en el filtro LCL puede ser calculada por medio de (4.42).

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(L_1 + L_2)}{C_1 L_1 L_2}} [Hz] \quad (4.42)$$

Con el fin de lograr un mejor entendimiento de los conceptos presentados y clarificar lo expuesto en [59], analizamos el siguiente caso. Se realizó la medición en condiciones nominales de la corriente de la red. La medición cuenta únicamente con la acción del control resonante, de tal forma que la distorsión de la señal es evidente como se muestra en la Figura 4.26.

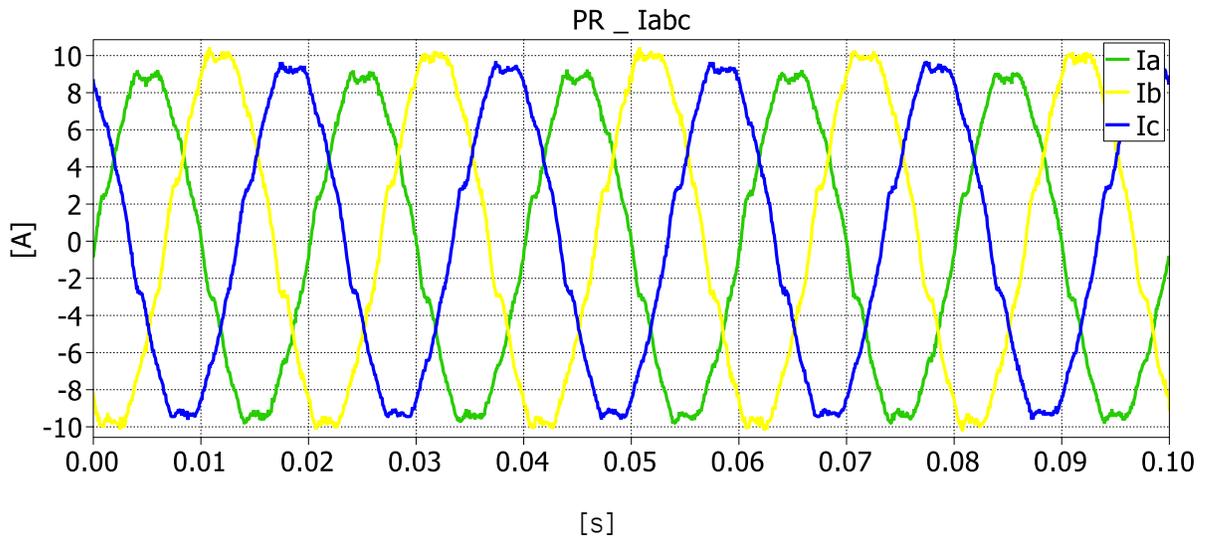


FIGURA 4.26. SEÑAL DE CORRIENTE EN CONDICIONES NOMINALES CON ACCIÓN DEL CONTROL RESONANTE

Para visualizar el contenido armónico de la señal de corriente, un análisis del espectro de Fourier fue realizado, ver Figura 4.27, donde la Figura 4.27(A), es presentada en escala relativa lineal, es decir se expresa en por unidad (p.u.) con respecto a la fundamental y la Figura 4.27 (B) se presenta en porcentaje. De acuerdo con (4.42) y según la Tabla 3.1, en el presente trabajo, la frecuencia de resonancia corresponde a un valor de $f_{res} = 1359[Hz]$. En la Figura 4.27 (B), se observa que el contenido armónico alrededor de la frecuencia de resonancia es menor al 0.5%. Y que los armónicos de orden bajo más importantes se encuentran aproximadamente en la mitad de la frecuencia de resonancia, donde la acción del control ocurre, tal como lo menciona [59].

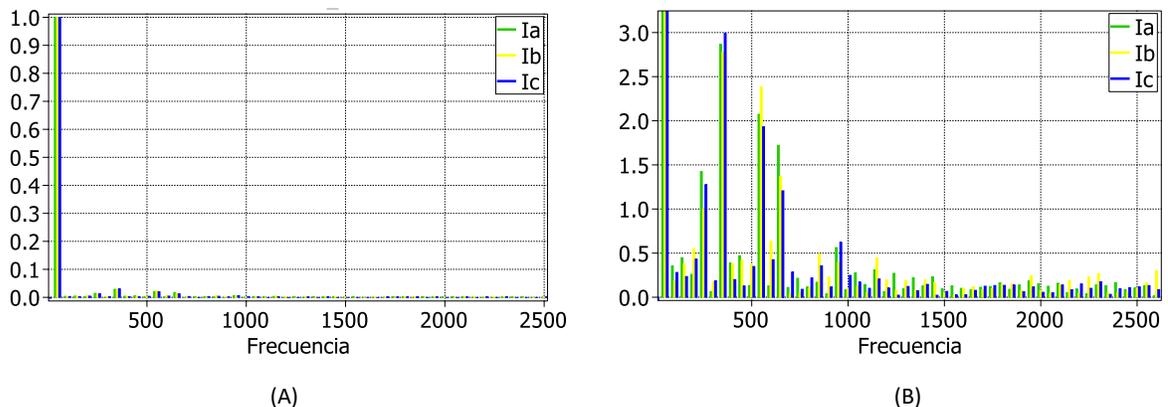


FIGURA 4.27. ESPECTRO DE FOURIER DE LA SEÑAL DE CORRIENTE DE LA RED

En consecuencia, la frecuencia de resonancia es una característica muy importante de los filtros LCL. Puesto que, si la frecuencia de resonancia es relativamente baja, se logrará mayor atenuación de las componentes de alta frecuencia. La frecuencia de resonancia se recomienda estar en un rango entre diez veces la frecuencia de la red para evitar problemas de resonancia [61]. Ésta varía dependiendo de la robustez de la red a la cual, el inversor se encuentra interconectado. Si la

inductancia de la red es considerablemente grande, la frecuencia de resonancia puede caer en la vecindad del ancho de banda del lazo cerrado del sistema de control causando inestabilidad [61].

Es así que, para asegurar la estabilidad en todo momento, se añade una resistencia en serie al capacitor del circuito del filtro LCL, denominada R_v , ver Figura 4.28. Esta resistencia no es física, de ser así reduciría la eficiencia del sistema debido a las pérdidas en la resistencia; y para aplicaciones de alta potencia, las pérdidas son relativamente altas, lo cual convierte esta metodología inaceptable. Se trata de una resistencia virtual (R_v), que involucra el método denominado Resistencia Virtual o Active Damping [71] presentado al inicio de esta sección.

A continuación se procede al análisis y estudio del modelo de planta del filtro LCL implementado en el sistema experimental.

En el diagrama de la Figura 4.28 se presenta el modelo del filtro LCL que considera las pérdidas por ESR y la impedancia del transformador conectado a la salida del convertor sea VSC_1 ó VSC_2 . Dado que ambos convertidores presentan la misma impedancia, el valor de R ó L puede referirse al lado de la red o de la máquina. Es decir R puede ser $R = R_g$ ó $R = R_M$ y $L = L_g$ ó $L = L_M$.

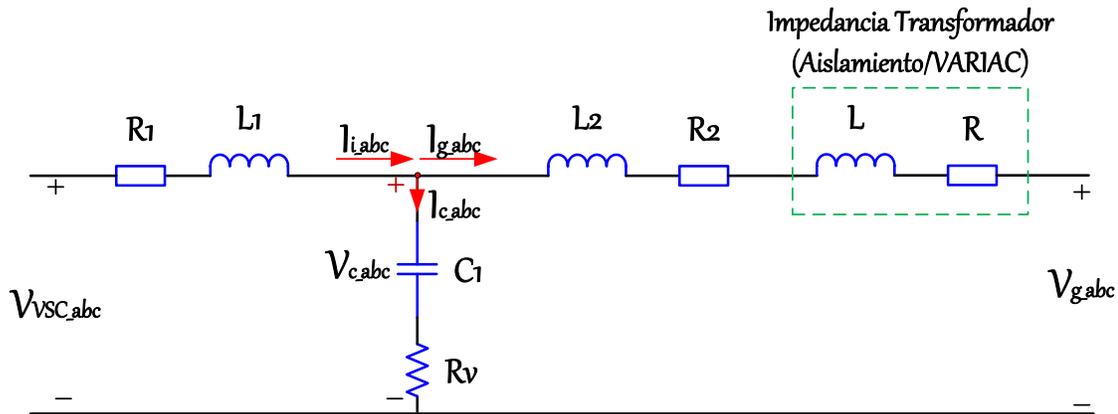


FIGURA 4.28. CIRCUITO ELÉCTRICO DE UN FILTRO LCL CONSIDERANDO PÉRDIDAS CON IMPEDANCIA VIRTUAL

Para generalizar el total se considera $L_{FT} = L_2 + L$ y $R_{FT} = R_2 + R$. Entonces la Figura 4.28 se representa como la Figura 4.29.

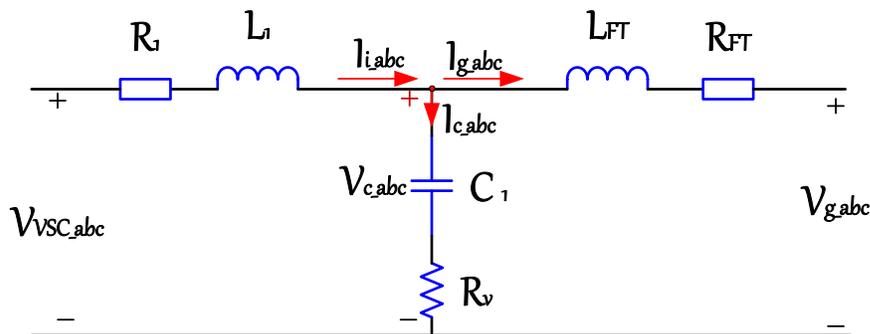


FIGURA 4.29. CIRCUITO ELÉCTRICO DE UN FILTRO LCL CONSIDERANDO PÉRDIDAS CON IMPEDANCIA VIRTUAL SIMPLIFICADO

Las ecuaciones dinámicas del modelo se describe como sigue: (4.43), (4.44), (4.45) y (4.46). Donde el subíndice abc es omitido, para mejor visualización de las ecuaciones.

$$I_i - I_c - I_g = 0 \quad (4.43)$$

$$V_{vsc} - V_c = I_i(sL_1 + R_1) \quad (4.44)$$

$$V_c = I_g(sL_{FT} + R_{FT}) + V_g \quad (4.45)$$

$$V_c = I_c \left(\frac{1}{sC_1} + R_v \right) \quad (4.46)$$

Igualando términos de la ecuación (4.45) y (4.46), y considerando a V_g como una perturbación externa y por tanto $V_g = 0$, ya que no afecta la estabilidad de la función de transferencia a lazo cerrado, tenemos (4.47).

$$I_g(sL_{FT} + R_{FT}) = I_c \left(\frac{1}{sC_1} + R_v \right)$$

$$I_g(sL_{FT} + R_{FT}) = I_c \left(\frac{1 + sC_1R_v}{sC_1} \right)$$

$$I_c = I_g \left(\frac{s^2C_1L_{FT} + sC_1R_{FT}}{sC_1R_v + 1} \right) \quad (4.47)$$

Reemplazando (4.45), (4.43) y (4.47) en (4.44) tenemos (4.48).

$$V_{vsc} - V_c = I_i(sL_1 + R_1)$$

$$V_{vsc} = I_g(sL_{FT} + R_{FT}) + (I_g + I_c)(sL_1 + R_1) \quad (4.48)$$

Reemplazando (4.47) en (4.48) se tiene:

$$V_{vsc} = I_g(sL_{FT} + R_{FT}) + \left(I_g + I_g \left(\frac{s^2C_1L_{FT} + sC_1R_{FT}}{sC_1R_v + 1} \right) \right) \cdot (sL_1 + R_1) \quad (4.49)$$

Reagrupando términos, se obtiene la función de transferencia que relaciona la tensión del convertidor (V_{vsc}) y la corriente de la red (I_g). Se presenta en la ecuación (4.50).

$$\frac{I_g}{V_{vsc}} = \left(\frac{sC_1R_v + 1}{s^3C_1L_{FT}L_1 + s^2C_1(L_{FT}(R_v + R_1) + L_1(R_v + R_{FT})) + s(L_{FT} + L_1 + C_1(R_v \cdot R_{FT} + R_v \cdot R_1 + R_{FT} \cdot R_1)) + (R_{FT} + R_1)} \right) \quad (4.50)$$

Despreciando pérdidas y reagrupando términos, la ecuación (4.50) se convierte en (4.51).

$$\frac{I_g}{V_{vsc}} = \frac{1}{s} \cdot \left(\frac{sC_1R_v + 1}{s^2C_1L_{FT}L_1 + sC_1R_v(L_{FT} + L_1) + (L_{FT} + L_1)} \right) \quad (4.51)$$

Se observa en (4.51) que el denominador es similar a la ecuación característica de segundo orden. Su similitud normalizada se presenta en la ecuación (4.52).

$$s^2 + s \frac{C_1 R_v (L_{FT} + L_1)}{C_1 L_{FT} L_1} + \frac{(L_{FT} + L_1)}{C_1 L_{FT} L_1} \quad (4.52)$$

Además se describe la ecuación característica en (4.53).

$$s^2 + s 2\xi \omega_n + \omega_n^2 \quad (4.53)$$

Para la determinación de R_v , un coeficiente de amortiguamiento de $\xi = 0.45$ se considera. Adicional, la frecuencia de resonancia ω_n del filtro LCL descrita en (4.42) es reasignada en (4.54).

$$\omega_n = \sqrt{\frac{(L_{FT} + L_1)}{C_1 L_{FT} L_1}} \quad (4.54)$$

Mediante la relación entre el coeficiente del segundo término entre (4.52) y (4.53), se puede determina R_v .

$$2\xi \omega_n = \frac{C_1 R_v (L_{FT} + L_1)}{C_1 L_{FT} L_1} \quad (4.55)$$

Siendo así, los valores para determinar R_v , los siguientes:

- $R_1 = R_2 = 0.2[\Omega]$
- $R = R_g = R_T = 0.25[\Omega]$
- $L_1 = L_2 = 0.8[mH]$
- $L = L_g = L_T = 4[mH]$
- $L_{FT} = L_2 + L$
- $R_{FT} = R_2 + R$
- $C_1 = 20[\mu F]$

Al resolver la ecuación (4.55) con los reemplazos respectivos, se determina el valor de $R_v = 5.85[\Omega]$. En el presente trabajo de investigación el valor fijado es de $R_v \approx 6 [\Omega]$.

Por otro lado, con el objetivo de asegurar la estabilidad del sistema con las estrategias implementadas, un análisis es requerido. Para ello se utilizan los diagramas de Nyquist puesto que, son más adecuados para analizar los sistemas complejos en los cuales, las curvas de magnitud y fase pueden cruzar los $0 [dB]$ o 180° , varias veces [72]. Además, permiten la inspección de la sensibilidad de la función, definida como la inversa de la distancia entre la trayectoria Nyquist y el punto crítico $(-1,0j)$ [72].

Entonces, se realiza una comparación de la función de transferencia de la planta y los controles con y sin considerar la estrategia active damping. Con lo cual, obtenemos la función de transferencia del modelo de la planta del filtro LCL a partir de (4.50) considerando pérdidas ESR e impedancia del transformador, y sin considerar la resistencia virtual; la misma se describe en (4.56).

$$\frac{I_g}{V_{vsc}} = \left(\frac{1}{s^3 C_1 L_{FT} L_1 + s^2 C_1 (L_{FT} (R_1) + L_1 (R_{FT})) + s(L_{FT} + L_1 + C_1 (R_{FT} \cdot R_1)) + (R_{FT} + R_1)} \right) \quad (4.56)$$

El diagrama de Nyquist a la función de transferencia de las ecuaciones (4.50) y (4.56) es realizado. La Figura 4.30 presenta el diagrama de Nyquist de la planta y controlador con compensación, sin considerar active damping. Por otro lado, la Figura 4.31 presenta el diagrama de Nyquist de la planta y controlador con compensación, considerando active damping.

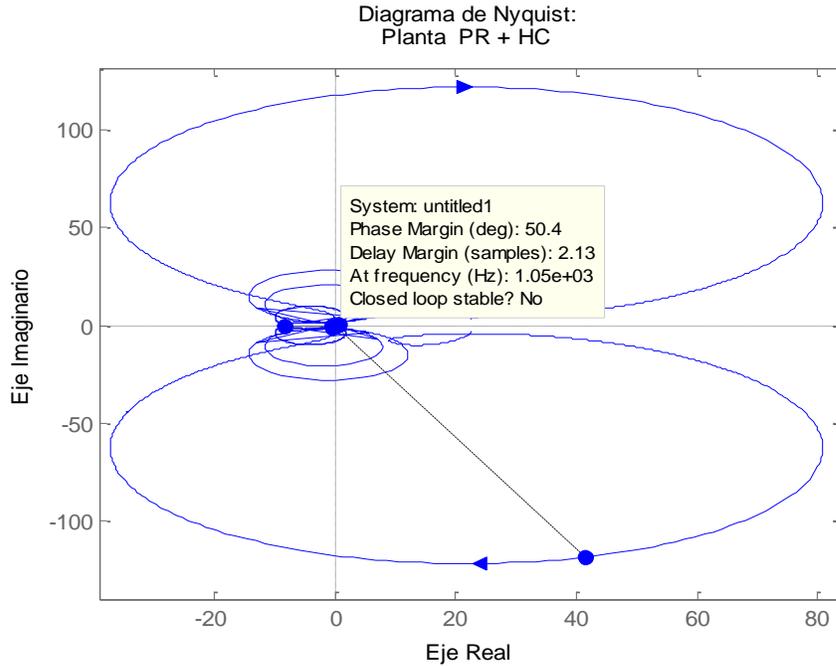


FIGURA 4.30. DIAGRAMA DE NYQUIST DE LA PLANTA Y CONTROLADOR CON COMPENSACIÓN, SIN CONSIDERAR ACTIVE DAMPING.

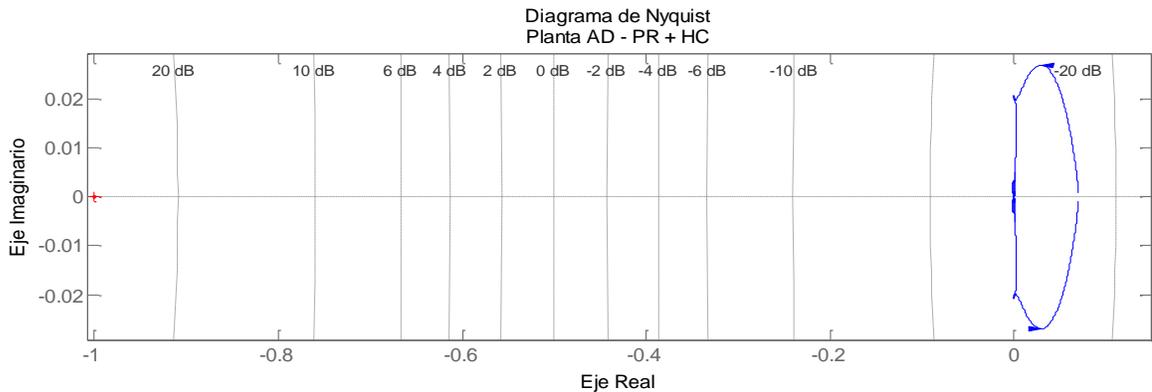


FIGURA 4.31. DIAGRAMA DE NYQUIST DE LA PLANTA Y CONTROLADOR CON COMPENSACIÓN, CONSIDERANDO ACTIVE DAMPING.

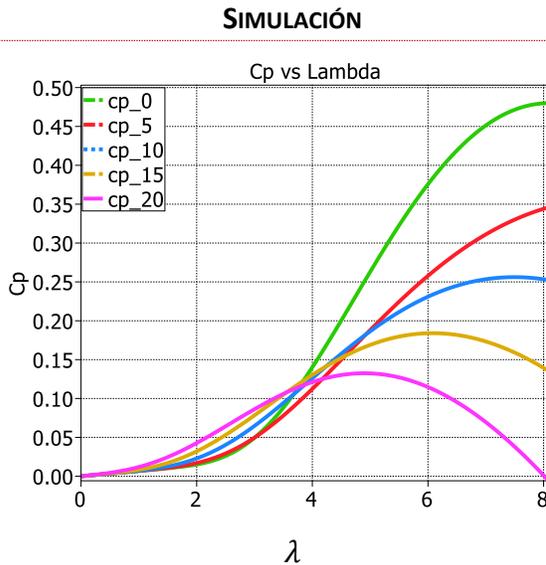
Alcanzando el resultado esperado, se observa claramente, que el sistema es inestable cuando la estrategia active damping no es considerada a diferencia de cuando sí lo es. Es así que, en gran parte de la literatura el sistema de control de corriente, emplea active damping para plantas con filtro LCL [73], [74], [71], [75], [76]. Esta estrategia, permite aprovechar las ventajas del filtro LCL y controla la inestabilidad del mismo sin causar pérdidas, como fuera el caso si se reemplaza la misma por una resistencia real.

CAPÍTULO 5

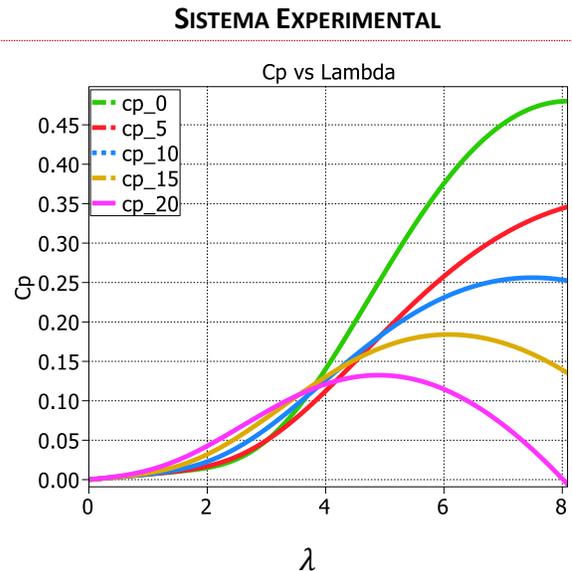
5 RESULTADOS

5.1 OBTENCIÓN DE CURVA DE POTENCIA $C_p(\lambda, \beta)$ (SIN CONSIDERAR PITCH CONTROL)

En esta prueba se valida la curva de potencia $C_p(\lambda, \beta)$ descrita en la ecuación (2.4) y (2.5). Esto se realiza en función de la velocidad de viento nominal de 10 [m/s] y valores de ángulos de paso fijo en $\beta = 0^\circ - 5^\circ - 10^\circ - 15^\circ - 20^\circ$. Para los distintos valores de β , se obtienen los datos en un archivo .mat de $C_p(\lambda, \beta)$ y λ de la sección 2.5.2 de Cálculo de Torque. Finalmente, mediante la función 1D-Look-Up-Table en PLECs, se puede tener la información de la curva en relación a estas dos variables.



GRÁFICA 5.1. CURVA DE POTENCIA C_p PARA VARIACIONES DE $\beta = 0^\circ - 5^\circ - 10^\circ - 15^\circ - 20^\circ$ EN SIMULACIÓN



GRÁFICA 5.2. CURVA DE POTENCIA C_p PARA VARIACIONES DE $\beta = 0^\circ - 5^\circ - 10^\circ - 15^\circ - 20^\circ$ EN SISTEMA EXPERIMENTAL

5.1.1 RESULTADOS

Se observa que los resultados obtenidos de la curva de potencia para ángulos de β fijos, son equivalentes tanto en la simulación como en la emulación del sistema experimental, ver Gráfica 5.1 y Gráfica 5.2 respectivamente. Esto nos indica que el modelo, obtiene el torque mecánico del aerogenerador, considerando adecuadamente el comportamiento de la curva de potencia en función de sus variables de λ, β de la ecuación descrita en (2.4). Además, la eficiencia mecánica del aerogenerador corresponde a 48% debido a que el C_{pmax} alcanzado es de 0.48.

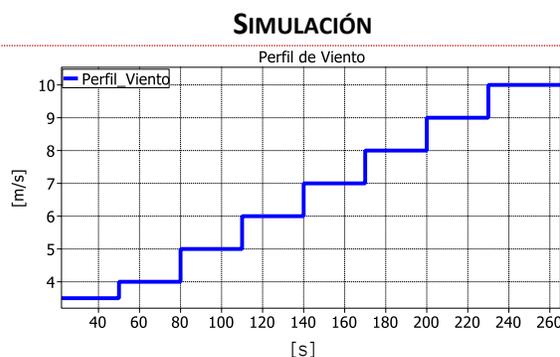
5.2 VARIACIÓN DE PARÁMETROS ELÉCTRICOS Y MECÁNICOS DEL AEROGENERADOR ANTE VARIACIÓN DE VELOCIDAD DE VIENTO CONSIDERANDO ALGORITMO MPPT

En esta prueba, se valida el modelo de la turbina, es decir, que los parámetros de salida del modelo de la turbina o aerogenerador, sean correspondientes a los datos de placa del generador seleccionado para la emulación. En el presente trabajo se utilizan dos modelos de aerogeneradores de similares características, el modelo SG3000 que presenta los parámetros de inercia (J_t) y coeficiente de fricción (B_t) y el modelo FT-3000G que contribuye con los datos eléctricos y algunos de la turbina.

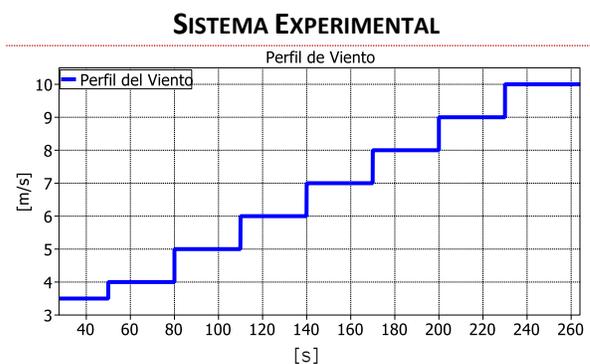
La prueba se presenta ante cambios de escalón de la velocidad del viento cuyo incremento varía en el rango de operación del generador. En esta prueba, inicia desde la velocidad de corte inferior correspondiente a $v_{corte_inferior} = 3.5[m/s]$, hasta la velocidad nominal correspondiente a $v_{nom} = 10[m/s]$. Se espera con lo anterior, validar el modelo del aerogenerador mediante la respuesta adecuada de los parámetros eléctricos y mecánicos de potencia que entrega el generador, torque y velocidad mecánica. Así también se espera validar el algoritmo MPPT para obtención de la potencia máxima en todo momento.

5.2.1 RESULTADOS

La Gráfica 5.3 y Gráfica 5.4 indican la variación de la velocidad del viento tipo escalón en la simulación y sistema experimental respectivamente.

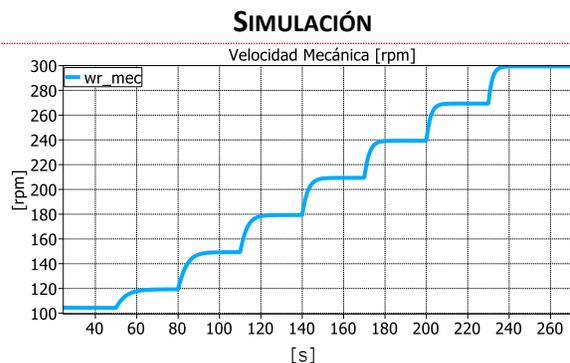


GRÁFICA 5.3. VARIACIÓN DE VELOCIDAD DEL VIENTO ANTE CAMBIOS DE ESCALÓN EN SIMULACIÓN

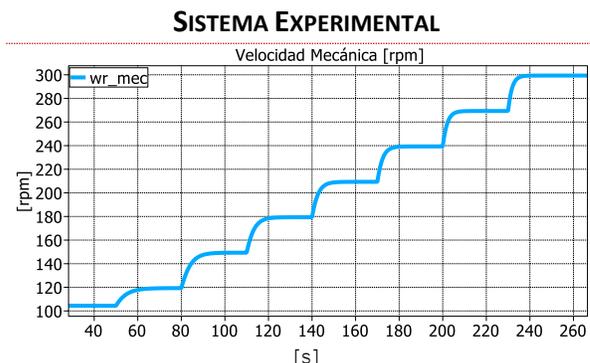


GRÁFICA 5.4. VARIACIÓN DE VELOCIDAD DEL VIENTO ANTE CAMBIOS DE ESCALÓN EN SISTEMA EXPERIMENTAL

Debido a la variación de la velocidad de viento, se puede observar en la Gráfica 5.5 y Gráfica 5.6 en simulación y en el sistema experimental respectivamente, la variación de la velocidad mecánica del aerogenerador.

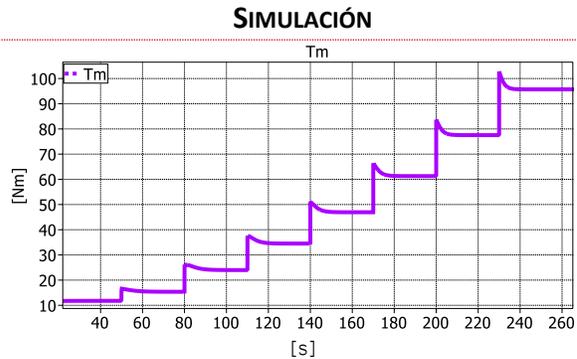


GRÁFICA 5.5. VELOCIDAD MECÁNICA DEL AEROGENERADOR EN SIMULACIÓN

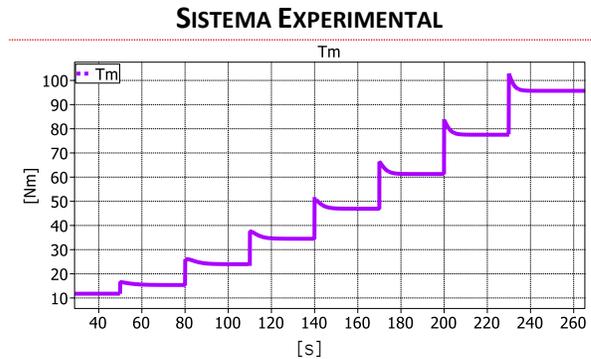


GRÁFICA 5.6. VELOCIDAD MECÁNICA DEL AEROGENERADOR EN SISTEMA EXPERIMENTAL

Como consecuencia de ello, la turbina eólica adquiere torque. Este torque es la consecuencia de la energía cinética que provee el viento al chocar con las aspas de la turbina el cual se incrementa ante las variaciones de la velocidad mecánica del aerogenerador, así como se observa en la Gráfica 5.7 y Gráfica 5.8 en simulación y en el sistema experimental respectivamente.

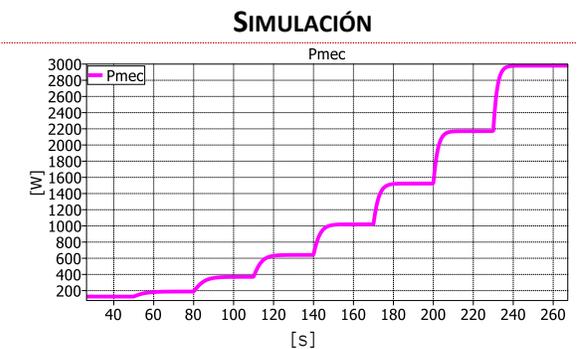


GRÁFICA 5.7. TORQUE DEL AEROGENERADOR EN SIMULACIÓN

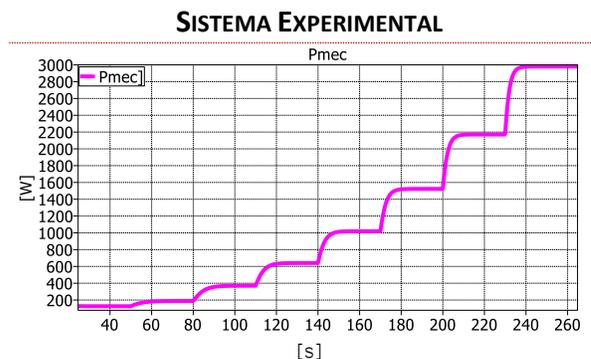


GRÁFICA 5.8. TORQUE DEL AEROGENERADOR EN SISTEMA EXPERIMENTAL

Esto permite que el aerogenerador se acelere y genere potencia que será entregada a la red. La potencia se incrementa a medida que la velocidad mecánica del aerogenerador alcanza la velocidad nominal, entregando de esta manera potencia nominal a la red, tal como se observa en la Gráfica 5.9 y Gráfica 5.10 en simulación y en el sistema experimental respectivamente.



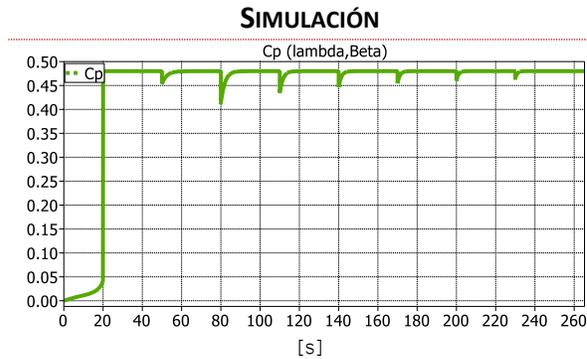
GRÁFICA 5.9. POTENCIA DEL AEROGENERADOR EN SIMULACIÓN



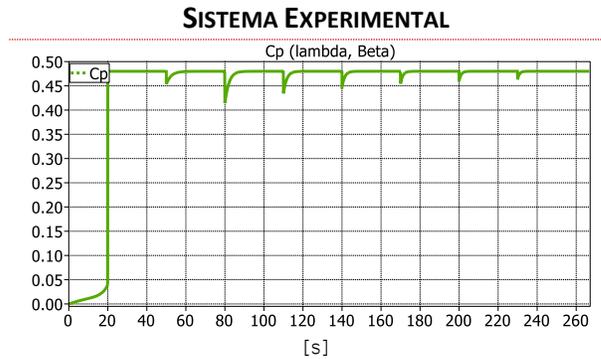
GRÁFICA 5.10. POTENCIA DEL AEROGENERADOR EN SISTEMA EXPERIMENTAL

Un aerogenerador de velocidad variable, como se explicó en la sección 2.4.2.3, puede operar en cuatro regiones (ver Figura 2.5). En la región I de operación, la velocidad del viento no es suficiente para producir electricidad por lo que se recomienda detener la turbina para evitar desgaste del mecanismo. En la región II de operación, la velocidad del viento permite dar arranque al aerogenerador. A medida que ésta incrementa, la velocidad de corte inferior o conexión del aerogenerador, $V_{corte_inferior} = 3.5[m/s]$ es superada, incrementando así el torque y potencia del mismo. Al operar la turbina en la región II, es importante aprovechar la máxima potencia disponible proveniente del viento y operar el aerogenerador a su máxima conversión de energía de salida. Por tanto, los sistemas de conversión de energía eólica (WECS) deben ser capaz de seguir u operar en

el máximo punto de potencia (MPP) para diferentes velocidades de viento. Esto es posible, cuando se realiza el control MPPT. El cual, permite operar a un coeficiente de potencia máximo, que en este trabajo de investigación corresponde a $C_{P_max} = 0.48$. En la Gráfica 5.11 y Gráfica 5.12 en simulación y sistema experimental respectivamente, se observa el correcto funcionamiento del algoritmo MPPT, Optimal Torque (OT). Debido a que alcanza el C_{P_max} para los distintos valores de velocidad de viento presentes en la región II de operación. Además, se puede verificar y es interesante observar que la velocidad mecánica obtenida para distintas velocidades de viento corresponde a la velocidad óptima, por lo cual según (2.3), el valor de lambda se mantiene en su óptimo valor en todo momento durante la región II.



GRÁFICA 5.11. CONTROL MPPT_ C_{P_max} EN SIMULACIÓN



GRÁFICA 5.12. CONTROL MPPT_ C_{P_max} EN SISTEMA EXPERIMENTAL

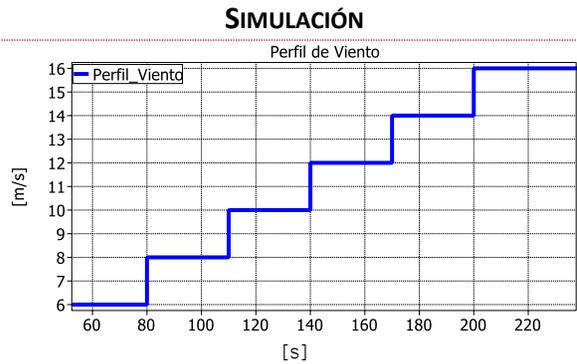
5.3 VALIDACIÓN DE PITCH CONTROL_β

Debido a que la velocidad del viento es una variable estocástica, un aerogenerador está diseñado para operar ante distintos cambios de velocidad de viento. En la prueba anterior, se analizó el comportamiento del mismo para regiones de operación I y II. La prueba 5.3, tiene como objetivo validar el control de las aspas (Pitch Control) implementado para operación en la región III (ver Figura 2.5). Puesto que cuando la velocidad del viento supera la velocidad nominal del aerogenerador, y opera en la región III, el sistema consta de mecanismos, *Pitch Control*, que mantienen la potencia de salida en un valor constante sin perjudicar la máquina.

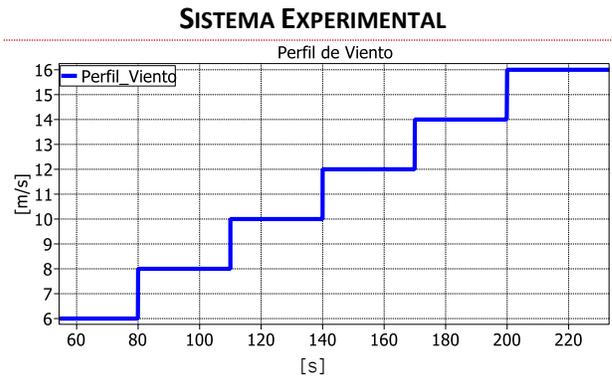
El rango de operación de la región III, del modelo del aerogenerador utilizado para la emulación varía en un rango de velocidad de viento entre la velocidad nominal equivalente a $v_{nom} = 10[m/s]$, hasta la velocidad de corte superior que corresponde a $v_{corte_superior} = 25[m/s]$.

5.3.1 RESULTADOS

Se estableció un perfil de viento cuya variación de velocidad corresponde a tipo escalón. Se realiza una variación de viento que inicia desde $v = 6[m/s]$ hasta $v = 16[m/s]$, la misma se presenta en la Gráfica 5.13 y Gráfica 5.14 en simulación y sistema experimental respectivamente.



GRÁFICA 5.13. VARIACIÓN DE VELOCIDAD DEL VIENTO ANTE CAMBIOS DE ESCALÓN EN SIMULACIÓN

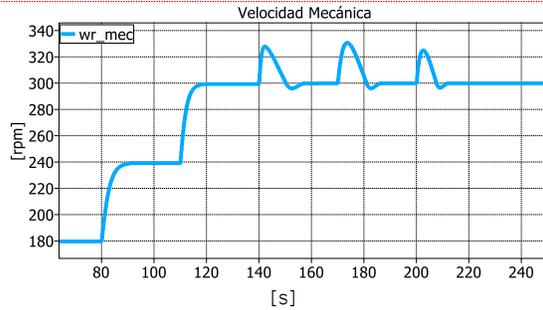


GRÁFICA 5.14. VARIACIÓN DE VELOCIDAD DEL VIENTO ANTE CAMBIOS DE ESCALÓN EN SISTEMA EXPERIMENTAL

Se puede observar que la velocidad mecánica cambia en función de la variación del viento hasta alcanzar su valor nominal. Como se observa en la Gráfica 5.15 y Gráfica 5.16, la velocidad mecánica en simulación y en sistema experimental respectivamente. Cuando la velocidad del viento es mayor a la nominal, actúa pitch control permitiendo que la máquina opere a su potencia nominal a pesar de los cambios de velocidad del viento por encima de su valor base.

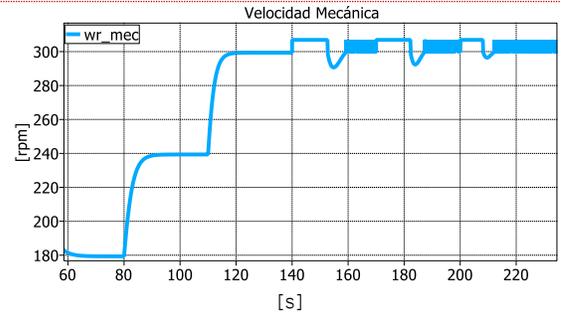
Al constituir las aspas de la turbina un sistema mecánico, la acción de Pitch Control no es instantánea. Por lo cual, se producen peaks de corriente que se reflejan en la velocidad mecánica del generador, potencia y torque. Esto es debido a que por un instante la potencia proveniente del viento es mayor a la potencia que el generador ha sido diseñado y existe entonces un desbalance de energía. Para tolerar los peaks de corriente, el generador puede operar en los transitorios a una potencia máxima por encima de la nominal. Sin embargo, no es recomendable su operación en estado permanente porque disminuye la vida útil del mismo. En la simulación, el peak de la velocidad mecánica se refleja en la Gráfica 5.15. Sin embargo en la implementación fue necesario saturar los peaks a un valor menor, debido a las protecciones de corriente del Equipo Triphase PM5F60R. Tal como se observa en la Gráfica 5.16 y Gráfica 5.17 la velocidad mecánica y la corriente en eje directo respectivamente.

SIMULACIÓN

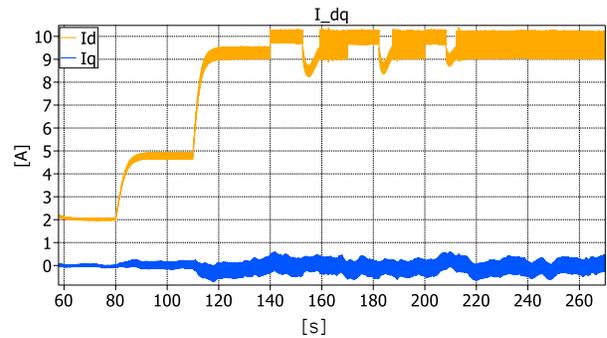


GRÁFICA 5.15. VELOCIDAD MECÁNICA DEL AEROGENERADOR EN SIMULACIÓN

SISTEMA EXPERIMENTAL



GRÁFICA 5.16. VELOCIDAD MECÁNICA DEL AEROGENERADOR EN SISTEMA EXPERIMENTAL

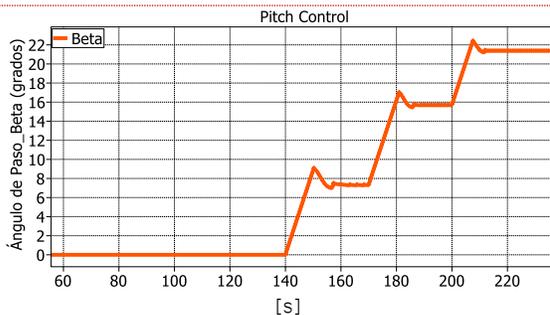


GRÁFICA 5.17. CORRIENTE EN EJE DIRECTO QUE GENERA EL AEROGENERADOR EN SISTEMA EXPERIMENTAL

Por otro lado, la Gráfica 5.18 y Gráfica 5.19 presenta la acción de pitch control, se puede claramente observar que el tiempo en que demora su actuación corresponde al tiempo de duración del peak producido en las variables eléctricas y mecánicas del aerogenerador. Así también, se observan, tres cambios en el ángulo de las aspas dadas por el control. Esto es porque el viento alcanzó una velocidad de $v = 12 - 14 - 16 [m/s]$. Por lo cual, mientras mayor sea la velocidad del viento por encima de la nominal o velocidad base del viento, mayor será el ángulo de las aspas. El aerogenerador presentado en este trabajo está diseñado para operar a una velocidad de corte superior de $v = 25 [m/s]$. Puesto que el ángulo pitch puede variar de $0^\circ - 45^\circ$.

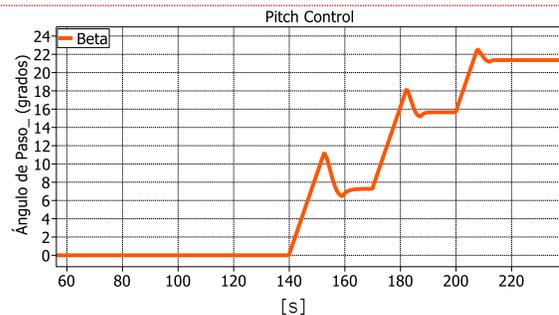
En la práctica, si supera la velocidad de corte superior, se encuentra en la región IV de operación, por lo cual, se debe detener la turbina y desconectarla de la red para protección de la misma.

SIMULACIÓN



GRÁFICA 5.18. ACCIÓN PITCH CONTROL EN SIMULACIÓN

SISTEMA EXPERIMENTAL



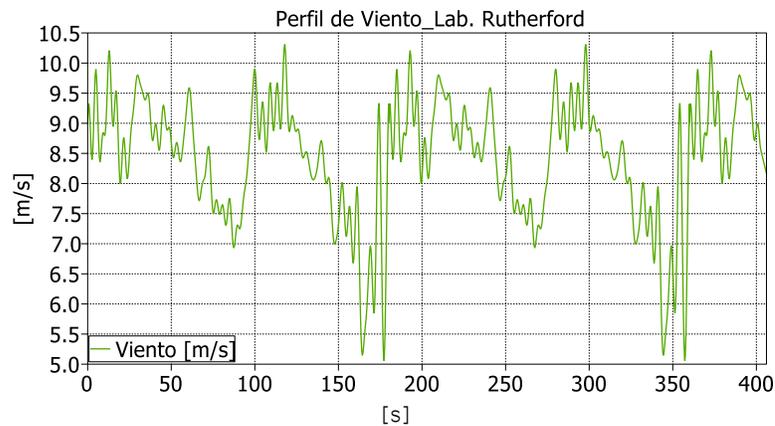
GRÁFICA 5.19. ACCIÓN PITCH CONTROL EN SISTEMA EXPERIMENTAL

5.4 PERFIL DE VIENTO

En la sección 2.10, se explicó la composición del viento. El cual tiene cuatro componentes principales, el valor promedio, la componente de rampa, de ráfaga y turbulencia. La siguiente prueba, tiene como objetivo presentar el perfil de viento que será utilizado para validar la operación del sistema experimental. Además, se pretende analizar mediante el espectro de Fourier el perfil de viento implementado para determinar las componentes armónicas producidas en el mismo y estudiar su efecto en un sistema WECS.

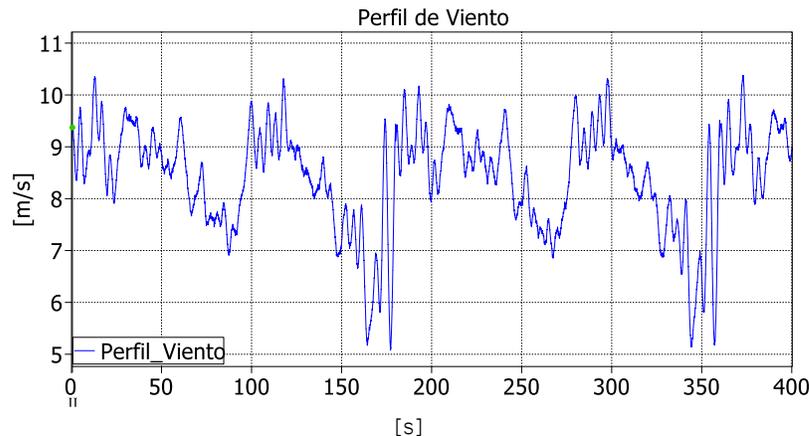
5.4.1.1 RESULTADOS

En este trabajo, las tres primeras componentes que constituyen el perfil de viento, se obtienen de los datos que fueron obtenidos en los Laboratorios Rutherford en Oxford Inglaterra. El perfil de viento fue muestreado cada dos muestras $\cdot s^{-1}$ y se presenta en el sistema experimental en la Gráfica 5.20.



GRÁFICA 5.20. PERFIL DE VIENTO EN SISTEMA EXPERIMENTAL. DATOS OBTENIDOS EN LABS. RUTHERFORD EN OXFORD INGLATERRA EN SISTEMA EXPERIMENTAL

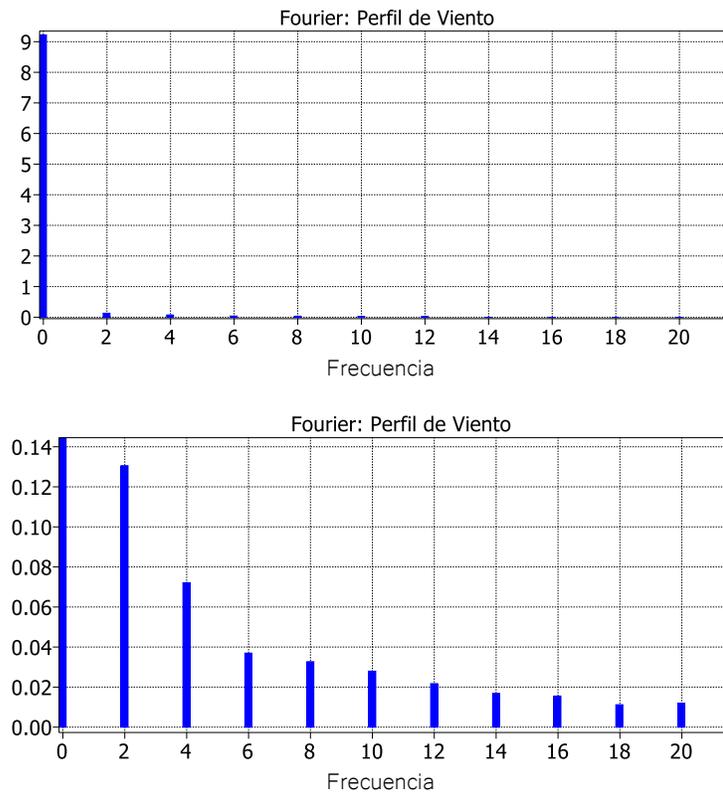
Adicional, a partir del modelo del perfil de viento descrito en 2.10 se obtiene el perfil de viento que considera velocidad media, componente rampa, ráfagas y además perturbaciones de turbulencias tal como se presenta en la Gráfica 5.21 en el sistema experimental.



GRÁFICA 5.21. PERFIL DE VIENTO_ VELOCIDAD MEDIA, COMPONENTE DE RAMPA, RÁFAGAS Y TURBULENCIAS EN SISTEMA EXPERIMENTAL

Se realizó un análisis del espectro de fourier del perfil de viento implementado que se presenta en la Gráfica 5.21. El mismo considera las cuatro componentes principales viento. El espectro de

Fourier y el zoom de las componentes armónicas relevantes se presenta en la Gráfica 5.22. La escala se refiere a absoluto lineal.



GRÁFICA 5.22. FOURIER: PERFIL DE VIENTO_VELOCIDAD MEDIA, RÁFAGAS Y TURBULENCIAS EN SISTEMA EXPERIMENTAL

Se observa la existencia de armónicos pares. El nivel porcentual con respecto a la fundamental se presenta en la Tabla 5.1.

TABLA 5.1. NIVEL DE ARMÓNICOS COMO PORCENTAJE DE LA FUNDAMENTAL

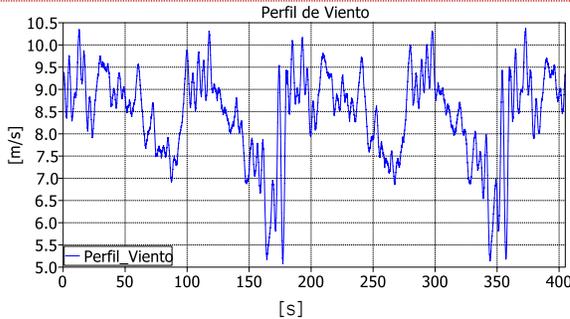
ARMÓNICOS	NIVEL PORCENTUAL
2	1.37 %
4	0.79 %
6	0.41 %
8	0.38 %
10	0.32 %
12	0.23 %
14	0.21 %
16	0.19 %
18	0.10 %
20	0.16 %

El modelo implementado es de gran importancia puesto que constituye un proceso estocástico estacionario. Esto permitirá validar el modelo de la turbina, pitch control, algoritmo MPPT y cálculo de torque, que tendrán un comportamiento determinado en las variables del sistema, es decir, incidirá en el coeficiente de potencia y sus parámetros de λ y β del aerogenerador o modelo de turbina, así como también, en los parámetros del generador como velocidad, torque y potencia. El resultado y análisis de sus respuestas ante el perfil de viento dado se detalla en pruebas posteriores.

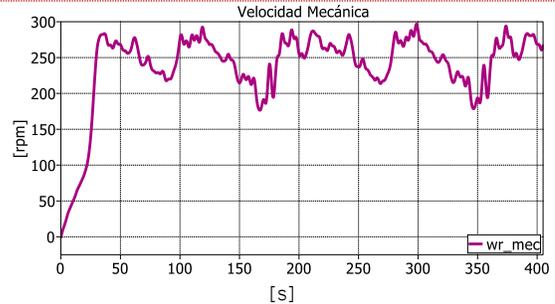
5.5 VALIDACIÓN ALGORITMO MPPT

Todos los resultados presentados en esta prueba corresponden al sistema experimental. El principal punto consiste en verificar el funcionamiento del sistema completo en sincronismo con cada uno de los controladores ante un perfil de viento estocástico.

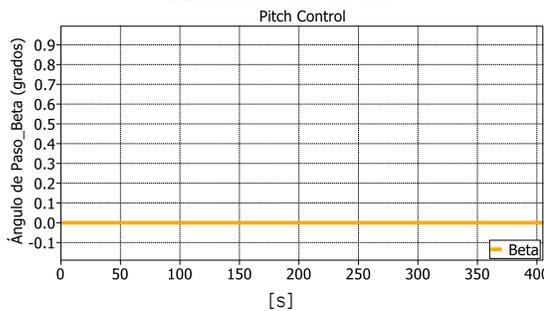
SISTEMA EXPERIMENTAL



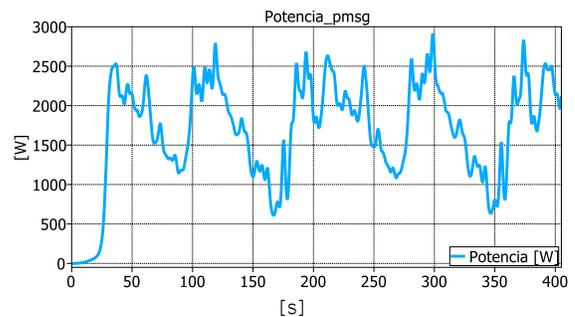
GRÁFICA 5.23. VARIACIÓN DE VELOCIDAD DEL VIENTO EN SISTEMA EXPERIMENTAL



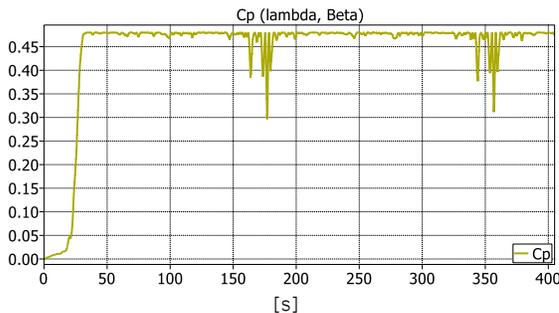
GRÁFICA 5.24. VARIACIÓN DE LA VELOCIDAD MECÁNICA DEL AEROGENERADOR EN SISTEMA EXPERIMENTAL



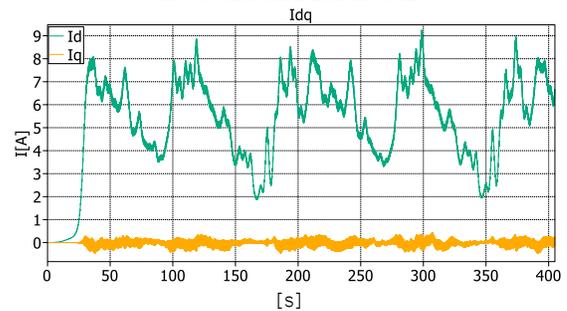
GRÁFICA 5.25. VARIACIÓN DE ÁNGULO β EN FUNCIÓN DE LA VELOCIDAD DEL VIENTO EN SISTEMA EXPERIMENTAL



GRÁFICA 5.26. POTENCIA QUE GENERA EL AEROGENERADOR EN SISTEMA EXPERIMENTAL



GRÁFICA 5.27. MPPT_ C_p EN SISTEMA EXPERIMENTAL



GRÁFICA 5.28. CORRIENTE I_D QUE GENERA EL AEROGENERADOR EN SISTEMA EXPERIMENTAL

5.5.1 RESULTADOS

En esta prueba, se valida el aerogenerador a velocidades de viento variable que considera las cuatro principales componentes del modelo del perfil de viento como se observa en la Gráfica 5.23. Se observa en la Gráfica 5.24 la variación de la velocidad del aerogenerador ante el perfil de viento dado. Así mismo, se observa la variación de la potencia en la Gráfica 5.26, y de la corriente en la componente de eje directo en la Gráfica 5.28.

La acción del Pitch Control corresponde a un ángulo de 0° , debido a que el perfil de viento en general no se encuentra por encima de la velocidad nominal del viento. Para los instantes en que el

perfil de viento supera la velocidad nominal del mismo, considerados como un transitorio, la acción de Pitch Control no se ve reflejada, ya que su respuesta es lenta y no percibe inmediatamente el transitorio del viento. Sin embargo la validación del mismo, para velocidades por encima de la nominal fue corroborada en la prueba 5.3.

Por su parte, la Gráfica 5.27 presenta el valor del coeficiente de potencia, que se mantiene en el máximo durante la operación del generador en la región II. Los cambios súbitos en el coeficiente de potencia, se deben a las ráfagas producidas por el modelo del perfil de viento. Aun así, se observa claramente la acción del algoritmo MPPT de torque óptimo (OT) para corregir el error y operar en el máximo punto de potencia (MPP) en todo instante de tiempo.

Esta prueba es de gran importancia, ya que podemos verificar mediante la técnica “Hardware In The Loop”, que es posible emular el comportamiento de un aerogenerador ante un perfil de viento modelado; que entrega resultados acordes al dato de placa especificado por el fabricante. Así también, en tiempo real es posible medir y analizar la amplitud y calidad de señal de corriente inyectada a la red eléctrica.

5.6 ALGORITMO MPPT ANTE VARIACIÓN DE INERCIA DEL AEROGENERADOR

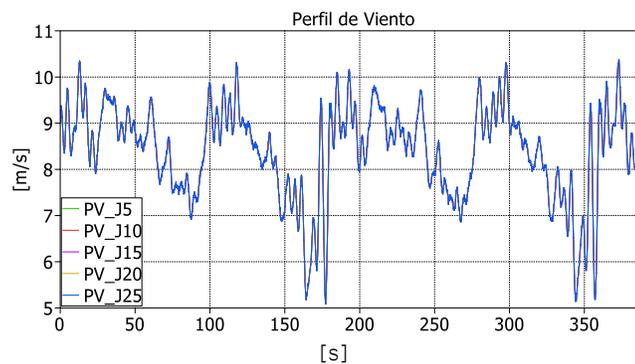
Todos los resultados presentados en esta prueba corresponden al sistema experimental. En esta prueba se realiza una variación de la inercia del aerogenerador. La prueba se realizó en pasos de $5[\text{Kg} \cdot \text{m}^2]$ a partir del dato original, el cual es de $15[\text{Kg} \cdot \text{m}^2]$. Es decir, se realiza para inercia equivalente en cada caso a $J = 5 - 10 - 15 - 20 - 25[\text{Kg} \cdot \text{m}^2]$.

Generalmente, el algoritmo MPPT basado en Óptimo Torque (OT) es ampliamente utilizado para turbinas de grandes masas rotatorias o de alta potencia debido a la sencillez del método. No obstante, la mejora de velocidad de respuesta del algoritmo ha sido innovada través del tiempo. Esto se ha realizado, escalando la inercia del aerogenerador de manera adecuada. Sin embargo, el modelo dinámico para todos los métodos mejorados, se basa en el modelo de eje rígido o Stiff-shaft model y no considera el modelo de eje flexible o Flexible-shaft model [31]. Es así que el objetivo principal de esta prueba consiste en identificar la importancia de seleccionar adecuadamente la estrategia del algoritmo MPPT considerando el modelo de planta de la turbina eólica.

El aerogenerador presentado en este trabajo es de pequeña escala y opera bajo el algoritmo MPPT basado en OT considerando el modelo de planta con eje rígido (Stiff-shaft model)

5.6.1 RESULTADOS

En esta prueba el sistema opera ante un perfil de viento descrito en la Gráfica 5.29, el cual, considera las cuatro componentes principales del viento. Su ciclo se repite dos veces. El mismo fue considerado para los cinco casos analizados.



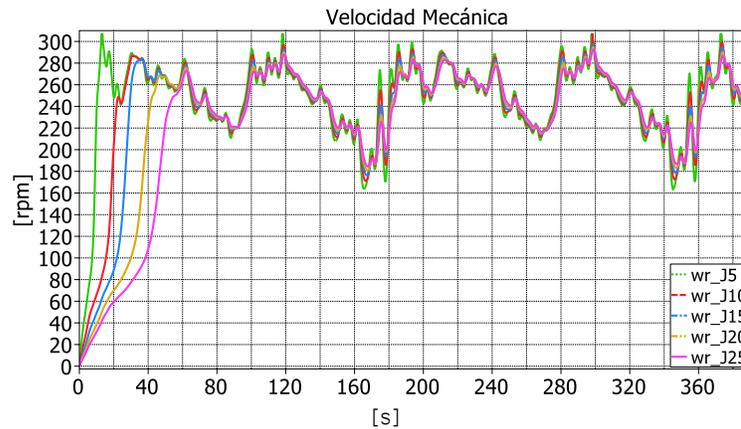
GRÁFICA 5.29. PERFIL DE VIENTO EN SISTEMA EXPERIMENTAL

Por su parte, la Gráfica 5.30 presenta la velocidad mecánica del aerogenerador ante los distintos escenarios de inercia. Se observa que el escenario en que se trabaja con la menor de las inercias, que corresponde a $J = 5[\text{Kg} \cdot \text{m}^2]$, requiere de menos energía para el arranque, y por tanto la turbina alcanza la velocidad nominal en menos tiempo. A medida que la inercia de la turbina se incrementa, es necesario mayor energía para cambiar su estado y transformar la energía en reposo de la misma en energía cinética.

Otro aspecto a considerar en esta prueba, es que para los casos de baja inercia, dado el algoritmo MPPT basado en OT implementado en este trabajo de investigación, toda la energía del recurso eólico disponible que puede ser extraída por el aerogenerador es transferida a la red. Por tanto, el sistema de control, opera la turbina en el punto de máxima potencia.

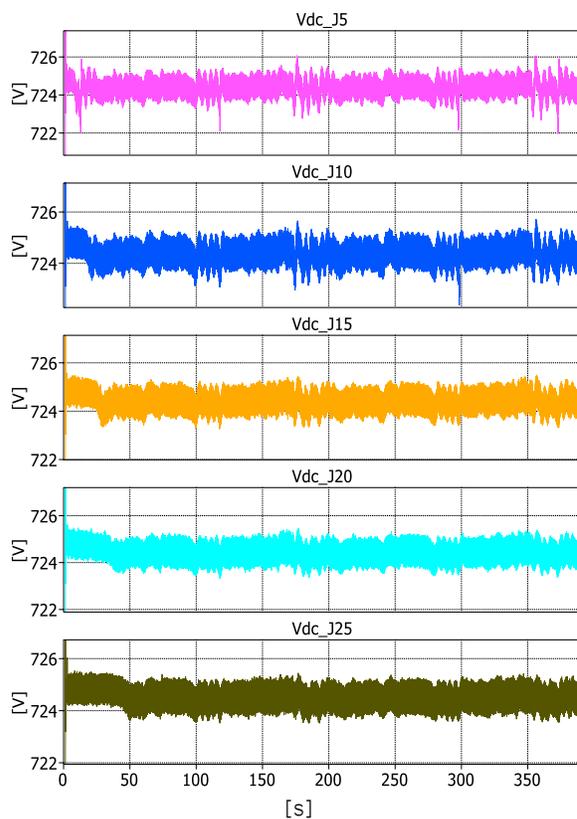
Además, se observa que mientras mayor es la inercia, el cambio de un estado a otro requiere de más energía y la turbina es menos sensible al seguimiento del punto máximo de potencia. Esto ocasiona que la turbina opere en punto sub- óptimo. Lo cual, implica que la potencia proveniente

del recurso eólico no sea aprovechada en su máximo valor. Lo último se observa en especial, en el escenario con inercia de $J = 25[\text{Kg} \cdot \text{m}^2]$ (gráfica color rosado).

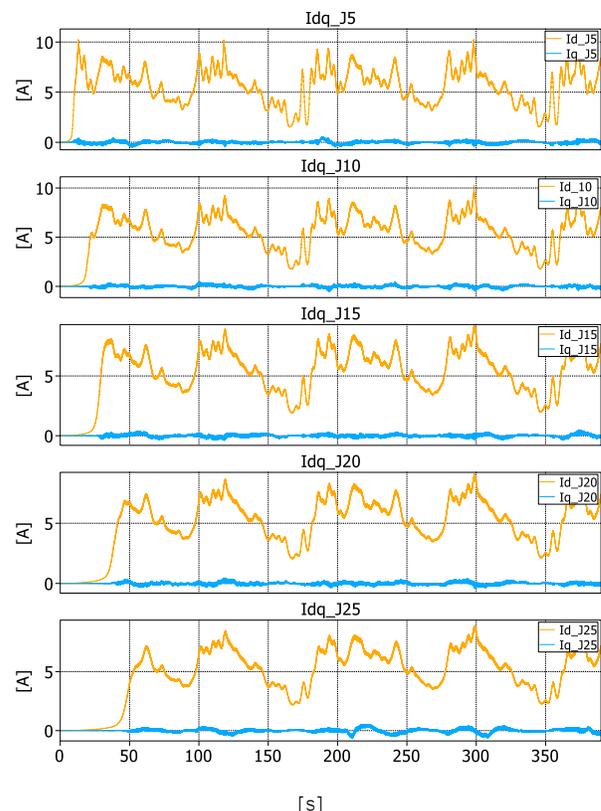


GRÁFICA 5.30. VELOCIDAD ROTACIONAL [RPM] ANTE DIFERENTES INERCIAS EN SISTEMA EXPERIMENTAL

La Gráfica 5.31 y la Gráfica 5.32 presentan la tensión del capacitor de enlace y la corriente en eje directo y en cuadratura que el aerogenerador inyecta a la red respectivamente, ante los distintos casos de inercia.



GRÁFICA 5.31. TENSIÓN DCLINK [V] ANTE VARIACIONES DE INERCIA EN EL SISTEMA EXPERIMENTAL



GRÁFICA 5.32. CORRIENTE EN COMPONENTE DQ, DE LA CORRIENTE QUE INYECTA EL AEROGENERADOR A LA RED EN SISTEMA EXPERIMENTAL

En la Gráfica 5.31 se observa que la tensión del capacitor de enlace absorbe la potencia activa inyectada por el generador a la red. Mientras menor es la inercia de la turbina eólica, la energía necesaria para mantener el aerogenerador operando en su punto máximo de operación, será menor y por tanto la turbina, seguirá el modelo del perfil de viento con el objetivo de aprovechar la

máxima potencia, debido al algoritmo MPPT. Por el contrario, a medida que aumenta la inercia, la inyección de potencia a la red será menor, debido a que la misma opera en un punto sub-óptimo.

En referencia a la Gráfica 5.32; se conoce que el modelo del aerogenerador constituye un filtro pasa bajo, donde el denominador tiene la forma de $(sJ_t + B_t)$. Por tanto, la frecuencia de corte está dada por la relación (B_t/J_t) . Esto nos indica que mientras mayor sea la inercia del sistema, puesto que el coeficiente de fricción se mantiene constante, menor será la frecuencia de corte. Por lo cual, la región de paso de baja frecuencia será cada vez más restringida, eliminando así, las componentes de alta frecuencia del viento. A medida que la inercia del sistema aumenta, el filtro pasa bajo del aerogenerador restringe potencia proveniente del recurso eólico. Ya que, elimina las fluctuaciones de alta frecuencia del viento y la potencia inyectada a la red es menor. Por el contrario, mientras menor es la inercia, las componentes de alta frecuencia del viento no son eliminadas por el aerogenerador y existe mayor flujo de potencia a la red que se traducen en función de corriente I_d .

Finalmente, la prueba nos indica que efectivamente, el algoritmo MPPT es adecuado para aerogeneradores de baja inercia puesto que cumple adecuadamente su función, y orienta la turbina en el punto de máxima potencia. Así también, el modelo puede ser considerado como Stiff-shaft model. Para el presente trabajo, la implementación del modelo y el algoritmo fueron apropiados. Por el contrario, si se requiere analizar turbinas con grandes masas rotatorias, del orden de MW, el estudio del modelo de planta considerando eje flexible (flexible-shaft model) y del algoritmo MPPT más adecuados es necesaria.

5.7 CALIDAD DE SEÑAL

Con el fin de lograr, un balance energético en el intercambio de potencia, que cumpla con las normas establecidas del código eléctrico, consideramos que una de las demandas presentes en todas las normas relativas a los sistemas conectados a la red es la calidad de la energía distribuida [22]. Lo cual, aplica también para los WECS, de manera tal de poder contribuir y preservar la calidad de potencia. Los requerimientos de calidad de potencia, han sido desarrollados con el objetivo de preservar la calidad de tensión en lo que se refiere a magnitud, frecuencia y fase. Donde las principales perturbaciones de las señales de tensión son debido a los transientes de operación (ejemplo, en el encendido o apagado de las máquinas) o a las fluctuaciones de potencia (debido a la estocasticidad del recurso natural). Así también, la calidad de corriente es una preocupación y en este punto el convertidor es el responsable del cumplimiento de las recomendaciones internacionales de calidad de energía y normas, así como los requisitos impuestos por el operador del sistema de transmisión [67].

Por lo anterior, a continuación se presenta el análisis respectivo de la calidad de señal de corriente inyectada a la red. Esto se realiza mediante la acción de los controles de corriente implementados que consisten en el control resonante proporcional (PR); el control PR y la compensación del 5^{to} y 7^{mo} armónico (HC), además de la estrategia de control Active Damping.

Las señales de corriente presentadas y analizadas en la prueba 5.7 corresponden a las señales de corriente en el sistema experimental de $I_g \approx 10[A_{peak}]$, las cuales son obtenidas bajo condiciones nominales de operación. Es decir, el modelo del aerogenerador emulado opera a una velocidad de viento de 10[m/s], velocidad mecánica de la turbina de 300[rpm] e inyección de potencia a la red de 3[kW].

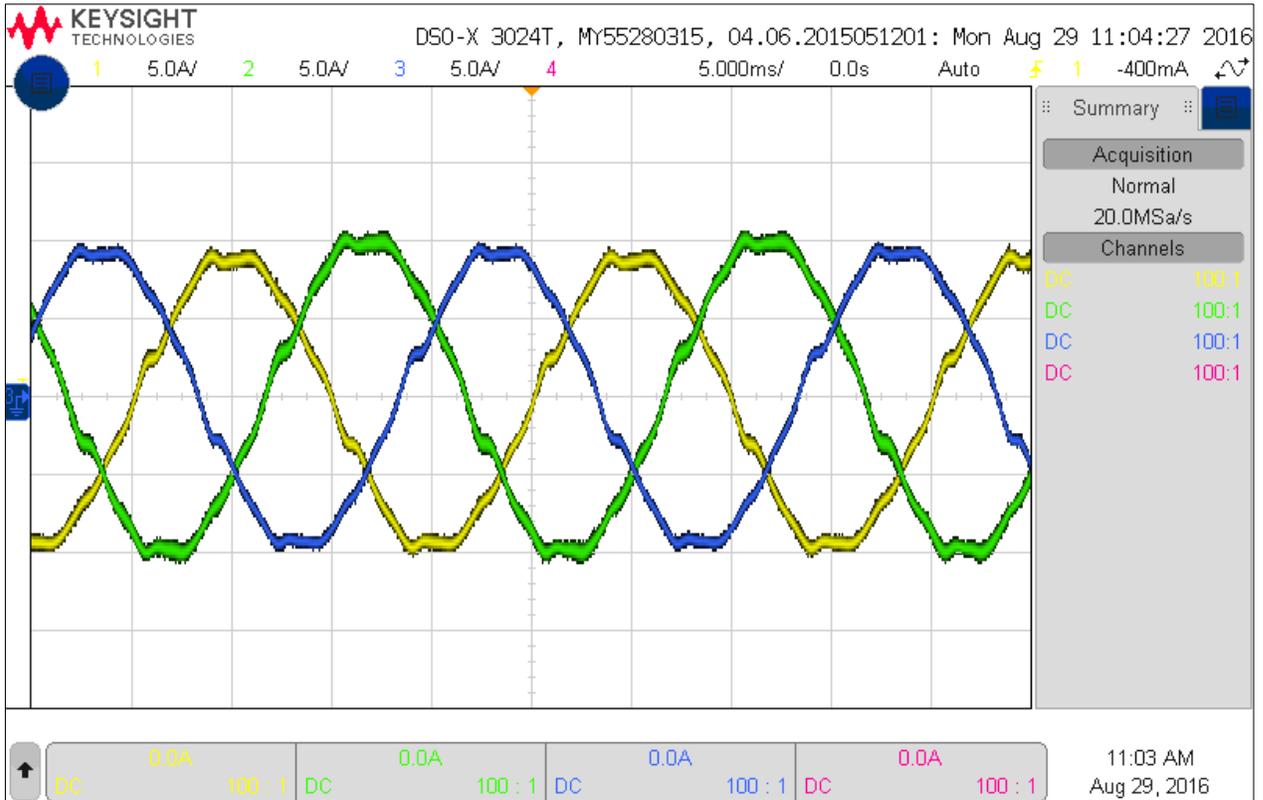
La corriente inyectada a la red, considera los límites de distorsión armónica que se presentan en la Tabla 5.2 como se recomienda en [77] en la IEEE Std. 519-1192. La misma indica el límite de la distorsión total armónica y la distorsión armónica de cada armónico respecto a la fundamental.

TABLA 5.2. LÍMITES DE DISTORSIÓN PARA SISTEMAS DE GENERACIÓN DE DISTRIBUCIÓN COMO PORCENTAJE DE LA FUNDAMENTAL

THD	ARMÓNICOS IMPARES	LÍMITE DE DISTORSIÓN
< 5%	< 11	MENOR QUE 4 %
	$11 \leq h < 17$	MENOR QUE 2 %
	$17 \leq h < 23$	MENOR QUE 1.5 %
	$23 \leq h < 35$	MENOR QUE 0.6 %

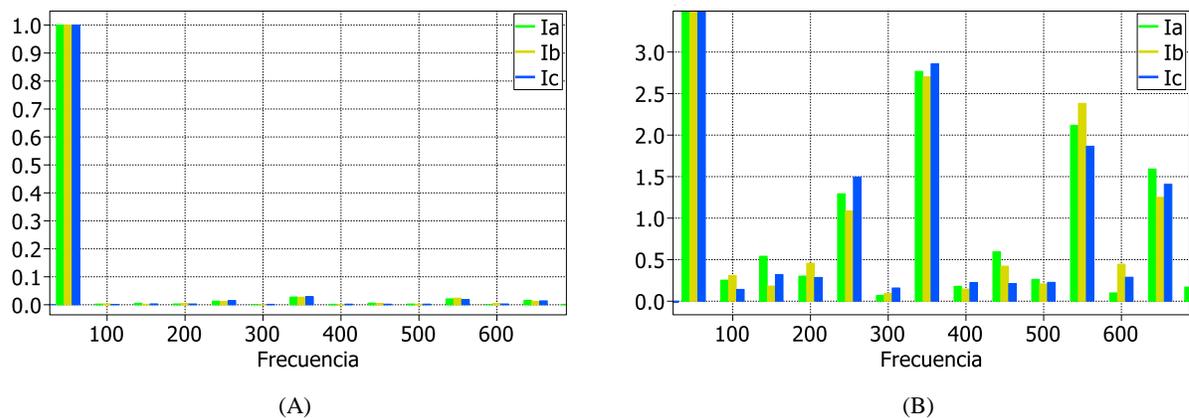
5.7.1 CONTROL PR

En esta prueba se implementa el control resonante proporcional, y se realiza únicamente la acción del control PR. La Gráfica 5.33, presenta la señal de corriente obtenida luego de aplicar la acción de control. Se verifica que efectivamente la corriente inyectada a la red es controlada. Sin embargo, ante una simple inspección, se puede observar que existe una distorsión armónica en la calidad de señal de corriente. Por lo cual, un análisis del espectro de Fourier de la misma es requerido.



GRÁFICA 5.33. ACCIÓN DEL CONTROLADOR PR EN SISTEMA EXPERIMENTAL

El espectro de Fourier se presenta en la Gráfica 5.34. El mismo revela la existencia de las componentes armónicas. La Gráfica 5.34 (A), es presentadas en escala relativa lineal, es decir que se expresa en por unidad (p.u) con respecto a la fundamental y la Gráfica 5.34 (B) en porcentaje.



GRÁFICA 5.34. ESPECTRO DE FOURIER_ACCIÓN PR

La Tabla 5.3 presenta el valor porcentual de la distorsión armónica total y con respecto a la fundamental el nivel porcentual de cada armónico existente en la señal.

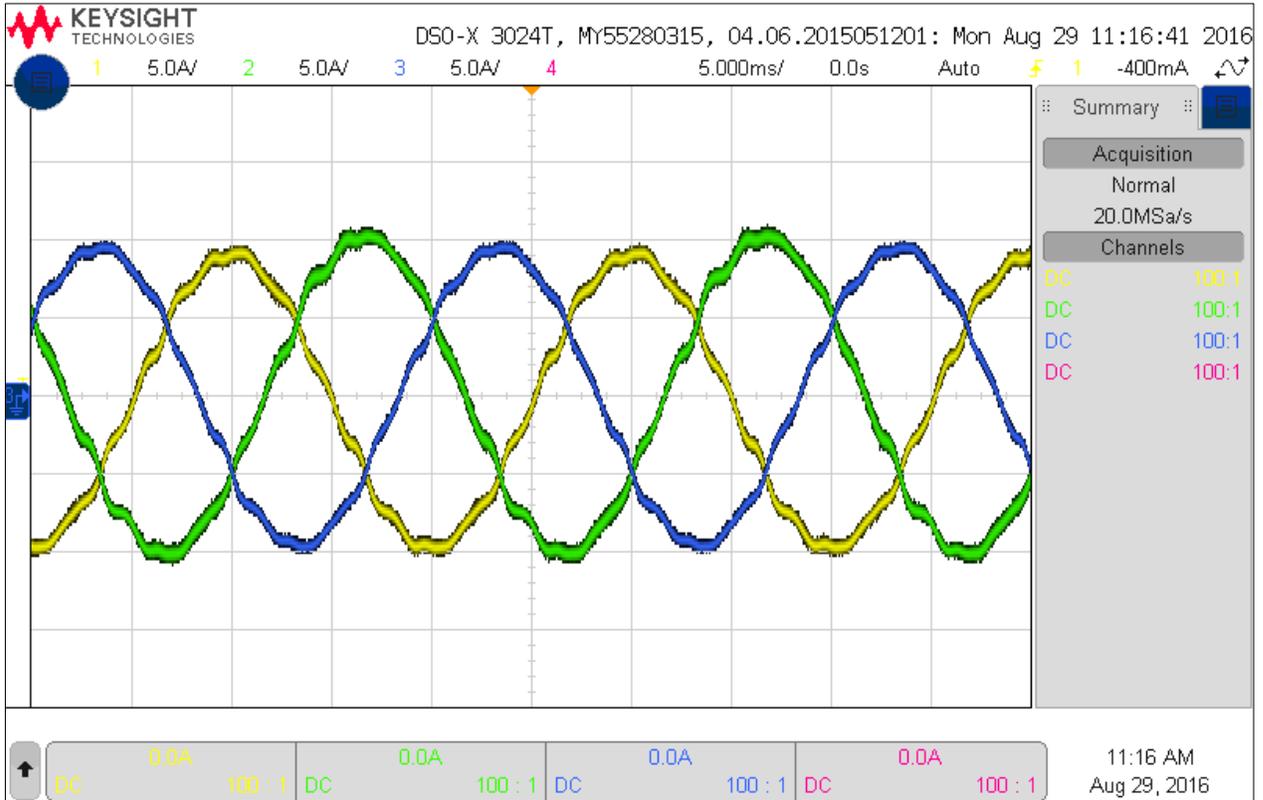
TABLA 5.3. CALIDAD DE SEÑAL DE CORRIENTE MEDIANTE ACCIÓN PR

NIVEL PORCENTUAL DE ARMÓNICOS DE CORRIENTE					
IG	THD	5^{TO}	7^{MO}	11^{AVO}	13^{AVO}
IA	4.57 %	1.29 %	2.76 %	2.12 %	1.59 %
IB	4.59 %	1.08 %	2.70 %	2.38 %	1.25 %
IC	4.34 %	1.49 %	2.85 %	1.86 %	1.41 %

El THD obtenido se encuentra dentro de límites de distorsión permitidos por el código eléctrico; sin embargo, se observa claramente, que los armónicos del orden 11 no cumplen con lo estipulado por las normas presentadas en la Tabla 5.2 y por tanto, la señal se presenta con distorsión. Además, aunque se encuentre dentro de la norma, el nivel de armónico de orden 5 y 7 es considerable debido al valor de la señal de corriente. Por tanto, se realizará la compensación del 5^{to} y 7^{mo} armónico que son los causantes de distorsionar la forma de onda del peak de la señal.

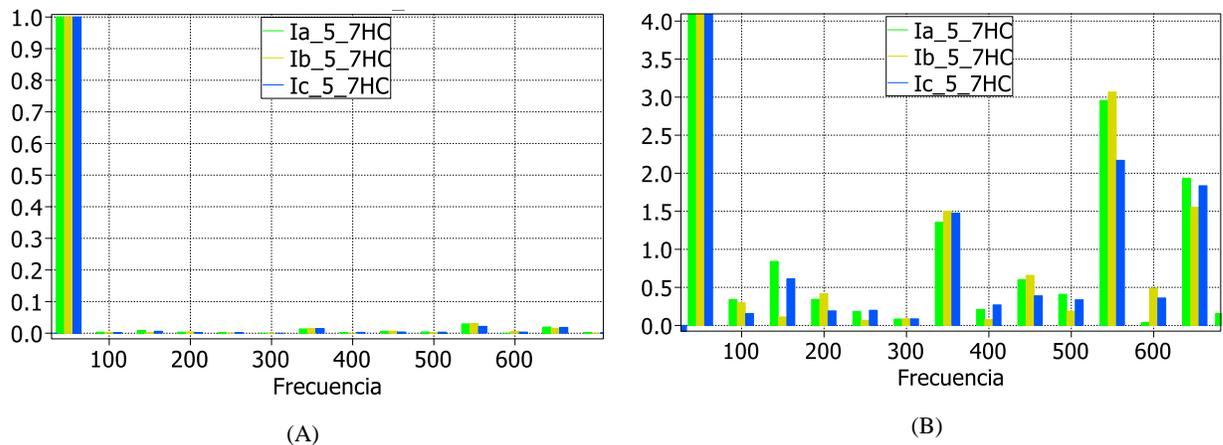
5.7.2 CONTROL PR + HC 5^{TO}_7^{MO}

En esta prueba se implementa el control resonante proporcional y la compensación del 5^{to} y 7^{mo} armónico. La Gráfica 5.35 presenta la señal de corriente obtenida luego de aplicar la acción de control y la compensación. Se verifica ante simple inspección que la forma de onda de la señal mejora. Sin embargo, aún se presenta una distorsión armónica, por lo cual se realiza un análisis del espectro de Fourier de la misma.



GRÁFICA 5.35. ACCIÓN DEL CONTROLADOR PR + HC 5^{TO}_7^{MO} EN SISTEMA EXPERIMENTAL

El espectro de Fourier se presenta en la Gráfica 5.36. Así mismo, la Gráfica 5.36 (A), es presentada en escala relativa lineal, es decir que se expresa en por unidad (p.u) con respecto a la fundamental y la Gráfica 5.36 (B) en porcentaje.



GRÁFICA 5.36. ESPECTRO DE FOURIER_ACCIÓN PR + HC 5^{TO}_7^{MO}

El espectro de Fourier revela una reducción significativa en el armónico de orden 5^{to} y 7^{mo}. Pero también un incremento en el armónico de orden 11 y 13.

La Tabla 5.4 presenta el valor porcentual de la distorsión armónica total y con respecto a la fundamental el nivel porcentual de cada armónico existente en la señal aplicada la acción de control y compensación.

TABLA 5.4. CALIDAD DE SEÑAL DE CORRIENTE MEDIANTE ACCIÓN PR Y COMPENSACIÓN HC DEL 5^{TO} Y 7^{MO} ARMÓNICO

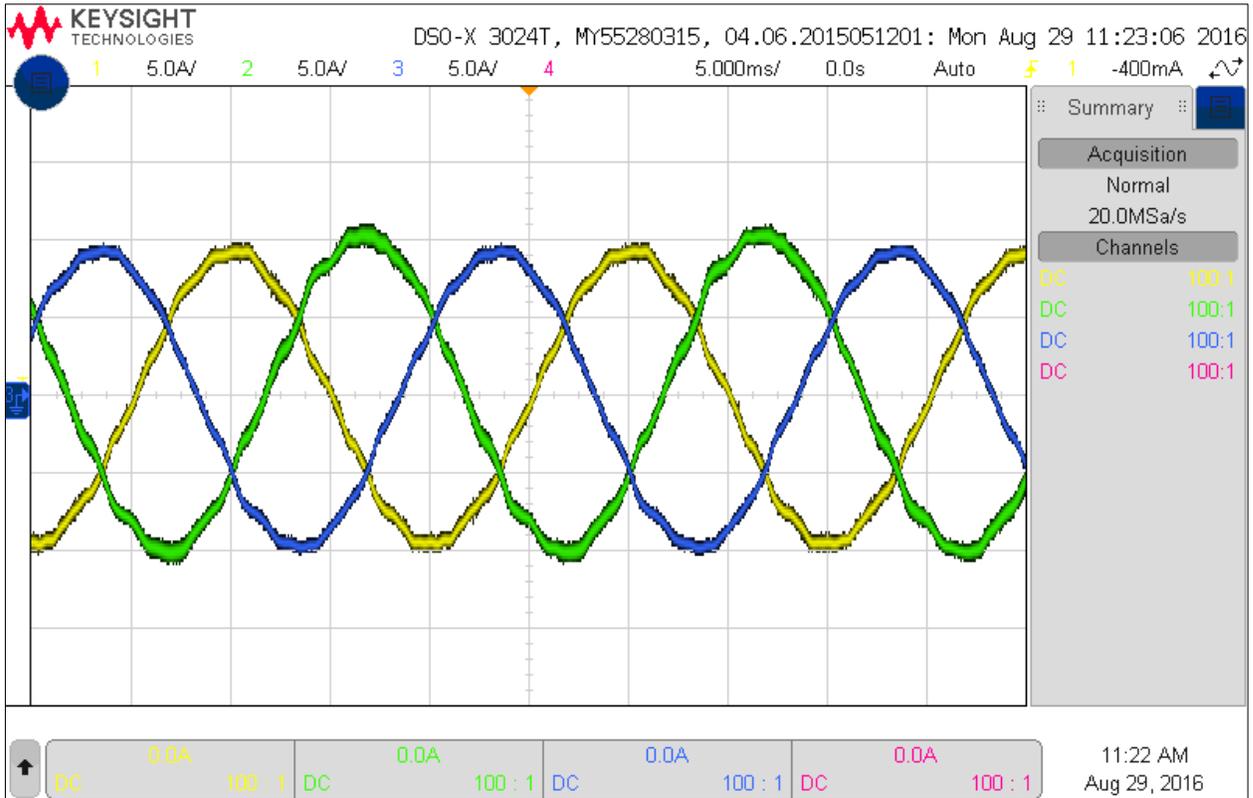
NIVEL PORCENTUAL DE ARMÓNICOS DE CORRIENTE					
IG	THD	5^{TO}	7^{MO}	11^{AVO}	13^{AVO}
IA	4.42 %	0.18 %	1.35 %	2.95 %	1.93 %
IB	4.48 %	0.06 %	1.50 %	3.06 %	1.55 %
IC	3.73 %	0.20 %	1.47 %	2.17 %	1.83 %

El THD obtenido se encuentra dentro de límites de distorsión permitidos por el código eléctrico; Se puede observar que la forma de onda en el peak de la señal mejora y deja de ser plana.

Por otro lado, se observa el incremento del 20% con respecto al valor anterior de los armónicos de orden 11 y 13. Lo cual es debido a la exigencia del control para que el convertidor genere los armónicos a compensar correspondientes al 5^{to} y 7^{mo}. Debido a la no linealidad de la planta, en consecuencia la generación de armónicos subsecuentes se incrementa como es el caso del orden 11 y 13. Analizando los resultados de estos últimos, se observa que el nivel porcentual de cada armónico aún no se encuentra dentro de los límites permitidos por la norma del código eléctrico de la IEEE Std. 519-1192. Razón por la cual, se implementa la estrategia de Active Damping analizada en la sección 4.3. Si bien es cierto, podría realizarse el mismo proceso de compensación, con respecto a los armónicos del orden 11 y 13 y los que fueren necesarios, pero debido a la alta carga computacional que implica el control y la dificultad de su sintonización, la estrategia Active Damping es preferida.

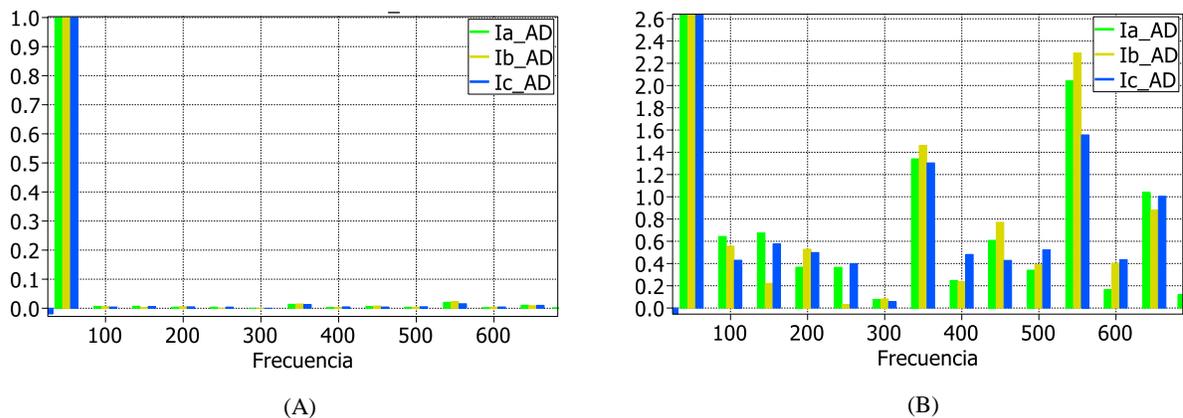
5.7.3 CONTROL PR + HC 5^{TO} _7^{MO} + ACTIVE DAMPING

En esta prueba se implementa el control resonante proporcional, la compensación del 5^{to} y 7^{mo} armónico y la estrategia de control Active Damping. La Gráfica 5.37 presenta la señal de corriente obtenida luego de aplicar la acción de control, la compensación y la metodología Active Damping. Se verifica ante simple inspección que la forma de onda de la señal mejora radicalmente. Por lo cual, se realiza un análisis del espectro de Fourier para determinar la existencia de las componentes armónicas relevantes.



GRÁFICA 5.37. ACCIÓN DEL CONTROLADOR PR + HC Y ACTIVE DAMPING EN SISTEMA EXPERIMENTAL

El espectro de Fourier se presenta en la Gráfica 5.38. De la misma forma, la Gráfica 5.38 (A), es presentada en escala relativa lineal, es decir que se expresa en por unidad (p.u) con respecto a la fundamental y la Gráfica 5.38 (B) en porcentaje.



GRÁFICA 5.38. ESPECTRO DE FOURIER_ACCIÓN PR + HC Y ACTIVE DAMPING

De lo anterior, se observa que los armónicos existentes no exceden aproximadamente el 2% con respecto a la fundamental, a diferencia de los casos anteriores cuyo límite era alrededor del 3%. La Tabla 5.5 presenta el THD de la señal con respecto a la fundamental y el nivel porcentual de cada armónico existente en la señal.

TABLA 5.5. CALIDAD DE SEÑAL DE CORRIENTE MEDIANTE ACCIÓN PR + HC 5^{TO}-7^{MO} Y ACTIVE DAMPING

NIVEL PORCENTUAL DE ARMÓNICOS DE CORRIENTE					
IG	THD	5 ^{TO}	7 ^{MO}	11 ^{AVO}	13 ^{AVO}
IA	3.54 %	0.36 %	1.34 %	2.00 %	1.04 %
IB	4.06 %	0.03 %	1.46 %	2.30 %	0.88 %
IC	3.09 %	0.39 %	1.30 %	1.55 %	1.00 %

La estrategia Active Damping, al suprimir el peak de resonancia y permitir estabilidad al sistema como se observa en el diagrama de Nyquist de la Figura 4.31 mediante la resistencia virtual, permite atenuar armónicos que circundan a la frecuencia de resonancia. Es por ello que los armónicos del orden 11 y 13, son reducidos significativamente.

En referencia a la norma del código eléctrico, el THD permitido debe ser menor al 5%, el nivel porcentual para armónicos de baja frecuencia de orden menor al 11 excluido, corresponde al límite máximo del 4%. Y para armónicos del orden entre el 11 y 17 excluido, corresponde al límite máximo del 2%. Los cuales, luego de implementar la metodología de control correspondiente al control resonante proporcional y controles de compensación de armónicos, además de la metodología active damping; se obtiene, la señal resultante que cumple con lo estipulado en la norma y presenta mínima distorsión.

Adicional a lo anterior, en todos los análisis se pudo observar que existe un desbalance en las fases de la señal de corriente, esto es debido a que la tensión de la red se encuentra desbalanceada aproximadamente 1 - 3[V]. Así también, debido a esto, se observa la aparición de armónicos pares. Por el contrario, en un sistema trifásico balanceado, éstos no existirían.

No obstante, de acuerdo a la norma IEEE 1159 descrita en [78], el desbalance de un sistema trifásico es definido como la relación entre la magnitud de la componente de secuencia negativa y la componente de secuencia positiva expresada en porcentaje. Donde, típicamente, el desbalance trifásico del suministro eléctrico es menor al 3% y matemáticamente, el desequilibrio de tensión es representado por (5.1).

$$\% \text{ Desbalance} = \frac{|V_{neg}|}{|V_{pos}|} \cdot 100 \quad (5.1)$$

Si bien es cierto, existen dispositivos para compensar desbalances producidos en la tensión de la red, tales como los descritos en literatura [79]. El estudio de los mismos no forma parte del alcance de este trabajo.

Sin embargo, vale recalcar que uno de los dispositivos DFACTs más frecuentemente utilizado en la regulación de voltaje corresponde al STATCOM o DSTATCOM [79]. Este dispositivo es una fuente de potencia reactiva de rápida compensación que se aplica en el sistema de transmisión o distribución para reducir las variaciones de voltaje, junto con la inestabilidad causada por la demanda rápidamente variable de potencia reactiva [80].

CAPÍTULO 6

6 CONCLUSIONES

El presente trabajo de investigación logró alcanzar satisfactoriamente cada uno de los objetivos expuestos, así como también se comprobaron las hipótesis planteadas.

En esta tesis se desarrolló exitosamente, mediante la técnica Hardware In The Loop (HIL), una plataforma experimental de un sistema de generación eólica de velocidad variable. La cual, opera con conexión a la red (modo red) gracias a la interface de electrónica de potencia implementada, constituida por convertidores de dos niveles de tres hilos en configuración Back-To-Back contenidos en la unidad Triphase PM5F60R. De esta manera, el intercambio de energía entre el aerogenerador y la red sin la necesidad de uno real es obtenido.

De la misma forma, la técnica HIL permitió la modelación del perfil de viento. Esto es, con el objetivo de exponer el sistema de generación eólica ante condiciones cercanas a la realidad. Además, se logró en base a parámetros reales, el estudio del desempeño de los sistemas de control asociados al aerogenerador. Tales como el algoritmo MPPT y Pitch Control. Por su parte, el algoritmo MPPT permitió la operación del generador en el punto de máxima potencia durante la región II. Mientras que el control de aspas o Pitch Control mantuvo el generador en su valor nominal ante operación en la región III, brindando protección al mismo. Lo anterior, nos permite concluir que ambos controles mejoran la transición entre los modos de operación para generadores de velocidad variable entre la región II y región III.

La plataforma experimental, a su vez permitió realizar pruebas considerando variación en la inercia del aerogenerador. Específicamente, la importancia se refleja en el diseño del modelo de planta y en la implementación del algoritmo MPPT a considerar. Puesto que una turbina eólica varía en función de la topología y capacidad de la misma. Por tanto la inercia de la turbina afecta la dinámica en la respuesta de la misma y su tendencia a seguir el punto máximo de potencia.

Adicional, el estudio mediante la técnica HIL, proporcionó el ambiente ideal para analizar diversos tipos de control vectorial, siendo así el control vectorial Grid-side converter diseñado en el marco de referencia sincrónico dq mediante controladores PI y el control vectorial drive-control diseñado e implementado en el marco de referencia estacionario $\alpha\beta$. Este último, debido a la distorsión armónica existente en la tensión de la red, se realizó mediante control de corriente resonante. El mismo fue sintonizado para seguir la frecuencia de la red y rechazar las frecuencias del armónico más relevante a compensar, el 5^{to} y 7^{mo}. En esta parte, la habilidad del control implementado radicó en realizar el control y compensación de las corrientes inyectadas a la red.

Por otro lado, en la actualidad, gran parte de los trabajos e investigaciones concernientes a micro-redes en operación modo red o modo isla, se realizan mediante filtros LCL. Esto es debido a las ventajas de los filtros LCL como bajo costo y tamaño de implementación, además de mayor atenuación de componentes de alta frecuencia por sobre la frecuencia de resonancia, entre otras. Sin embargo, los filtros LCL son intrínsecamente inestables. Por tanto, como solución en este trabajo, se implementa amortiguamiento activo o active damping, bajo el concepto de resistencia virtual en serie con el capacitor del filtro LCL para atenuar armónicos de baja frecuencia presentes en la red y alta frecuencia de conmutación por PWM. Es así que, en conjunto con la estrategia de control y compensadores del 5^{to} y 7^{mo} armónico, y metodología active damping se logra mejorar la

calidad de señal de corriente, obteniendo un THD y nivel porcentual de cada armónico de corriente dentro de los límites permitidos por la norma del código eléctrico del IEEE Std. 519-1192.

Finalmente, la culminación de este trabajo nos lleva a indicar la importancia de la plataforma experimental implementada bajo la técnica Hardware In The Loop. Debido a que constituye un escenario de investigación para cualquiera de los componentes presentados de un sistema de generación eólico. Es decir, que es posible, considerando la plataforma, estudiar e incluso innovar nuevos algoritmos MPPT, diferentes estrategias de Pitch control o realizar modelos de planta de turbinas que involucren nuevas topologías. Así también, el ambiente es de gran importancia, para el estudio de las estrategias de control de corriente, y nuevas técnicas pudiendo ser realizadas en el marco de referencia natural *abc*.

Es posible además, realizar la integración del sistema en cuestión a una micro-red en operación modo isla y modo red por medio de Droop Control.

Adicional a lo anterior, la plataforma implementada, puede formar parte fundamental para realizar investigación en temas relacionados con la emulación de volantes de inercia, para aporte inercial en operación modo red.

CAPÍTULO 7

7 BIBLIOGRAFÍA

- [1] REN21, “Renewables 2015 Global Status Report,” 2015.
- [2] M. Liserre, R. Cardenas, M. Molinas, and J. Rodriguez, “Overview of Multi-MW Wind Turbines and Wind Parks,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1081–1095, 2011.
- [3] V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro, and M. Narimani, “High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies,” *Proc. IEEE*, vol. 103, no. 5, pp. 740–788, May 2015.
- [4] J. Carlos, M. Quintero, J. E. Andrade, R. Director, and O. Avilés, “Implementación de controladores en sistemas retro-alimentados usando electrónica embebida y simulación Hardware in the Loop,” 2013.
- [5] Mondragon Unibertsitatea, “Sobre CAN, Aplicaciones de Control y Testeo | Investigación en TICs.” [Online]. Available: <http://mukom.mondragon.edu/ict/sobre-can-aplicaciones-de-control-y-testeo/>.
- [6] T. Hwang, J. Roh, K. Park, J. Hwang, K. H. Lee, K. Lee, S. j. Lee, and Y. j. Kim, “Development of HILS Systems for Active Brake Control Systems,” in *2006 SICE-ICASE International Joint Conference*, 2006, pp. 4404–4408.
- [7] F. Hosam K., F. Zoran S., J. Hagena, and J. L. Stein, “Review of Hardware-in-the-Loop Simulation and Its Prospects in the Automative Area,” *2006 Korea, SICE-ICASE Int. Jt. Conf.*, 2006.
- [8] R. Isermann, J. Schaffnit, and S. Sinsel, “Hardware-in-the-loop simulation for the design and testing of engine-control systems,” *Control Eng. Pract.*, vol. 7, no. 5, pp. 643–653, May 1999.
- [9] G. V. Quesada, F. Casellas, F. Guinjoan, J. Esteban, H. Martínez, and R. Piqué, “Simulación Mediante ‘Hardware In the Loop’ de un Convertidor Buck,” *SAAEI 2014, Tangier*, 2014.
- [10] K. Jha, S. Mishra, and A. Joshi, “Boost-based amplifier for power-hardware-in-the-loop simulations of utility-tied DG,” in *Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE*, 2015, pp. 3242–3247.
- [11] R. Cardenas, R. Pena, G. Asher, and J. Clare, “Control strategies for enhanced power smoothing in wind energy systems using a flywheel driven by a vector-controlled induction machine,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, no. 3, pp. 625–635, Jun. 2001.
- [12] R. Cardenas, R. Pena, G. M. Asher, and J. C. Clare, “Experimental emulation of wind turbines and flywheels for wind energy applications,” *2001, Proceeding Eur. Power Electron. Conf. EPE, Graz*, pp. 1–10, 2001.
- [13] R. Cardenas and R. Pena, “Sensorless vector control of induction machines for variable-speed wind energy applications,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 19, no. 1, pp. 196–205, 2004.

- [14] D. López Gómez, “Entorno de simulación Hardware-In-the-Loop para estudios de tolerancia a fallos en sistemas electrónicos complejos,” 2015.
- [15] A. Corporation, “September 2013 Altera Corporation Hardware in the Loop from the MATLAB/Simulink Environment.”
- [16] E. Ormaetxea, E. Ibarra, J. Andreu, I. Kortabarria, and M. Santos, “FPGA based real time simulation of a Matrix Converter,” in *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International*, 2010, pp. S2-14-S2-20.
- [17] N. Goudarzi and W. D. Zhu, “A review on the development of wind turbine generators across the world,” *Int. J. Dyn. Control*, vol. 1, no. 2, pp. 192–202, 2013.
- [18] W. Kersting, “Distribution System Modeling and Analysis,” Las Cruces, New Mexico, 2006.
- [19] M. Mirzaei, G. Tuhfe, G. Giebel, P. E. Sørensen, and N. K. Poulsen, “Turbine Control Strategies for Wind Farm Power Optimization,” *Am. Control Conf.*, pp. 1709–1714, 2015.
- [20] M. Ó. Óskarsdóttir, “A General Description and Comparison of Horizontal Axis Wind Turbines and Vertical Axis Wind Turbines,” 2014.
- [21] R. Cárdenas, “Aplicaciones Eólicas de Máquinas de Doble Excitación,” Santiago de Chile, 2012.
- [22] S. Heier, “Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems,” WILEY, Ed. 2006, p. 426.
- [23] Ó. Gutiérrez Gutiérrez, “Control de convertidores back-to-back para aplicación de generación eléctrica,” 2013.
- [24] M. E. González Elías, F. J. V. Serrano, F. Morilla García, D. M. Díaz Domínguez, F. Javier, and V. Serrano, “Modelo Matemático y Modos de Operación de un Aerogenerador de Velocidad Variable,” *CIINDET 2011, X Congr. Int. sobre Innovación y Desarrollo Tecnológico, 23 al 25 noviembre 2011, Cuernavaca Morelos, México.*, 2011.
- [25] R. Cárdenas, “Control Vectorial de Máquina de Inducción de Doble Excitación,” Santiago de Chile, 2012.
- [26] O. Elbeji, B. h. Mouna, and S. Lassaad, “Modeling and control of a variable speed wind turbine,” in *Renewable Energy Congress (IREC), 2014 5th International*, 2014, pp. 1–5.
- [27] V. Lazarov, D. Roye, D. Spirov, and Z. Zarkov, “New control strategy for variable speed wind turbine with DC-DC converters,” in *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International*, 2010, pp. T12-120-T12-124.
- [28] S. M. Muyeen, A. Al-Durra, and J. Tamura, “Variable speed wind turbine generator system with current controlled voltage source inverter,” *ELSEVIER, Var. speed Wind turbine Gener. Syst. with Curr. Control. Volt. source Invert.*, vol. 52, no. 7, pp. 2688–2694, 2011.
- [29] A. M. Rashwan, M. A. Sayed, Y. A. Mobarak, G. Shabib, and G. Buja, “Power transition enhancement for variable-speed, variable-pitch wind turbines using model predictive control techniques,” in *Power Engineering Conference (UPEC), 2014 49th International Universities*, 2014, pp. 1–6.

- [30] I. X. Alcaide-Godinez and L. Alvarez-Icaza, "Control de aerogeneradores DFIG en región III sin variar el ángulo de aspa," *Memorias del XVI Congr. Latinoam. Control Automático, CLCA 2014*, 2014.
- [31] K. Yenduri and P. Sensarma, "Maximum Power Point Tracking of Variable Speed Wind Turbines With Flexible Shaft," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 7, no. 3, pp. 956–965, 2016.
- [32] V. Reyes, J. J. Rodriguez, O. Carranza, and R. Ortega, "Review of mathematical models of both the power coefficient and the torque coefficient in wind turbines," in *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2015, pp. 1458–1463.
- [33] I. Munteanu, A. I. Bratcu, and E. Ceangă, "Wind turbulence used as searching signal for MPPT in variable-speed wind energy conversion systems," 2009.
- [34] R. Datta and V. T. Ranganathan, "A method of tracking the peak power points for a variable speed wind energy conversion system," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18, no. 1, pp. 163–168, Mar. 2003.
- [35] M. E. Haque, M. Negnevitsky, and K. M. Muttaqi, "A Novel Control Strategy for a Variable Speed Wind Turbine with a Permanent Magnet Synchronous Generator," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE*, 2008, pp. 1–8.
- [36] D. Kumar and K. Chatterjee, "A review of conventional and advanced MPPT algorithms for wind energy systems," *ELSEVIER, Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 55, pp. 957–970, 2016.
- [37] J. Singh and M. Ouhrouche, "MPPT Control Methods in Wind Energy Conversion Systems," in *Fundamental and Advanced Topics in Wind Power*, InTech, 2011, pp. 339–360.
- [38] S. S. Mali and B. E. Kushare, "MPPT Algorithms: Extracting Maximum Power from Wind Turbines," *Int. J. Innov. Res. Electr. Electron. Instrumentation, Control Eng.*, vol. 1, no. 5, pp. 2321–2004, 2013.
- [39] H. G. Jeong, R. H. Seung, and K. B. Lee, "An Improved Maximum Power Point Tracking Method for Wind Power Systems," *Energies*, vol. 5, no. 12, pp. 1339–1354, May 2012.
- [40] J. Alcalá, S. Charre, M. Durán, and J. Gudiño, "Análisis del Convertidor CA/CD/CA (Back to Back) para la Gestión del Flujo de Potencia," *Inf. tecnológica*, vol. 25, no. 6, pp. 109–116, 2014.
- [41] D. A. Acuña Morales, "Opciones de control de potencia activa y reactiva en aerogeneradores con generador de inducción doblemente alimentado (DFIG)," Universidad de Chile, 2013.
- [42] A. Kulka, "Pitch and Torque Control of Variable Speed Wind Turbines," Goteborg, Sweden, 2004.
- [43] F. D. Bianchi, D. H. Battista, and R. J. Mantz, "Wind Turbine Control Systems; Principles, Modelling and Gain Scheduling Design," 2007.
- [44] M. Ben Smida and A. Sakly, "Different conventional strategies of pitch angle control for variable speed wind turbines," in *Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA), 2014 15th International Conference on*, 2014, pp. 803–808.

- [45] B. Subudhi and S. Member, "Sliding Mode Approach to Torque and Pitch Control for a Wind Energy System," pp. 244–250, 2012.
- [46] F. Bañuelos-Ruedas, C. Angeles-Camacho, and S. Rios-Marcuello, "Analysis and validation of the methodology used in the extrapolation of wind speed data at different heights," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 14, no. 8, pp. 2383–2391, 2010.
- [47] T. Ackermann, "Wind Power in Power Systems," John Wiley & Sons, Ltd, 2004.
- [48] A. G. Omar, R. Cooz, U. Marco, A. Duran, M. Luís, R. Supervisor, and F. M. González-Longatt, "Modelado del Viento para Simulaciones Computarizadas de Sistemas de Potencia," 2007.
- [49] E. B. Muhando, T. Senjyu, A. Uehara, T. Funabashi, and C. H. Kim, "LQG design for megawatt-class WECS with DFIG based on functional models' fidelity prerequisites," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 4, pp. 893–904, 2009.
- [50] C. Nichita, D. Luca, B. Dakyo, and E. Ceanga, "Large band simulation of the wind speed for real time wind turbine simulators," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 17, no. 4, pp. 523–529, 2002.
- [51] C. Qu, X. Wang, S. Xie, and X. Wu, "Impacts of wind speed simulation methods and reliability metrics on capacity value of wind power," in *2013 North American Power Symposium (NAPS)*, 2013, pp. 1–6.
- [52] P. W. Pan Wen Xia, Z. J. Zhou Jian Wen, and W. Wang Fei, "A scenario technology applied to wind speed simulation in wind farm," in *2014 International Conference on Power System Technology*, 2014, pp. 2775–2780.
- [53] F. Chen, H. Liu, J. Li, and X. Zhang, "Comparison of simulation methods of spatially correlated wind speeds," in *2015 5th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT)*, 2015, pp. 255–261.
- [54] L. Queval and H. Ohsaki, "Back-to-back converter design and control for synchronous generator-based wind turbines," in *Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2012 International Conference on*, 2012, pp. 1–6.
- [55] R. Cárdenas, "Control Vectorial del Conversor Conectado a la Red," Santiago de Chile, 2012.
- [56] "Power Modules | Triphase.com," 2016. [Online]. Available: <https://triphase.com/products/power-modules/>.
- [57] C. González, "Cálculo de Corrientes de Cortocircuito en Baja Tensión," Sede COLON, Santiago, Chile.
- [58] B. De Metz-Noblat, F. Dumas, and G. Thomasset, "Cuaderno Técnico nº 158 Cálculo de corrientes de cortocircuito," 2000.
- [59] T. Hadjina, M. Baotić, and N. Perić, "Control of the grid side converter in a wind turbine," in *Information Communication Technology Electronics Microelectronics (MIPRO), 2013 36th International Convention on*, 2013, pp. 925–930.
- [60] G. A. Raducu, "Control of Grid Side Inverter in a B2B Configuration for WT Applications Master Thesis," 2008.

- [61] Sung Pil Oe, “Power Quality Improvement of Microgrids,” University of Nottingham, 2014.
- [62] C. A. S. Totaitive and D. C. B. Guzman, “Análisis y comparación de topologías de PLL para sistemas monofásicos,” *Ingenio Magno*, vol. 4, no. 1, 2014.
- [63] H. Akagi, E. Hirokazu Watanabe, and M. Aredes, “Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning,” WILEY-Inte., IEEE_PRESS, Ed. 2007, pp. 41–107.
- [64] M. Diaz, R. Cardenas, P. Wheeler, J. Clare, and F. Rojas, “A Resonant Control System for Low-Voltage Ride-Through in Wind Energy Conversion Systems,” *IET Power Electron.*, vol. 9, pp. 1–16, 2016.
- [65] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, and M. Liserre, “Proportional-Resonant Controllers. A New Breed of Controllers Suitable for Grid-Connected Voltage-Source Converters,” *J. Electr. Eng.*, p. 6.
- [66] C. Bao, X. Ruan, X. Wang, W. Li, D. Pan, and K. Weng, “Step-by-Step Controller Design for LCL-Type Grid-Connected Inverter with Capacitor 2013;Current-Feedback Active-Damping,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 3, pp. 1239–1253, 2014.
- [67] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodríguez, “Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems,” WILEY, A j., United Kingdom, 2011.
- [68] S. Guo and D. Liu, “Rotating transformation and resonant control based feedback control strategy for dynamic voltage restorer system,” in *The 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, 2010, pp. 333–338.
- [69] C. I. Juri Massaro, “Estudio e Implementación de Estrategias de Control para Cargas Desbalanceadas Utilizando Conversores Matriciales de Cuatro Piernas (Four-Leg Matrix Converters),” Universidad de Chile, 2010.
- [70] R. Cárdenas, “Diseño de Controladores I, Apuntes del curso de Control Automático IV,” Punta Arenas, Chile.
- [71] A. Julean, “Active damping of LCL filter resonance in grid connected applications,” Aalborg Universitet, 2008.
- [72] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, O. Lopez, and J. Doval-Gandoy, “Analysis and Design of Resonant Current Controllers for Voltage-Source Converters by Means of Nyquist Diagrams and Sensitivity Function,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 11, pp. 5231–5250, Nov. 2011.
- [73] D. J. Hogan, M. G. Egan, J. G. Hayes, G. Lightbody, and F. Gonzalez-Espin, “A rapid prototyping tool for load and source emulation in a microgrid test laboratory,” in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, 2014, pp. 2245–2252.
- [74] J. Xu, S. Xie, and J. Kan, “LCL-filter design for grid-connected inverter to suppress grid-induced low-order current harmonics,” in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 1178–1183.
- [75] F. Liu, B. Wu, N. R. Zargari, and M. Pande, “An active damping method using inductor-current feedback control for high-power PWM current-source rectifier,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 9, pp. 2580–2587, 2011.
- [76] C. P. Dick, S. Richter, M. Rosekeit, J. Rolink, and R. W. De Doncker, “Active damping of

LCL resonance with minimum sensor effort by means of a digital infinite impulse response filter,” in *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, 2007, pp. 1–8.

- [77] T. M. Blooming, N. Carolina, and D. J. Carnovale, “Application of IEEE STD 519-1992 Harmonic Limits,” *IEEE Conf. Rec. 2006 Annu. Pulp Pap. Ind. Tech. Conf.*, 2006.
- [78] “IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality,” *IEEE Std 1159-2009 (Revision IEEE Std 1159-1995)*, pp. c1-81, Jun. 2009.
- [79] P. Roncero-Sanchez and E. Acha, “Harmonic and imbalance voltage mitigation in smart grids: A DSTATCOM based solution,” in *IEEE EUROCON 2015 - International Conference on Computer as a Tool (EUROCON)*, 2015, pp. 1–6.
- [80] “PureWave DSTATCOM Distributed Static Compensator - Sistemas para la calidad de la electricidad para apoyo a VAR y control de fluctuaciones - Apoyo a voltaje de transmisión,” 2016. [Online]. Available: <http://es.sandc.com/products/power-quality/purewave-dstatcom.asp>. [Accessed: 30-Oct-2016].
- [81] E. Coates, “Reactance Module 6.1 Inductive Reactance.”

CAPÍTULO 8

8 ANEXOS

8.1 ANEXO A: CÓDIGO FUENTE DE LA EMULACIÓN DE UN AEROGENERADOR CONECTADO A LA RED A TRAVÉS DE UN SISTEMA EXPERIMENTAL BACK-TO-BACK MEDIANTE LA TÉCNICA “HARDWARE IN THE LOOP”

```
function [wr, wr_mec, wr_pu, Pg, Pg_pu, Beta_z, Lambda, Cp, Tm_pu, Tm,
V_alpha,V_beta,error_alpha,error_beta,Vmax,Vx,V_alpha5,V_beta5,V_alpha7,V_beta
7] = PR_HC(Vw,Vas,Vbs,Ialpha,Ibeta,Kc,Kc5,Kc7,E,En,En5,En7)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%_PARÁMETROS_AEROGENERADOR_%%%%%%%%
Ts      = 1/16000;           %Tiempo de Muestreo
Pdesign  = 3000;             %Potencia de diseño[W];
J       = 15;               %Inercia
B       = 0.02;             %Coeficiente de Fricción
Wmax_   = 300;
Wmax    = Wmax_*2*pi/60;    %Velocidad Nominal
Temax   = Pdesign/Wmax;
Kopt    = Temax/(Wmax^2);  %Constante óptimo
%Datos de Curva Cp (Lambda_Beta)
Vw_base = 10;               %Velocidad Viento Base
Cpmax    = 0.48;            %Cp máximo
lambda_nom = 8.1;          %Lambda_óptimo
%Constante Picth Control
TB       = 0.1;             %Constante Picth Control
%Picth Control
kpb     = 5;
kib     = 25;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%_INICIALIZACIÓN DE PARÁMETROS_%%%%%%%%
%---Variables Locales---%
persistent wr_o
if isempty(wr_o)
    wr_o = 0;
end
persistent Te
if isempty(Te)
    Te = 0;
end
persistent Beta_in
if isempty(Beta_in)
    Beta_in = 0;
end

%---Modelo de Aerogenerador---%
persistent xk
if isempty(xk)
    xk = 0;
end
persistent xk_1
if isempty(xk_1)
    xk_1 = 0;
end
```

```

persistent yk
if isempty(yk)
    yk = 0;
end
persistent yk_1
if isempty(yk_1)
    yk_1 = 0;
end

%---Planta Picth Control---%
persistent xbk
if isempty(xbk)
    xbk = 0;
end
persistent xbk_1
if isempty(xbk_1)
    xbk_1 = 0;
end
persistent ybk
if isempty(ybk)
    ybk = 0;
end
persistent ybk_1
if isempty(ybk_1)
    ybk_1 = 0;
end

%---Pitch Control---%
persistent pk_1
if isempty(pk_1)
    pk_1 = 0;
end
persistent pk
if isempty(pk)
    pk = 0;
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%_PARTIDA DE LA TURBINA_%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
wr_pu_a    = wr_o/Wmax;
a          = wr_pu_a;
if (a<=0)
    a=1e-6;
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%_CÁLCULO TORQUE_%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Vw_pu      = Vw/ (Vw_base);
Pw_pu      = Vw_pu*Vw_pu*Vw_pu;
Lambda     = lambda_nom* (a) / (Vw_pu);

%%_____Calculo CP_____

lambda_i    = 1/(1/(Lambda+0.08*Beta_in)-0.035/(Beta_in*Beta_in*Beta_in+1));
Cp          = 0.5176*(116/lambda_i-0.4*Beta_in-5)*exp(-
21/lambda_i)+0.0068*Lambda;
Cp_pu      = Cp/Cpmax;
Pwt        = Pw_pu*Cp_pu;
Tm_pu      = Pwt/ (a);
Tm         = Tm_pu*Temax;

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%_MODELO DE TURBINA_%%%%%%%%
Error_T = Tm - Te;
a1      = Ts/(2*J+B*Ts);
a2      = Ts/(2*J+B*Ts);
a3      = (Ts*B-2*J)/(2*J+B*Ts);

xk      = Error_T;
yk      = a1*xk_1 + a2*xk - a3*yk_1;
xk_1    = xk;
yk_1    = yk;
wr      = yk;
wr_o    = wr;
Lim_wr  = 31.4;
if (wr > Lim_wr)
    wr = 32.14;
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%_MPPT_%%%%%%%%
Te      = Kopt*wr*wr;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%_VELOCIDAD_%%%%%%%%
wr_mec  = wr*60/(2*pi);
wr_pu   = wr/Wmax;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%_POTENCIA REFERENCIA_%%%%%%%%
Pg      = Kopt*wr*wr*wr;
Pg_pu   = Pg/Pdesign;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%_PITCH CONTROL_%%%%%%%%
MAX= 45;
%_____ Pitch Control _____
Pot_pu  = 1;
Error_Pot = Pg_pu - Pot_pu;
pk      = pk_1 + Ts*Error_Pot;
Beta_ref = kpb*Error_Pot + kib*pk;
%Anti-winding_up _ Pitch Control
if (Beta_ref > MAX)
    Beta_ref = MAX;
elseif (Beta_ref < 0)
    Beta_ref = 0;
else
    pk_1 = pk;
end
Beta_max = 45;

%Planta Pitch Control
Error_B = Beta_ref - Beta_in;
b1      = Ts/(2*TB+Ts);
b2      = Ts/(2*TB+Ts);
b3      = (Ts-2*TB)/(2*TB+Ts);

xbk     = Error_B;
ybk     = b1*xbk_1 + b2*xbk - b3*ybk_1;
xbk_1   = xbk;
ybk_1   = ybk;

Beta_z  = ybk;

%Anti-winding_up _ Pitch Control
if (Beta_z > Beta_max)

```

```

    Beta_z = Beta_max;
end
if (Beta_z < 0)
    Beta_z = 0;
end
Beta_in = Beta_z;

%%%%%AKAGI POTENCIA INSTANTÁNEA%%%%%%%%
Qref      = 0;
mod_Vab   = Vas*Vas + Vbs*Vbs;

Ialpha_ref = (Vas*Pg + Vbs*Qref)/mod_Vab;
Ibeta_ref  = (Vbs*Pg - Vas*Qref)/mod_Vab;

%%%%%CONTROL RESONANTE We%%%%%%%%%%%%%%
persistent error_Ialpha_1
persistent error_Ialpha_2
persistent error_Ibeta_1
persistent error_Ibeta_2
persistent Valpha_1
persistent Valpha_2
persistent Vbeta_1
persistent Vbeta_2

%%%%%CONTROL RESONANTE 5We%%%%%%%%%%%%%%
persistent error5_Ialpha_1
persistent error5_Ialpha_2
persistent error5_Ibeta_1
persistent error5_Ibeta_2
persistent Valpha5_1
persistent Valpha5_2
persistent Vbeta5_1
persistent Vbeta5_2

%%%%%CONTROL RESONANTE 7We%%%%%%%%%%%%%%
persistent error7_Ialpha_1
persistent error7_Ialpha_2
persistent error7_Ibeta_1
persistent error7_Ibeta_2
persistent Valpha7_1
persistent Valpha7_2
persistent Vbeta7_1
persistent Vbeta7_2

%%%%%CONTROL RESONANTE We%%%%%%%%%%%%%%
if isempty(error_Ialpha_1)
    error_Ialpha_1 = 0;
end
if isempty(error_Ialpha_2)
    error_Ialpha_2 = 0;
end
if isempty(error_Ibeta_1)
    error_Ibeta_1 = 0;
end
if isempty(error_Ibeta_2)
    error_Ibeta_2 = 0;
end
if isempty(Valpha_1)

```

```

    Valpha_1      = 0;
end
if isempty(Valpha_2)
    Valpha_2      = 0;
end
if isempty(Vbeta_1)
    Vbeta_1       = 0;
end
if isempty(Vbeta_2)
    Vbeta_2       = 0;
end

%%%%%CONTROL RESONANTE 5We%%%%%%%%%%%%
if isempty(error5_Ialpha_1)
    error5_Ialpha_1 = 0;
end
if isempty(error5_Ialpha_2)
    error5_Ialpha_2 = 0;
end
if isempty(error5_Ibeta_1)
    error5_Ibeta_1 = 0;
end
if isempty(error5_Ibeta_2)
    error5_Ibeta_2 = 0;
end
if isempty(Valpha5_1)
    Valpha5_1 = 0;
end
if isempty(Valpha5_2)
    Valpha5_2 = 0;
end
if isempty(Vbeta5_1)
    Vbeta5_1 = 0;
end
if isempty(Vbeta5_2)
    Vbeta5_2 = 0;
end

%%%%%CONTROL RESONANTE 7We%%%%%%%%%%%%
if isempty(error7_Ialpha_1)
    error7_Ialpha_1 = 0;
end
if isempty(error7_Ialpha_2)
    error7_Ialpha_2 = 0;
end
if isempty(error7_Ibeta_1)
    error7_Ibeta_1 = 0;
end
if isempty(error7_Ibeta_2)
    error7_Ibeta_2 = 0;
end
if isempty(Valpha7_1)
    Valpha7_1 = 0;
end
if isempty(Valpha7_2)
    Valpha7_2 = 0;
end
if isempty(Vbeta7_1)
    Vbeta7_1 = 0;
end

```

```

end
if isempty(Vbeta7_2)
    Vbeta7_2 = 0;
end

%%%%%%%%CONTROL RESONANTE We%%%%%%%%%%%%%%
a1 =- 1.9820;
a2 = 0.9821;
b1 =-1.9996;
b2 = 1;

%%%%%%%%CONTROL RESONANTE 5We%%%%%%%%%%%%%%
a1_5 =-1.97374021971;
a2_5 = 0.973912613725;
b1_5 =-1.99024526274;
b2_5 = 1;

%%%%%%%%CONTROL RESONANTE 7We%%%%%%%%%%%%%%
a1_7 =-1.96611841409;
a2_7 = 0.966405404556;
b1_7 =-1.98089184828;
b2_7 = 1;

%error
error_alpha=(Ialpha_ref-Ialpha);
error_beta =(Ibeta_ref-Ibeta);

%Voltajes a sintetizar 5We
V_alpha5 = Kc5*error_alpha + Kc5*a1_5*error5_Ialpha_1 +
Kc5*a2_5*error5_Ialpha_2 - b1_5*Valpha5_1 - b2_5*Valpha5_2;
V_beta5 = Kc5*error_beta + Kc5*a1_5*error5_Ibeta_1 +
Kc5*a2_5*error5_Ibeta_2 - b1_5*Vbeta5_1 - b2_5*Vbeta5_2;

%Voltajes a sintetizar 7We
V_alpha7 = Kc7*error_alpha + Kc7*a1_7*error7_Ialpha_1 +
Kc7*a2_7*error7_Ialpha_2 - b1_7*Valpha7_1 - b2_7*Valpha7_2;
V_beta7 = Kc7*error_beta + Kc7*a1_7*error7_Ibeta_1 +
Kc7*a2_7*error7_Ibeta_2 - b1_7*Vbeta7_1 - b2_7*Vbeta7_2;

%%%%%%%%VOLTAJE TOTAL A SINTETIZAR%%%%%%%%%%%%%%
V_alpha = Kc*error_alpha + Kc*a1*error_Ialpha_1 + Kc*a2*error_Ialpha_2
- b1*Valpha_1 - b2*Valpha_2;
V_beta = Kc*error_beta + Kc*a1*error_Ibeta_1 + Kc*a2*error_Ibeta_2
- b1*Vbeta_1 - b2*Vbeta_2;

Vx = sqrt(V_alpha*V_alpha+V_beta*V_beta); %Modulo del voltaje
Vmax = E/2; %Voltaje máximo

if (Vx>Vmax)
    V_alpha = V_alpha*Vmax/Vx;
    V_beta = V_beta*Vmax/Vx;
else
    if (En==1)
        %activo parte integral solo si esta habilitado el control
        Valpha_2=Valpha_1;
        Valpha_1=V_alpha;
        Vbeta_2=Vbeta_1;
        Vbeta_1=V_beta;
    end
end

```

```

error_Ialpha_2=error_Ialpha_1;
error_Ialpha_1=error_alpha;
error_Ibeta_2=error_Ibeta_1;
error_Ibeta_1=error_beta;
if (En5==1)
%activo parte integral solo si esta habilitado el control
V_alpha=V_alpha+V_alpha5;
V_beta=V_beta+V_beta5;

Valpha5_2=Valpha5_1;
Valpha5_1=V_alpha5;
Vbeta5_2=Vbeta5_1;
Vbeta5_1=V_beta5;

error5_Ialpha_2=error5_Ialpha_1;
error5_Ialpha_1=error_alpha;
error5_Ibeta_2=error5_Ibeta_1;
error5_Ibeta_1=error_beta;
end

if (En7==1)
%activo parte integral solo si esta habilitado el control
V_alpha=V_alpha+V_alpha7;
V_beta=V_beta+V_beta7;

Valpha7_2=Valpha7_1;
Valpha7_1=V_alpha7;
Vbeta7_2=Vbeta7_1;
Vbeta7_1=V_beta7;

error7_Ialpha_2=error7_Ialpha_1;
error7_Ialpha_1=error_alpha;
error7_Ibeta_2=error7_Ibeta_1;
error7_Ibeta_1=error_beta;
end
end
end

```

8.2 ANEXO B: CÓDIGO FUENTE PARA SINTONIZACIÓN DEL CONTROL Y COMPENSACIÓN DEL 5^{TO} Y 7^{MO} ARMÓNICO Y COMPARACIÓN DE PLANTAS CON Y SIN ACTIVE DAMPING

```

%PARÁMETROS DE LA PLANTA con Filtro LCL considerando ESR e Z del Transformador
L1 = 0.8e-3;
L2 = 0.8e-3;
C1 = 20e-6;

LT = 4e-3;
RT = 0.25;

R1 = 0.2;
R2 = 0.2;

LFT = L2+LT;
RFT = R2+RT;

% ACTIVE DAMPING
Rv = 6;

% PARÁMETROS DE LA PLANTA FILTRO L
L_total = L1+L2+LT;
R_total = R1+R2+RT;

% TIEMPO DE MUESTREO
fs = 16000;           %Frecuencia de conmutación
Ts = 1/fs;           %Tiempo de muestreo

%ORDEN DE ARMÓNICOS
h = 1;
h5 = 5;
h7 = 7;

% COEFICIENTES DEL CONTROL EN "s"
wo = 2*pi*(50.);
wi = 2*pi*(0.5);
Kp_r = 5;
Ki_r = 450;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%CONVERSIÓN DE MODELO DE PLANTA A "z" %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%% Planta LCL considerando ESR y Z Transformador %%%
Num1 = [1];
Den1 = [L1*LFT*C1 LFT*R1*C1+L1*RFT*C1 L1+LFT+R1*RFT*C1 R1+RFT];

%%% Planta L considerando ESR y Z Transformador %%%
% % Num1 = [1];
% % Den1 = [L_total R_total];

%Planta y Retraso
Num1 = conv(Num1,[-0.5*Ts 1]);
Den1 = conv(Den1,[0.5*Ts 1]);           %Retardo de Procesamiento_Delay es "s"
y = tf(Num1,Den1);                     %Modelo de planta considerando retardo en
"s"
[Numd1,Dend1] = c2dm(Num1,Den1,Ts,'zoh');
planta = tf(Numd1,Dend1,Ts);           %PLANTA y RETARDO EN "z"

```

```

% CONVERSIÓN DE CONTROLADOR "PR" A "z"
Num2 = [Kp_r wi*(2*Kp_r+Ki_r) Kp_r*(h*wo)^2];
Den2 = [1 2*wi (h*wo)^2];
[Numd2,Dend2] = c2dm(Num2,Den2,Ts,'prewarp',h*wo);
control      = tf(Numd2,Dend2,Ts);          %CONTROL EN "z"

% CONVERSIÓN DE CONTROLADOR "5to HC" A "z"
Num5      = [Kp_r wi*(2*Kp_r+Ki_r) Kp_r*(h5*wo)^2];
Den5      = [1 2*wi (h5*wo)^2];
[Numd5,Dend5] = c2dm(Num5,Den5,Ts,'prewarp',h5*wo);
control_5  = tf(Numd5,Dend5,Ts);          %CONTROL EN "z"

% CONVERSIÓN DE CONTROLADOR "7mo HC" A "z"
Num7      = [Kp_r wi*(2*Kp_r+Ki_r) Kp_r*(h7*wo)^2];
Den7      = [1 2*wi (h7*wo)^2];
[Numd7,Dend7] = c2dm(Num7,Den7,Ts,'prewarp',h7*wo);
control_7  = tf(Numd7,Dend7,Ts);          %CONTROL EN "z"

% Diagrama de Bode "PLANTA" Y "PR+HC"
figure(1)
bode(planta*control) %Diagrama Bode_Control
figure(2)
bode(planta*control_5)%Diagrama Bode_HC 5to
figure(3)
bode(planta*control_7)%Diagrama Bode_HC 7mo
figure(4)
bode(planta*(control+control_5+control_7)) %Diagrama Bode_PR + HC(5to_7mo)

%%%%%%%%% CONTROLADOR PR + HC %%%%%%%%%%%
sisotool(planta,control) %LGR para determinar controlador
sisotool(planta,control_5) %LGR para determinar HC 5to
sisotool(planta,control_7) %LGR para determinar HC 7mo

%%%%% Planta considerando Active Damping, ESR y Z Transformador%%%%%
NumAD = [C1*Rv 1]
DenAD = [C1*LFT*L1 C1 C1*(LFT*(Rv+R1)+L1*(Rv+RFT))
LFT+L1+C1*(Rv*RFT+Rv*R1+RFT*R1) (RFT+R1)]
NumAD = conv(NumAD,[-0.5*Ts 1]);
DenAD = conv(DenAD,[0.5*Ts 1]);          %Retardo de Procesamiento_Delay
es "s"
yAD = tf(NumAD,DenAD)                   %Modelo de planta considerando
retardo en "s"
[NumdAD,DendAD] = c2dm(NumAD,DenAD,Ts,'zoh');
AD = tf(NumdAD,DendAD,Ts);             %PLANTA y RETARDO EN "z"

% Diagrama de Bode "Planta+Delay+AD_PR+HC" Y "Planta+Delay_PR+HC"
figure(5)
bode(AD*(control+control_5+control_7),planta*(control+control_5+control_7))
%Diagrama Bode_con y sin AD.

```

8.3 ANEXO C: DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA EMULACIÓN DE UN AEROGENERADOR CONECTADO A LA RED A TRAVÉS DE UN SISTEMA EXPERIMENTAL BACK-TO-BACK MEDIANTE LA TÉCNICA “HARDWARE IN THE LOOP”

Con el objetivo de lograr un mejor entendimiento del sistema implementado; a continuación se presenta en las Figura 8.1, Figura 8.2, Figura 8.3 y Figura 8.4, el diagrama de bloques en dominio de Laplace de cada una de las partes que constituyen la emulación de un aerogenerador conectado a la red a través de un sistema experimental Back-To-Back mediante la técnica “Hardware In The Loop”. Cuya explicación individual, fue realizada en el estado del arte del capítulo 2 y en las estrategias de control del capítulo 4. Vale recalcar, que la implementación final constituye el sistema discretizado presentado en el código fuente del Anexo A.

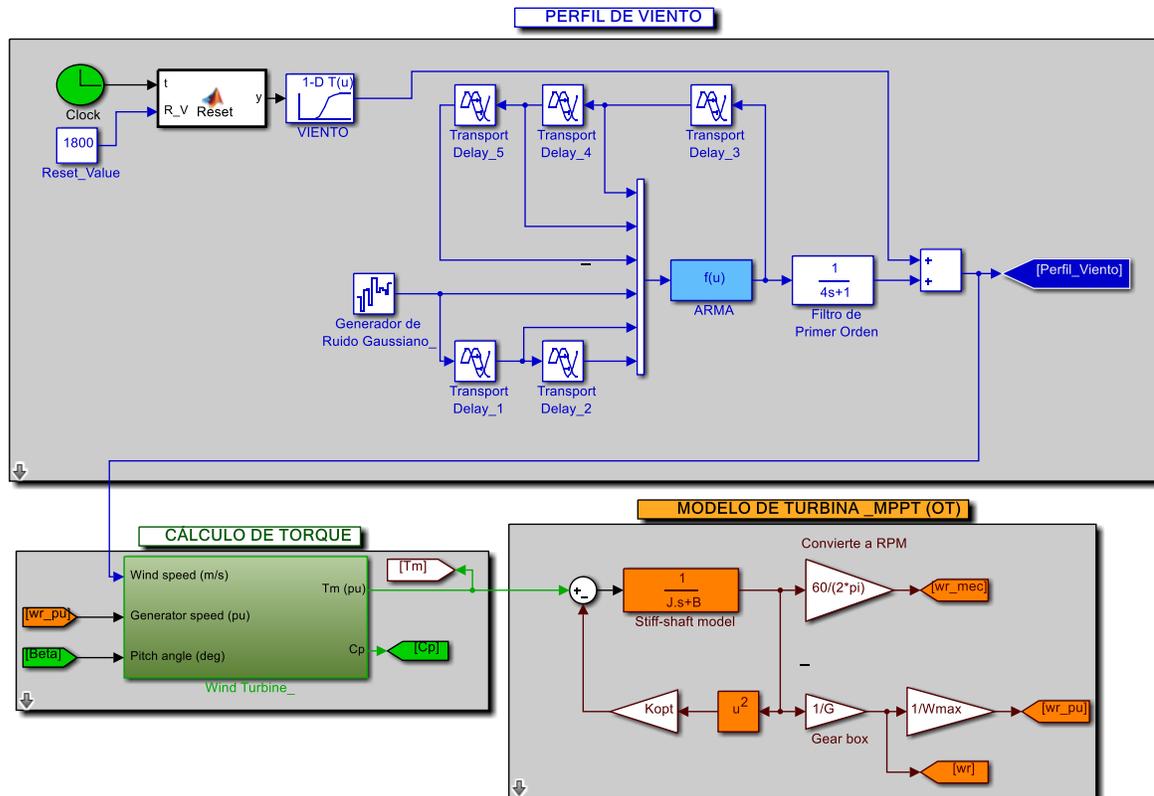


FIGURA 8.1. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL PERFIL DE VIENTO, MODELO DE TURBINA Y CÁLCULO DE TORQUE

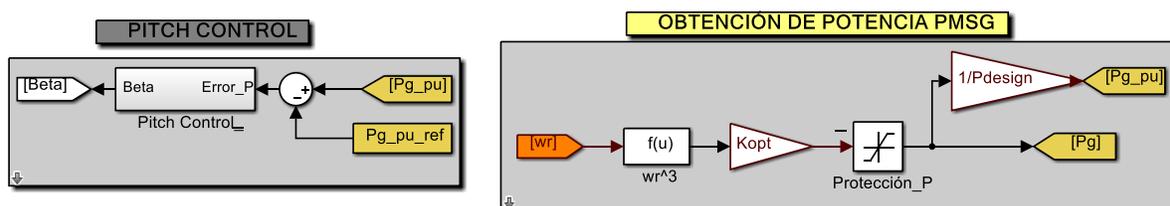


FIGURA 8.2. OBTENCIÓN DE LA POTENCIA DE REFERENCIA Y PITCH CONTROL

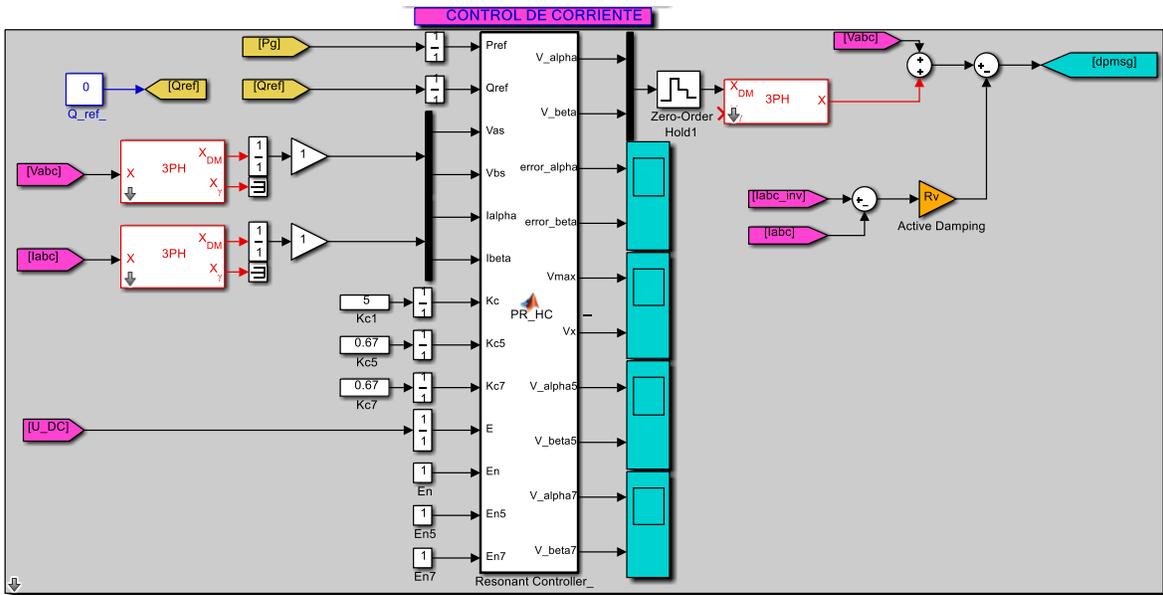


FIGURA 8.3. CONTROL DE CORRIENTE RESONANTE Y COMPENSACIÓN DE ARMÓNICOS

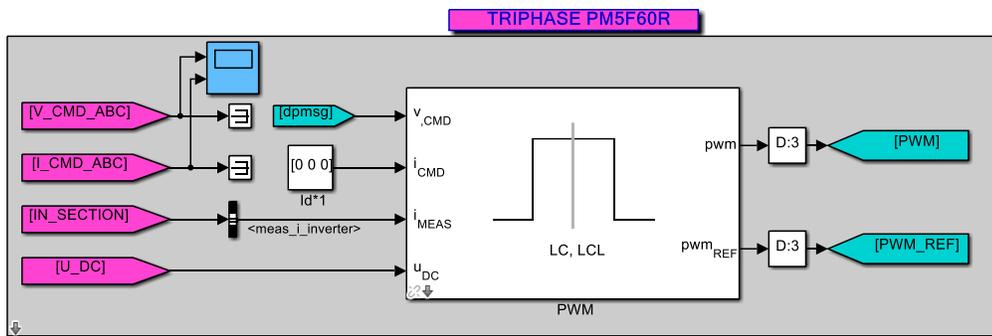


FIGURA 8.4. ENTRADA DE LA SEÑAL DE REFERENCIA DEL PWM DEL EQUIPO TRIPHASE PM5F60R

8.4 ANEXO D: TRASFORMACIONES AL MARCO DE REFERENCIA SINCRÓNICO Y ESTACIONARIO

Un sistema trifásico en el marco de referencia natural puede ser transformado en varios marcos de referencia alternativos que proporcionan una representación más significativa de las señales trifásicas con el propósito de análisis, modelado y control [61]. Dos transformaciones ampliamente utilizadas se presentan en las secciones 8.4.1 y 8.4.2; la conversión de las señales de un marco de referencia de coordenadas naturales al marco de referencia sincrónico (dq) y la conversión al marco de referencia estacionario ($\alpha\beta$).

Para determinar las ecuaciones diferenciales del modelo del convertidor PWM con filtro L en el marco de referencia requerido, la Figura 4.2 es reproducida en la Figura 8.5 por conveniencia.

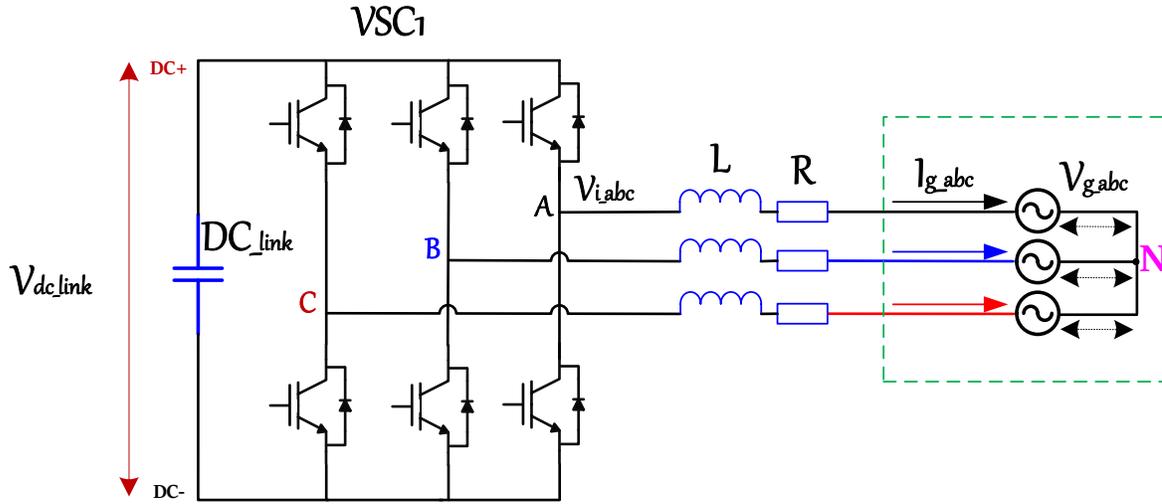


FIGURA 8.5. MODELO DEL CONVERTIDOR PWM CON FILTRO L

A continuación se presentan los vectores que componen el modelo:

El vector de tensión del convertidor, correspondiente a \bar{V}_{i_abc} y descrito en (8.1)

$$\bar{V}_{i_abc} = \begin{bmatrix} V_{i_a} \\ V_{i_b} \\ V_{i_c} \end{bmatrix} \quad (8.1)$$

El vector de tensión de la red, representado por \bar{V}_{g_abc} y descrito en (8.2)

$$\bar{V}_{g_abc} = \begin{bmatrix} V_{g_a} \\ V_{g_b} \\ V_{g_c} \end{bmatrix} \quad (8.2)$$

El vector de corriente que se inyecta a la red, representado por \bar{I}_{g_abc} y descrito en (8.3)

$$\bar{I}_{g_abc} = \begin{bmatrix} I_{g_a} \\ I_{g_b} \\ I_{g_c} \end{bmatrix} \quad (8.3)$$

Y las ecuaciones diferenciales del modelo en el marco de referencia natural, representadas por (8.4).

$$\bar{V}_{i_{abc}} = L \frac{d(\bar{I}_{g_{abc}})}{dt} + R \bar{I}_{g_{abc}} + \bar{V}_{g_{abc}} \quad (8.4)$$

8.4.1 TRANSFORMACIÓN AL MARCO DE REFERENCIA SINCRÓNICO

Debido a que en la sección 4.1, el control de corriente se realiza por medio del control PI; es necesario transformar las variables del marco de referencia natural abc en un marco de referencia ortogonal que rota en sincronismo con la tensión de la red.

Para lo cual, se utiliza la transformada de Park en el enfoque matricial. La matriz de transformación se presenta en (8.5) y (8.6). Donde X representa cualquier vector de voltaje (V) o corriente (I) y θ_e el ángulo de sincronismo.

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = [\bar{T}_{dq}] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ -\text{sen}(\theta_e) & -\text{sen}(\theta_e - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (8.5)$$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [\bar{T}_{dq}]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\text{sen}(\theta_e) \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (8.6)$$

Considerando la ecuación (8.4), la transformación a un sistema de marco de referencia sincrónico dq es realizada, mediante el producto entre (8.4) y la matriz de transformación \bar{T}_{dq} . Lo anterior se presenta en la ecuación (8.7).

$$[\bar{T}_{dq}] \bar{V}_{i_{abc}} = L [\bar{T}_{dq}] \frac{d(\bar{I}_{g_{abc}})}{dt} + R [\bar{T}_{dq}] \bar{I}_{g_{abc}} + [\bar{T}_{dq}] \bar{V}_{g_{abc}} \quad (8.7)$$

Debido a que la transformación es directa en todos los términos, exceptuando el término de la derivada $[\bar{T}_{dq}] \frac{d(\bar{I}_{g_{abc}})}{dt}$, mediante artificios matemáticos se logra su descomposición.

$$\frac{d(\bar{I}_{dq})}{dt} = \frac{d([\bar{T}_{dq}] \bar{I}_{g_{abc}})}{dt} = \frac{d[\bar{T}_{dq}]}{dt} \bar{I}_{g_{abc}} + [\bar{T}_{dq}] \frac{d(\bar{I}_{g_{abc}})}{dt} \quad (8.8)$$

$$[\bar{T}_{dq}] \frac{d(\bar{I}_{g_{abc}})}{dt} = \frac{d(\bar{I}_{dq})}{dt} - \frac{d[\bar{T}_{dq}]}{dt} \bar{I}_{g_{abc}} \quad (8.9)$$

Donde, el término $\frac{d[\bar{T}_{dq}]}{dt} \bar{I}_{g_{abc}}$ es resuelto de la siguiente manera:

$$\frac{d[\bar{T}_{dq}]}{dt} \bar{I}_{g_{abc}} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ -\text{sen}(\theta_e) & -\text{sen}(\theta_e - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{g_a} \\ I_{g_b} \\ I_{g_c} \end{bmatrix} \quad (8.10)$$

$$\frac{d[\bar{T}_{dq}]}{dt} \bar{I}_{g-abc} = \omega_e \begin{bmatrix} -\text{sen}(\theta_e) & -\text{sen}(\theta_e - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta_e + 2\pi/3) \\ -\text{cos}(\theta_e) & -\text{cos}(\theta_e - 2\pi/3) & -\text{cos}(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{g,a} \\ I_{g,b} \\ I_{g,c} \end{bmatrix} \quad (8.11)$$

$$\frac{d[\bar{T}_{dq}]}{dt} \bar{I}_{g-abc} = \omega_e \begin{bmatrix} I_{gq} \\ -I_{gd} \end{bmatrix} \quad (8.12)$$

Al reemplazar los términos en la ecuación diferencial (8.4) obtenemos la matriz del modelo en coordenadas dq , representado en (8.13).

$$\begin{bmatrix} V_{id} \\ V_{iq} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} I_{gd} \\ I_{gq} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{gd} \\ I_{gq} \end{bmatrix} - \omega_e L \begin{bmatrix} I_{gq} \\ -I_{gd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{gd} \\ V_{gq} \end{bmatrix} \quad (8.13)$$

Cuyas componentes se presenta en (8.14) y (8.15).

$$V_{id} = RI_{gd} + L \frac{dI_{gd}}{dt} - \omega_e L I_{gq} + V_{gd} \quad (8.14)$$

$$V_{iq} = RI_{gq} + L \frac{dI_{gq}}{dt} + \omega_e L I_{gd} + V_{gq} \quad (8.15)$$

Finalmente, reordenando los términos, se presentan las ecuaciones del modelo del convertidor PWM con Filtro L en el marco de referencia dq en la ecuación (8.16) y (8.17) respectivamente.

$$L \frac{dI_{gd}}{dt} = V_{id} - V_{gd} - RI_{gd} + \omega_e L I_{gq} \quad (8.16)$$

$$L \frac{dI_{gq}}{dt} = V_{iq} - V_{gq} - RI_{gq} - \omega_e L I_{gd} \quad (8.17)$$

8.4.2 TRANSFORMACIÓN AL MARCO DE REFERENCIA ESTACIONARIO

De la misma forma es posible encontrar las expresiones para transferir variables desde el marco de referencia natural abc al marco de referencia estacionario ($\alpha\beta$) o viceversa mediante la matriz de transformación que se expresa en (8.18) y (8.19).

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (8.18)$$

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (8.19)$$

Por tanto, la ecuación (8.4) utilizada en la sección 4.2, es representada en el marco de referencia estacionario $\alpha\beta$. Dado que la representación matricial, está compuesta de constantes, la transformación es directa, resultando (8.20) y (8.21):

$$L \frac{dI_{g\alpha}}{dt} = V_{i\alpha} - V_{g\alpha} - RI_{g\alpha} \quad (8.20)$$

$$L \frac{dI_{g\beta}}{dt} = V_{i\beta} - V_{g\beta} - RI_{g\beta} \quad (8.21)$$

8.5 ANEXO E: CÁLCULO DE CORRIENTE DE CORTOCIRCUITO E IMPEDANCIAS DEL TRANSFORMADOR

El cálculo de la corriente de cortocircuito y de las impedancias del transformador, que describe a continuación, se refiere al análisis desarrollado por Schneider Electric en el Cuaderno Técnico n°158 y por INACAP en [57], [58].

8.5.1 CORTOCIRCUITO TRIFÁSICO

Es el defecto que corresponde a la unión de las tres fases. La corriente de cortocircuito $I_{cc3\phi}$ corresponde a la expresión descrita en (8.22):

$$I_{cc3\phi} = \frac{U_{LL_vacío}/\sqrt{3}}{Z_T} \quad (8.22)$$

Donde, de acuerdo a [58], $U_{LL_vacío}$, tensión entre fases, corresponde a la tensión de vacío del transformador, cuyo valor es superior entre un 3 y 5% a la tensión en bornes de la carga. El cálculo de la corriente de cortocircuito se reduce entonces al cálculo de la impedancia Z_T equivalente a todas las impedancias (de la fuente y las líneas) recorridas por $I_{cc3\phi}$, desde el generador (red eléctrica) hasta el punto de defecto.

8.5.2 IMPEDANCIA INTERNA DEL TRANSFORMADOR

Esta impedancia, descrita en la ecuación (8.23), se calcula a partir de la tensión de cortocircuito μ_{cc} expresada en porcentaje (%).

$$Z_T = \mu_{cc} * \frac{U_{LL_vacío}^2}{S_n} \quad (8.23)$$

El valor de $U_{LL_vacío}$, es la tensión de línea, en vacío, del transformador; S_n , la potencia aparente del transformador; $\mu_{cc} * U_{LL_vacío}$, la tensión que debemos aplicar al primario del transformador para que el secundario sea recorrido por la intensidad nominal I_n , estando los bornes del secundario en baja tensión BT, en cortocircuito.

Para los transformadores de distribución MT/BT, las normas armonizadas (HD 428.1S1) fijan los valores de μ_{cc} y se presenta en la Tabla 8.1 .

TABLA 8.1. TENSIÓN DE CORTOCIRCUITO μ_{cc} NORMALIZADA PARA LOS TRANSFORMADORES MT/BT DE DISTRIBUCIÓN PÚBLICA [58]

POTENCIA DEL TRANSFORMADOR MT/BT (EN KVA)	≤ 630	800	1000	1250	1600	2000
TENSIÓN DE CORTOCIRCUITO μ_{cc} (EN %)	4 %	4.5 %	5 %	5.5 %	6 %	7 %

Por otro lado, en general, $R_T \ll X_T$, es del orden de $0.2X_T$ y la impedancia interna de los transformadores puede asimilarse a la reactancia X_T . Finalmente, mediante la ecuación (8.24), se obtiene el valor de la reactancia del transformador.

$$X_T = \sqrt{Z_T^2 - R_T^2} \quad (8.24)$$

Ahora bien, considerando lo descrito en 8.5.1, la tensión en vacío del transformador en el primario corresponde a un 5% adicional de la tensión nominal $V_{LL} = 380[V_{rms}]$, obteniendo un valor de $U_{LL_vacío} = 399[V_{rms}]$.

Refiriéndonos a la Tabla 8.1 y dado que la potencia nominal del VARIAC corresponde a $S_n = 11.7[KVA]$, y con un valor de $\mu_{cc} = 4\%$; es posible calcular el valor de Z_T .

Sin embargo, es importante considerar que la potencia aparente en el sistema experimental corresponde a $S_n = 5[KVA]$, la cual debe ser considerada para el cálculo puesto que es la máxima potencia que circulará por el sistema; así mismo, para este nuevo valor S_n , el valor de $\mu_{cc} = 4\%$ por lo cual, según (8.23) corresponde a $Z_T = \mathbf{1.2736[\Omega]}$. Dado que $R_T \approx 0.2X_T$, según (8.24), el valor de $X_T = \mathbf{1.2488[\Omega]}$ y el valor de $R_T = \mathbf{0.25[\Omega]}$.

Recordando que la reactancia inductiva se expresa mediante a la ecuación (8.25) [81].

$$X_T = 2\pi f_o L_T \tag{8.25}$$

Donde $f_o = 50[Hz]$, se determina que el valor aproximado de la inductancia del auto-transformador es $L_T = 3.97[mH]$, es decir $L_T \approx \mathbf{4[mH]}$. Así mismo, la $I_{cc3\phi}$ se determina por medio de (8.22), y su valor corresponde a $I_{cc3\phi} = \mathbf{180.87[A]}$. Debido a la no linealidad de la planta y luego de muchas pruebas experimentales realizadas en la sintonización del controlador, se considera que las condiciones del transformador de aislamiento son similares; por tanto $L_g \approx \mathbf{4[mH]}$ y $R_g = \mathbf{0.25[\Omega]}$.