

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



TESIS:

**“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA CONVERTIDOR DE ENERGÍA
PARA MICROTURBINAS, AUTÓNOMO E INTERACTIVO CON LA RED ELÉCTRICA”**

**PARA OBTENER EL GRADO ACADÉMICO DE MAESTRO EN CIENCIAS CON
MENCIÓN EN SISTEMAS DE POTENCIA**

ELABORADO POR:

JOAQUÍN DANIEL ORÉ GIUSTI

ASESOR:

PhD. RODOLFO MORENO MARTINEZ

LIMA – PERÚ

2022

DEDICATORIA

A Belkis, mi esposa y compañera, por su amor y apoyo incondicional, que han sido fundamentales para la culminación del presente trabajo de tesis.

A la memoria de mi abuelo el Dr. Luis Giusti La Rosa, con profundo amor y gratitud, por haber sido mi modelo e inspiración.

AGRADECIMIENTOS

A mi asesor de tesis, el doctor PhD Rodolfo Moreno Martínez, por su excelencia en la enseñanza de los cursos electrónica de potencia y máquinas eléctricas, y por todo el apoyo que me ha brindado durante el desarrollo del presente trabajo de tesis.

A mis padres, Rosa María y Martín y hermanos, Bea, Sebas y Pablo, por su cariño y aliento permanente para la culminación del presente trabajo de tesis.

A mis suegros, Bertha y Fernando, por el invaluable apoyo económico brindado para completar la fabricación del prototipo del convertidor de energía, y más aún por su cariño y aliento permanente para la culminación del presente trabajo de tesis.

A mis colegas, Ronald, Javier, Armando, y Neil, quienes me aportaron ideas para la implementación del prototipo, en diferentes etapas del mismo.

A mi centro de labores, la empresa Luvegi Ingenieros S.A.C., en especial a Luwa y Mauricio porque me apoyaron en todo momento para sobrellevar el trabajo diario con mis estudios de maestría y consecuente trabajo de tesis.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

INTRODUCCIÓN.....	1
CAPÍTULO I	
ANTECEDENTES Y DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA	
1.1 Antecedentes bibliográficos	3
1.2 Descripción de la realidad problemática	9
1.3 Formulación del problema.....	12
1.4 Justificación e importancia de la investigación	12
1.5 Objetivos	13
1.5.1. Objetivo general.....	13
1.5.2. Objetivos específicos	13
1.6 Hipótesis	14
1.6.1 Hipótesis principal	14
1.6.2 Hipótesis secundarias	14
1.7 Variables e indicadores.....	15
1.7.1 Para la hipótesis principal:	15
1.7.1.1 Variables	15
1.7.1.2 Indicadores.....	15
1.7.2 Para las hipótesis secundarias:	15
1.7.2.1 Variables	15
1.7.2.2 Indicadores.....	16
1.8 Unidad de análisis.....	16
1.9 Tipo y nivel de investigación	17
1.10 Período de análisis.....	17
1.11 Fuentes de información e instrumentos utilizados	18
1.12 Técnicas de recolección y procesamiento de datos	18
CAPÍTULO II	
MARCO TEÓRICO Y MARCO CONCEPTUAL	
2.1 La máquina de inducción trifásica	19
2.2 Transformaciones de sistemas de referencia: Clarke y Park	22
2.3 Modelamiento matemático de la máquina de inducción trifásica	27
2.4 El control vectorial	30

2.5 El convertidor (VSC) y la modulación senoidal de ancho de pulso (SPWM).....	33
2.6 Modelamiento matemático de un convertidor fuente de tensión (VSC)	35
2.7 Métodos de sintonización para los controladores PI del sistema	40
2.7.1 El método del módulo óptimo (M.O.).....	40
2.7.2 El método del óptimo simétrico (O.S.).....	43
CAPITULO III	
DESARROLLO DEL TRABAJO DE TESIS	
3.1 Desarrollo del sistema convertidor de energía para micro-turbinas.....	48
3.1.1. Sistema convertidor de energía para micro-turbinas: esquema general	48
3.1.2. Etapa 1: micro-turbina eólica (la máquina prima)	48
3.1.3. Etapa 2: generador de inducción y convertidor 1.....	52
3.1.3.1 Cálculo de los parámetros del generador de inducción trifásico.....	52
3.1.3.2 El convertidor del lado del generador o convertidor 1.....	54
3.1.4. Etapa 3: enlace DC y convertidor DC-DC.....	55
3.1.4.1 Descripción del control del enlace DC o DC-Link.	56
3.1.4.2 El banco de baterías, el convertidor DC-DC bidireccional y la resistencia de potencia.....	57
3.1.5. Etapa 4: convertidor 2 y filtro LCL.....	60
3.1.5.1 Diseño del filtro de acoplamiento e interacción con la red.....	61
3.1.5.2 Control del convertidor 2 en el modo conectado a red	67
3.1.5.3 Control del convertidor 2 en el modo autónomo o aislado de la red.....	69
3.1.6. Etapa 5: control del sistema.....	71
3.1.6.1 Descripción general del control del sistema convertidor de energía.....	71
3.1.6.2 Diagrama de flujo del control del sistema.	73
3.1.6.3 Control del modo de operación (autónomo o red).	74
3.1.6.4 Control automático. máquina de estado.	76
3.1.6.5 Control del enlace DC o DC-Link.	78
3.1.6.6 Control del convertidor 1.....	81
3.1.6.7 Control del convertidor 2.....	82
3.2 Desarrollo del prototipo del sistema convertidor de energía para micro-turbinas..	84
3.2.1 Prototipo del sistema convertidor de energía para micro-turbinas: esquema general	84
3.2.2 Etapa 1: Micro-turbina eólica (La máquina prima)	85
3.2.3 Etapa 2: Generador de inducción y convertidor 1.....	87
3.2.4 Etapa 3: Enlace DC y convertidor DC-DC	88
3.2.5 Etapa 4: Convertidor 2 y filtro LCL (incluye convertidor DC-DC del sistema).....	91

3.2.6	Etapa 5: Control del sistema	96
CAPÍTULO IV		
ANÁLISIS Y RESULTADOS		
4.1	Análisis y resultados de la simulación del sistema convertidor de energía para micro-turbinas en Matlab-Simulink.....	99
4.1.1	Diagrama de bloques en Matlab-Simulink	99
4.1.2	Resultado de simulación: funcionamiento del sistema con presencia de red en el arranque (modo interactivo con la red).	100
4.1.3	Resultado de simulación: funcionamiento del sistema con presencia de red en el arranque (modo red) y presencia de viento variable.....	106
4.1.4	Análisis de los resultados de simulación para el funcionamiento con presencia de red en el arranque (modo RED).....	106
4.1.5	Resultado de simulación: funcionamiento del sistema con ausencia de red en el arranque (modo AUTONOMO) y presencia de viento constante.....	106
4.1.6	Resultado de simulación: funcionamiento del sistema con ausencia de red en el arranque (modo AUTONOMO) y presencia de viento variable.....	106
4.1.7	Análisis de los resultados de simulación para el funcionamiento con ausencia de red en el arranque (modo AUTONOMO).	106
4.1.8	Resultado de simulación: funcionamiento del sistema en 380 vac con ausencia de red en el arranque (modo AUTONOMO) y presencia de viento constante. (prueba única para 380 VAC)	107
4.1.9	Resultado de las pruebas de contenido armónico de la energía eléctrica entregada por el sistema convertidor de energía en el bus AC.	107
4.2	Contrastación de las hipótesis con los resultados de simulación del sistema convertidor de energía.	107
4.3	Análisis y resultados del funcionamiento del prototipo del sistema convertidor de energía para micro-turbinas	109
4.3.1	Prototipo del sistema convertidor de energía para micro-turbinas.....	109
4.3.2	Resultados experimentales del funcionamiento del prototipo del sistema convertidor de energía para micro-turbinas en el modo autónomo.	111
4.4	Contrastación de las hipótesis con los resultados experimentales del prototipo del sistema convertidor de energía.	119
CONCLUSIONES		122
RECOMENDACIONES.....		124
GLOSARIO		126
BIBLIOGRAFÍA.....		127

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3.1	Parámetros de la micro-turbina Aeolos-H	52
Tabla 3.2	Parámetros del generador de inducción ABB de 4HP	53
Tabla 3.3	Parámetros de los controladores PI del Convertidor 1	55
Tabla 3.4	Parámetros del enlace DC	59
Tabla 3.5	Estándares Internacionales para el Límite de Distorsión Armónica.....	61
Tabla 3.6	Parámetros filtro LCL	66
Tabla 3.7	Parámetros de los controladores PI del Convertidor 2, en el modo interactivo o conectado a red.	68
Tabla 3.8	Parámetros de los controladores PI del Convertidor 2, en el modo autónomo.	70
Tabla 3.9	Parámetros del simulador de micro-turbina eólica	86

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

Figura 1.1	Proceso para la conversión de energía mecánica en energía eléctrica usando convertidores de potencia.	4
Figura 1.2	Configuración del sistema de control flexible para turbinas eólicas de velocidad variable con generador de inducción.	5
Figura 1.3	Configuraciones de generadores eólicos y convertidores de potencia. I) Año 2009, II) Año 2015.	7
Figura 1.4	Clasificación de las micro-redes basadas en convertidores electrónicos de potencia.	8
Figura 1.5	Estructura general de conexión de las micro-redes. I) Micro-redes AC, II) Micro-redes DC	8
Figura 1.6.	Configuración para sistemas convertidores de energía. Incluye métodos para estabilidad ante fallas de la red.	9
Figura 1.7.	Emisiones globales de CO_2 procedentes de combustibles fósiles y actividad industrial.	10
Figura 2.1	Máquina de inducción típica con el rotor del tipo jaula.	19
Figura 2.2	Esquema por fase del circuito equivalente de la máquina de inducción	20
Figura 2.3	Circuito equivalente por fase de la máquina de inducción.....	21
Figura 2.4	Relación entre los ejes de referencia trifásicos “a-b-c” y las transformaciones de Clarke (ejes “ α - β -0”) y Park (ejes “d-q-0”).....	22
Figura 2.5	Transformaciones de Clarke y Park para sistemas trifásicos balanceados. a) Representación vectorial, b) Representación en el dominio del tiempo.	23
Figura 2.6	Transformaciones de Clarke y Park para sistemas trifásicos genéricos. (i) Sistema balanceado, (ii) Sistema desbalanceado y (iii) Sistema con armónicos.	24
Figura 2.7	Relación entre los ejes de referencia trifásicos “a-b-c” y bifásicos “ α - β ”	25
Figura 2.8	Esquema general del control vectorial indirecto	32
Figura 2.9	Esquema general del funcionamiento de un convertidor trifásico por	33
Figura 2.10	Modulación de ancho de pulso senoidal (SPWM) para un convertidor trifásico	34
Figura 2.11	Diagrama esquemático de un convertidor fuente de tensión (VSC) con filtro tipo LCL conectado a una carga trifásica y a la red.	35
Figura 2.12	Vectores espaciales de tensión y corriente en el sistema fijo “ α - β ”	36

Figura 2.13	Vectores espaciales de tensión y corriente en el sistema giratorio “d-q”.....	37
Figura 2.14	Vectores espaciales de tensión y corriente en el sistema giratorio “d-q”, considerando que $V_s = K \cdot V_{dc}$	39
Figura 2.15	Esquema básico de un sistema de control con realimentación unitaria.	41
Figura 2.16	Amplitud y frecuencia de corte característica de $M(s)$	41
Figura 2.17	Ejemplo de un sistema de control de lazo cerrado de tercer orden.....	44
Figura 2.18	Amplitud y frecuencia de la función de transferencia de lazo abierto M_A para el ejemplo de la figura 2.13 aplicando el método del óptimo simétrico.	45
Figura 2.19	Polos y Ceros de la función de transferencia de lazo cerrado M_A	46
Figura 2.20	Respuesta al escalón unitario de M_C s.	46
Figura 2.21	Filtro compensador para mejorar el sobre-impulso máximo de M_C s.	47
Figura 3.1	Esquema general del sistema convertidor de energía para micro-turbinas..	48
Figura 3.2	Esquema básico de la micro-turbina eólica Aeolos-H	50
Figura 3.3	Parámetros de la micro-turbina eólica en Matlab-Simulink.....	51
Figura 3.4	Característica potencia vs velocidad de la micro-turbina Aeolos-H.....	51
Figura 3.5	Parámetros del generador de inducción en Matlab-Simulink.	53
Figura 3.6	Diagrama de bloques completo del control del convertidor 1	54
Figura 3.7	Parámetros de los controladores PI del Convertidor 1 en el software de simulación Matlab-Simulink.	55
Figura 3.8	Componentes del enlace DC: Banco de Baterías, Convertidor DC-DC Bidireccional, Condensadores, Resistencia de Potencia.....	56
Figura 3.9	Modelo del Convertidor DC-DC tipo Buck-Boost Bi-Direccional.....	58
Figura 3.10	Parámetros del enlace DC en el software de simulación Matlab-Simulink. .	59
Figura 3.11	Esquema general etapa 4: Convertidor 2, filtro LCL, carga y red.....	60
Figura 3.12	Diagrama de Bode. Filtro tipo L de primer orden (-20dB/dec) vs Filtro tipo LCL de tercer orden (-60dB/dec)	62
Figura 3.13	Circuito Equivalente de un filtro tipo LCL. No amortiguado.	62
Figura 3.14	Amortiguamiento pasivo de la frecuencia de resonancia. Filtro tipo LCL con resistencia R_d en serie al condensador C_f	63
Figura 3.15	Circuito Equivalente del filtro tipo LCL cuando el convertidor funciona en modo conectado a red.	64
Figura 3.16	Circuito Equivalente del Filtro tipo LCL cuando el convertidor funciona en modo autónomo.	65
Figura 3.17	Parámetros del filtro LCL en el software de simulación Matlab-Simulink.	66

Figura 3.18	Circuito eléctrico, señales y diagrama de bloques del control vectorial del Convertidor 2 en el modo conectado a red.....	67
Figura 3.19	Parámetros de los controladores PI del Convertidor 2 en el modo conectado a red, en el software de simulación Matlab-Simulink.	68
Figura 3.20	Circuito eléctrico, señales y control vectorial del Convertidor 2 en el modo autónomo.....	69
Figura 3.21	Parámetros de los controladores PI del Convertidor 2 en el modo autónomo, en el software de simulación Matlab-Simulink.	71
Figura 3.22	Diagrama de flujo del control del sistema.	73
Figura 3.23	Bloque de control del PLL en Matlab-Simulink.	74
Figura 3.24	Diagrama de bloques del PLL que controla la frecuencia de operación del sistema convertidor de energía.....	75
Figura 3.25	Diagrama de bloques del PLL simplificado.....	75
Figura 3.26	Curva de respuesta de una función de transferencia de primer orden.....	76
Figura 3.27	Bloque de control del sistema completo en Matlab-Simulink.....	77
Figura 3.28	La máquina de estados que controla el funcionamiento del sistema.	78
Figura 3.29	Bloque de control del Link DC en Matlab-Simulink.....	78
Figura 3.30	Valores de referencia de los voltajes de control del LINK-DC	80
Figura 3.31	Diagrama de bloques del control de voltaje del LINK-DC en Matlab-Simulink.	80
Figura 3.32	Bloque de control de Convertidor 1 en Matlab-Simulink.....	81
Figura 3.33	Diagrama de bloques del control del Convertidor 1 en Matlab-Simulink.	82
Figura 3.34	Bloque de control de Convertidor 2 en Matlab-Simulink.....	82
Figura 3.35	Diagrama de bloques de control para el Convertidor 2 en Matlab-Simulink.....	83
Figura 3.36	Prototipo del sistema convertidor de energía	84
Figura 3.37	Diagrama esquemático del prototipo experimental del sistema convertidor de energía para micro-turbinas.....	85
Figura 3.38	Izquierda: Etapa 1 conjunto Variador+Motor. Derecha: Etapa 2 conjunto Generador+Convertidor 1. Centro: Control del Sistema (Etapa 5).	86
Figura 3.39	Control de velocidad el generador de Inducción y el Convertidor 1 con control de velocidad en Lazo Cerrado.	88
Figura 3.40	Esquema de componentes del enlace DC o <i>DC-Link</i> del prototipo del sistema convertidor de energía para micro-turbinas.....	89
Figura 3.41	Enlace DC o <i>DC-Link</i> del prototipo: convertidor DC-DC de arranque, banco de condensadores (en la caja) y resistencia de potencia (6 focos de 60 vatios c/u).	90

Figura 3.42	Convertidor 2 implementado en el prototipo del sistema convertidor de energía: Inversor solar híbrido IMEON 9.12	92
Figura 3.43	Vista interior del “Lado 1” del Convertidor 2 del prototipo (Inversor solar híbrido IMEON 9.12).....	93
Figura 3.44	Vista interior del “Lado 2” del Convertidor 2 del prototipo (Inversor solar híbrido IMEON 9.12).....	93
Figura 3.45	Enlace DC o <i>DC-Link</i> del prototipo: convertidor DC-DC de arranque, banco de condensadores (en la caja) y resistencia de potencia (6 focos de 60 vatios c/u).	95
Figura 3.46	Diagrama de conexiones del inversor solar híbrido IMEON 9.12.....	96
Figura 3.47	Diagrama de cableado del inversor solar híbrido IMEON 9.12.....	97
Figura 4.1	Diagrama de Bloques Completo en Matlab-Simulink del Sistema Convertidor de Energía para Micro-Turbinas.....	99
Figura 4.2	Diagrama de tiempos: viento fijo y presencia de red en el arranque.....	100
Figura 4.3	1) Velocidad lineal del viento (en m/s), 2) Velocidad angular ω en el eje del generador (en rad/s) 3) Voltaje trifásico L-N en el bus AC y 4) Corriente trifásica en el bus AC.	101
Figura 4.4	1) Voltaje V_{ab} en el Generador de Inducción (G.I.) 2) Corriente trifásica en el G.I. 3) Velocidad angular en el eje del G.I. (en rad/s). 4) Torque mecánico en el G.I. (en N.m).....	102
Figura 4.5	1) Voltaje V_{ab} en el generador de inducción 2) Voltaje en el enlace DC o <i>DC-Link</i> . 3) Corriente en el enlace DC o <i>DC-Link</i> . 4) Corriente en el convertidor DC-DC. y 5) Pulsos de control R-inrush, convertidor DC-DC (buck-boost) y R-pot.	103
Figura 4.6	1) Voltaje en el enlace DC. 2) Corriente en el enlace DC. 3) Voltaje trifásico L-N a la salida del Convertidor 2 antes del filtro LCL. 4) Corriente trifásica a la salida del Convertidor 2 antes del filtro LCL. 5) Índice de modulación “m” en el Convertidor 2. 6) Voltaje trifásico L-N a la salida del filtro LCL. 7) Corriente trifásica a la salida del filtro LCL.....	103
Figura 4.7	1) Voltaje trifásico L-N a la salida del filtro LCL. 2) Corriente trifásica a la salida del filtro LCL. 3) Voltaje V_{ab} L-L (en color azul) y corriente de línea multiplicada por 5 (en rojo). 4) Frecuencia del voltaje y corriente en el bus AC, en Hertz. 5) Potencia activa “P” (en azul) en Vatios y la potencia reactiva “Q” (en rojo) en VAR. y 6) Señal de apertura y cierre del interruptor que conecta y desconecta el sistema de la red (en color azul) y	

	señal de control (en color rojo) del modo red (en 1) y modo autónomo (en 0).....	104
Figura 4.8	1) Error de fase en el PLL entre el voltaje de la red y el voltaje a la salida del filtro LCL. 2) Señal de control para el “modo RED” y modo “AUTONOMO”. 3) Corriente trifásica a la salida del filtro LCL. y 4) Voltaje trifásico L-N a la salida del filtro LCL.	104
Figura 4.9	1) Voltaje de línea Vab en el bus AC (en azul) y corriente de línea multiplicada x10 en el bus AC (en rojo). 2) Voltaje de fase en el bus AC (en azul) y corriente de fase multiplicada x10 en el bus AC (en rojo). 3) Voltaje de fase en la Carga 1 (en azul) y corriente de fase multiplicada x10 (en anaranjado). 4) Voltaje de fase en la Carga 2 (en verde) y corriente de fase multiplicada x10 (en negro).....	105
Figura 4.10	1) Voltaje trifásico L-N a la salida del inversor. 2) Corriente trifásica a la salida del Convertidor 2. 3) Voltaje trifásico L-N a la salida del filtro LCL. 4) Corriente trifásica a la salida del filtro LCL. 5) Voltaje trifásico L-N en el lado de la red. 6) Corriente trifásica en el lado de la red.	105
Figura 4.11	Prototipo del sistema convertidor de energía para micro-turbinas en fase de pruebas experimentales (carga R1 encendida).....	110
Figura 4.12	Pantalla HMI del Convertidor 2 del prototipo.	111
Figura 4.13	Arranque del prototipo del sistema convertidor de energía.	112
Figura 4.14	Segundos después del arranque el prototipo empieza a generar energía eléctrica a partir de la energía mecánica de la microturbina.	113
Figura 4.15	Funcionamiento del prototipo con una carga monofásica conectada (R1) de 350 vatios.	114
Figura 4.16	Funcionamiento del prototipo con dos cargas monofásica conectadas (R1 y R3) de 350 vatios cada una.	115
Figura 4.17	Funcionamiento del prototipo con una carga trifásica de 1050 vatios, las tres resistencias monofásicas conectadas (R1, R2 y R3).	116
Figura 4.18	Forma de onda de la tensión (amarillo) y corriente (celeste) generadas por el prototipo del sistema convertidor de energía para microturbinas.	117
Figura 4.19	Forma de onda de la tensión (amarillo) y corriente (celeste) al conectar una pequeña carga no lineal en la línea 1 (cargador de celular).....	118
Figura 4.20	Escenario de funcionamiento con déficit de generación. Las baterías entregan la energía necesaria para que la carga continúe operando.	119

RESUMEN

En el presente trabajo de tesis se estudia el funcionamiento de un sistema convertidor de energía para el suministro confiable de energía eléctrica a una carga trifásica de forma autónoma o interactiva con la red eléctrica comercial, a partir de la energía mecánica generada por una micro-turbina de velocidad variable.

Se presenta a detalle el diseño de las cinco etapas que conforman el sistema convertidor de energía propuesto. Etapa 1: Micro-Turbina Eólica. Etapa 2: Generador de Inducción y Convertidor 1. Etapa 3: Enlace-DC y Convertidor DC-DC. Etapa 4: Convertidor 2 y Filtro LCL. Etapa 5: Control del Sistema.

El sistema convertidor de energía, se diseña e implementa mediante simulación por software Matlab-Simulink, y se analizan los resultados para diferentes escenarios de viento y carga, tanto en modo autónomo como conectado a la red eléctrica comercial.

Se implementa un prototipo del sistema convertidor de energía, se prueba su funcionamiento y se presentan los resultados experimentales.

Tanto los resultados de simulación como experimentales demuestran que el sistema propuesto funciona correctamente. Se obtuvo una buena respuesta ante variaciones de viento y carga, así como confiabilidad y calidad de la energía eléctrica suministrada.

Las palabras clave del presente documento de tesis son: energía renovable, generación distribuida, micro-redes, red-inteligente, micro-turbinas, generador de inducción tipo jaula-ardilla, doble convertidor, control vectorial indirecto, convertidor fuente de tensión, convertidor DC-DC, filtro LCL, lazo de seguimiento de fase.

ABSTRACT

This thesis work studies the operation of an energy converter system for the reliable supply of electrical energy to a three-phase load, the system can work autonomously or interactively with the electrical grid, using the mechanical energy generated by a variable speed micro-turbine.

The design of the five stages that make up the proposed energy converter system is presented in detail. Stage 1: Wind Micro-Turbine. Stage 2: Induction Generator and Converter 1. Stage 3: DC-Link and DC-DC Converter. Stage 4: Converter 2 and LCL Filter. Stage 5: System Control.

The energy converter system is designed and simulation is implemented using Matlab-Simulink software, the results are analyzed for different wind and load scenarios, both in autonomous and grid-connected modes.

A prototype of the energy converter system is implemented, its operation is tested and the experimental results are presented.

Both the simulation and experimental results show that the proposed system works properly. A good response to wind and load variations was obtained, as well as reliability and quality of the electrical energy supplied.

The keywords of this thesis document are: Renewable energy, distributed generation, micro-grids, smart-grid, micro-turbines, squirrel cage induction generator (SCIG), back-to-back converter, indirect vector control, voltage source converter (VSC), DC-DC converter, LCL filter, phase-locked loop (PLL).

INTRODUCCIÓN

En el contexto mundial actual, la necesidad de generar electricidad a partir de fuentes de energía renovable para reducir las emisiones de CO_2 está creciendo aceleradamente.

En particular la generación de energía eléctrica a partir de turbinas eólicas o hidráulicas, está concentrada actualmente en centrales de gran potencia que requieren de grandes inversiones para ser implementadas (además de grandes redes de transmisión y distribución). Sin embargo, bajo el concepto de generación distribuida y micro-redes, se abre la posibilidad de un cambio de paradigma implementando centrales de generación de pequeña potencia de forma descentralizada, tanto en zonas rurales como urbanas. Para ello es necesario generar energía eléctrica a partir de micro-turbinas capaces de interactuar con la red o con otras pequeñas centrales de forma que el sistema obtenga la estabilidad y confiabilidad que se necesita para cumplir con los estándares de calidad de una red eléctrica de uso público.

El sistema convertidor de energía que se presenta en este trabajo de tesis, es una alternativa para satisfacer la necesidad de generar energía eléctrica a partir de fuentes renovables (micro-centrales de generación, eólicas o hidráulicas) a pequeña escala. El sistema convierte la energía mecánica de una micro-turbina de velocidad variable que mueve el eje de un generador de inducción, en energía eléctrica trifásica de calidad y confiable.

El convertidor de energía es confiable puesto que, sea en modo autónomo (desconectado de la red eléctrica) o en modo conectado a la red eléctrica, suministra energía eléctrica estable (220Vac, 60Hz) a la carga trifásica, incluso cuando varía la velocidad de la micro-turbina. Además, gracias al control del enlace en continua que ha sido implementado con un convertidor DC-DC bidireccional y un banco de baterías, el sistema presenta una buena respuesta a perturbaciones indeseadas de la red. El sistema suministra energía eléctrica de calidad, porque su distorsión armónica total es menor al 5% en cumplimiento de las normas y estándares internacionales.

Con el diseño e implementación del sistema convertidor de energía propuesto, se busca comprender el funcionamiento y evaluar el desempeño de las novedosas técnicas de control de convertidores de potencia que se utilizan en la actualidad para la generación de energía eléctrica a partir de fuentes renovables, de pequeña escala y velocidad variable.

A lo largo de los cuatro capítulos que conforman la presente tesis, se presentan todos los conceptos teóricos y prácticos que han sido utilizados en el desarrollo del sistema convertidor de energía. Desde su etapa inicial de investigación hasta su implementación tanto en la simulación por software como en el prototipo experimental.

En el capítulo I, se presenta el estado del arte de la generación de energía eléctrica a partir de fuentes eólicas y renovables, la realidad problemática, se plantean los objetivos, las hipótesis y se justifica la importancia de la investigación.

En el capítulo II, se presentan los conceptos teóricos más relevantes que han sido usados para desarrollar el sistema convertidor de energía. El modelo matemático del generador de inducción, las transformaciones de Clarke y Park, el control vectorial para el generador de inducción y para el convertidor fuente de tensión, la modulación senoidal y los métodos utilizados para la sintonización de los controladores.

En el capítulo III, se diseña y describe a detalle cada una de las cinco etapas que conforman el sistema convertidor de energía. Además, se desarrolla la implementación del sistema mediante el software Matlab-Simulink y mediante un prototipo experimental.

En el capítulo IV, se presentan y analizan los resultados del funcionamiento del sistema convertidor de energía propuesto, tanto los obtenidos mediante la simulación por software (Matlab-Simulink) como mediante el prototipo experimental.

CAPÍTULO I

ANTECEDENTES Y DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA

1.1 Antecedentes bibliográficos

El estudio de los convertidores de energía eléctrica y cómo hacerlos cada vez más confiables y eficientes ha despertado siempre el interés de investigadores y científicos. Desde la invención del primer dínamo a manivela por el francés Hippolyte Pixii en 1832, se han diseñado, fabricado y probado diversas máquinas y convertidores de energía mecánica en energía eléctrica que han evolucionado permanentemente y revolucionado la industria de la generación de energía hasta el día de hoy. En [23] y [24] el departamento de energía de los Estados Unidos de Norteamérica, comparte la evolución histórica de su industria de generación eólica e hidro que incluye los primeros generadores fabricados desde el siglo XIX hasta hoy.

En 1996 Grauers publicó en [13] un método para calcular la eficiencia promedio en el eje de una turbina eólica para tres tipos de generadores de 500 KW de potencia: un generador de inducción de cuatro polos, un generador síncrono y un generador de imanes permanentes. Presenta un cuadro comparativo de eficiencias a baja (5.3 m/s), mediana (6.6 m/s) y alta (7.8 m/s) velocidad de viento. Se presentan también algunos convertidores de potencia, con diodos en el lado del generador e IGBTs en el lado de la red pero se menciona que la solución con IGBTs es todavía muy costosa para la potencia de 500 KW. Ese mismo año, Hsieh y Hung, publican en [16] un estudio de las diferentes técnicas de control de Lazos de Seguimiento de Fase o *Phase-Locked Loop (PLL)* en inglés, que presenta una revisión de los principios de funcionamiento del PLL, sus componentes internos y configuraciones. El PLL será posteriormente un componente clave para la sincronización de las diferentes configuraciones de convertidores de energía con la red.

En [9], Blasko y Kaura proponen en 1997, un novedoso control y modelamiento matemático para un convertidor fuente de tensión trifásico, el cual introduce los diagramas de bloques y esquema de control que consiste en la transformación de las corrientes trifásicas en el marco de referencia estacionario (i_1, i_2, i_3) en su representación equivalente en el marco de referencia síncrono (i_d, i_q). Con ello se simplifica el control de los lazos de

corriente tal que puede usarse controladores proporcional-integrales (PI). Este método y sus variantes es utilizado ampliamente (hasta hoy) en el convertidor del lado de la red.

En el año 2001, Peña, Cardenas, Blasco, Asher y Clare, publicaron en [29] un nuevo esquema de control para turbinas eólicas de velocidad variable con generador de inducción tipo jaula, proponen el uso de un doble convertidor y el esquema de control vectorial indirecto. Se trata de las primeras aproximaciones a los convertidores de energía flexibles que se continúan diseñando, mejorando e implementando hoy en día.

A finales del año 2001, Hansen, Helle, Blaabjerg, Ritchie, Munk-Nielsen, Bindner, Sørensen y Bak-Jensen, publicaron en [15] un estudio conceptual de generadores y convertidores de potencia para turbinas eólicas en el que presentan y clasifican los tipos de generadores y convertidores electrónicos de potencia para la conversión de energía mecánica en energía eléctrica. Los diferentes caminos que pueden ser elegidos para dicho propósito se encuentran resumidos en la figura 1.1 y ahí se muestra en color rojo el elegido para el diseño del sistema convertidor de energía propuesto en este trabajo de tesis.

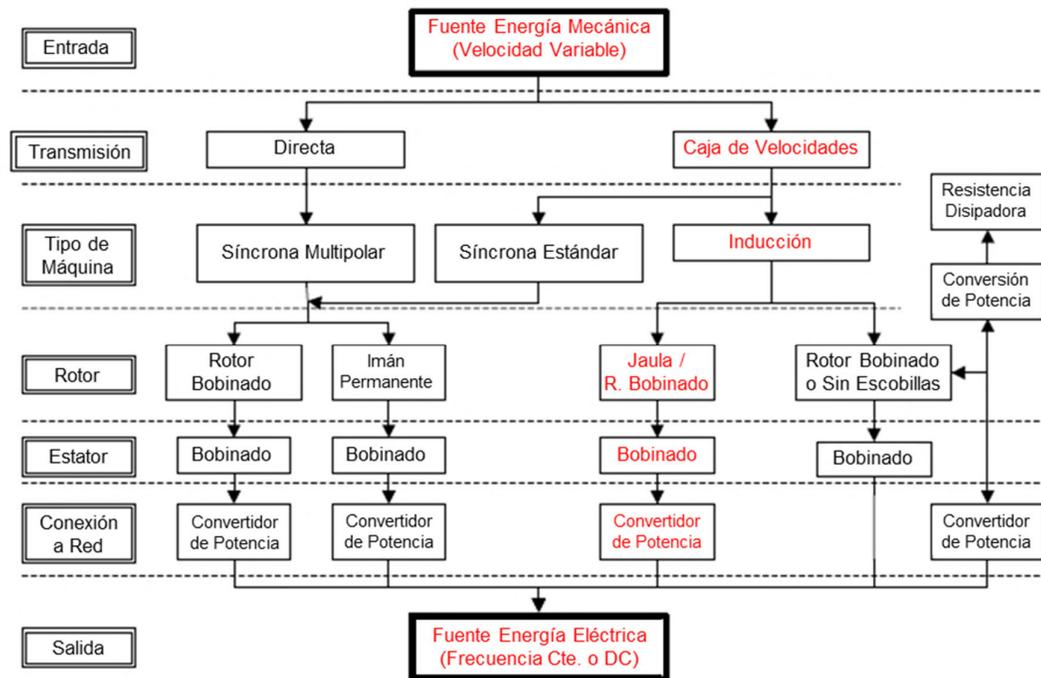


Figura 1.1 Proceso para la conversión de energía mecánica en energía eléctrica usando convertidores de potencia. (Fuente: referencia [15])

En el año 2002, Tirumala, Mohan y Henze, proponen en [37] un original algoritmo de control que permite realizar una transferencia suave entre el modo conectado a red y el

modo autónomo de un inversor con modulación de ancho de pulso. Se aborda el tema de la operación interactiva con la red, pero presenta varias limitaciones que posteriormente fueron superadas. Por ejemplo, para la sincronización con la red en el momento de la reconexión, se propone un algoritmo de detección de cruce por cero, sin embargo, su performance fue superada con la implementación de los lazos de seguimiento de fase (PLLs) debido a la mayor precisión de estos últimos. El principal aporte del documento es el desarrollo del concepto y la propuesta de que el mismo inversor trabaje como inversor controlado por corriente (en el modo conectado a red) e inversor controlado por voltaje (en el modo autónomo).

En 2004, Teodorescu y Blaabjerg publican en [36] una novedosa estrategia de control flexible para pequeñas turbinas eólicas que permite que el sistema trabaje en modo aislado y conectado a red. En la figura 1.2 se muestra la configuración del sistema. Introducen la detección automática del modo de operación basada en PLL y realizan pruebas de laboratorio a velocidad constante para una carga resistiva de 11 KW con buenos resultados. Sin embargo, el documento deja pendiente mejorar varios aspectos técnicos para lograr que una micro-turbina suministre energía de forma confiable, eficiente e interactiva a la red.

Para el sistema convertidor de energía propuesto en este trabajo de tesis, se han contemplado varios aspectos necesarios para conseguir una interacción confiable con la red y se ha verificado el funcionamiento para escenarios de velocidad variable del viento y carga variable. Se ha mejorado el control y la sustentación del voltaje en el enlace DC o *DC-Link* en inglés, incorporando baterías y un convertidor DC-DC para mejorar la inercia del sistema y su respuesta a las variaciones de carga.

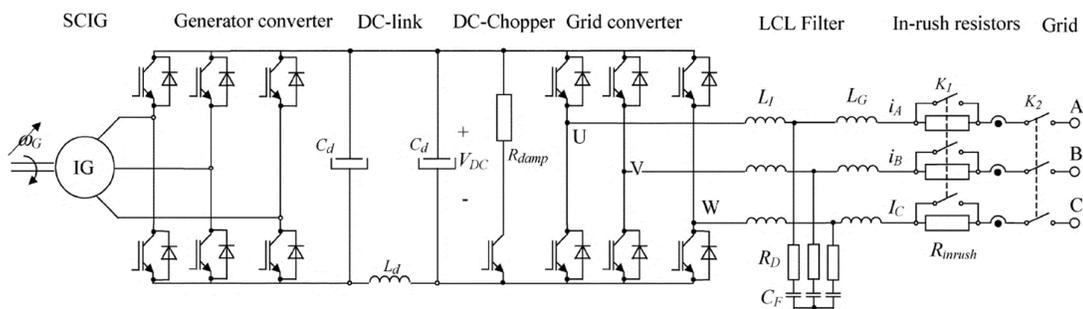


Figura 1.2 Configuración del sistema de control flexible para turbinas eólicas de velocidad variable con generador de inducción. (Fuente: referencia [36])

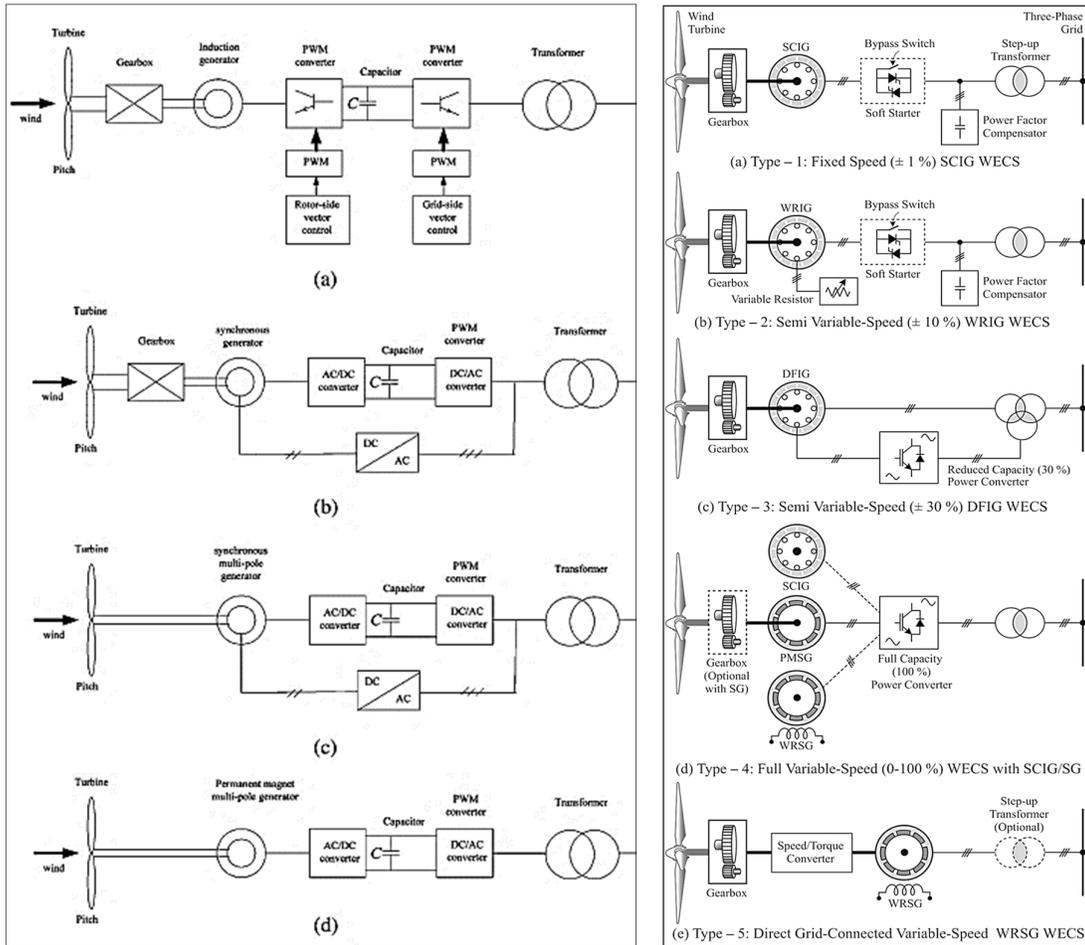
En el año 2006 se publica por Blaabjerg, Teodorescu, Liserre y Timbus en [8], una visión general de los métodos de control y sincronización con la red para sistemas de generación distribuida, en particular generación fotovoltaica y generación eólica. El documento muestra de forma ordenada las estructuras de hardware disponibles para los convertidores de potencia del lado de la red, así como las diferentes arquitecturas de control; aborda también los métodos de compensación de armónicos del convertidor y los de sincronización para el modo conectado a red.

En el año 2009 se publica por Chen, Guerrero y Blaabjerg en [10] una revisión del estado del arte de los convertidores de potencia para turbinas eólicas y posteriormente en 2015, Yaramasu, Wu, Sen, Kouro y Narimani, publican en [42], un nuevo y completo informe acerca del estado del arte y tecnologías emergentes para sistemas de conversión de energía eólica de alta potencia. En la figura 1.3 se muestran las configuraciones disponibles presentadas en ambas publicaciones, se constatan los avances y la rápida maduración de las tecnologías más exitosas. Para el sistema convertidor de energía para micro-turbinas que se presenta en este documento, se ha elegido la topología mostrada en II-d) Tipo 4 para turbinas que pueden variar su velocidad de 0 a 100 % con un generador de inducción tipo jaula y un doble convertidor de potencia o *back-to-back converter* en inglés, por ser la topología más robusta, versátil y madura para este tipo de aplicaciones pues permite operación bi-direccional del convertidor, buena respuesta dinámica y desacoplamiento a través del enlace DC.

Entre los años 2010 a 2021, se ha desarrollado con mayor énfasis la investigación y el desarrollo de soluciones para micro-redes o *micro-grids* en inglés. Los avances de la electrónica de potencia han impulsado el interés en este campo y en general, es posible aplicar las técnicas mencionadas para turbinas eólicas de gran tamaño, a pequeñas o micro-turbinas. Cabe precisar que, cuando en este documento se menciona el término micro-turbinas, se entiende que son turbinas que van desde 1 KW hasta 100 KW de potencia; y que el sistema convertidor de energía propuesto, ha sido pensado para operar en micro-redes y sistemas de generación distribuida.

En 2012, Wang, Guerrero, Blaabjerg y Chen, publican en [40] una revisión de las micro-redes basadas en electrónica de potencia y presentan una clasificación de las diferentes configuraciones de micro-redes para generación de energía eléctrica que se muestra en la figura 1.4. Se hace una revisión de los diferentes métodos de control para las unidades de micro-generación acopladas a la micro-red mediante convertidores

electrónicos de potencia y se analizan los retos y dificultades para administrar los diferentes perfiles de carga a los que puede ser sometido una micro-red. Se hace referencia a la necesidad de conseguir una alta flexibilidad y confiabilidad en los sistemas convertidores para micro-redes y poder así interactuar en el futuro de forma eficiente con la red.



I.- Configuraciones año 2009

II.- Configuraciones año 2015

Figura 1.3 Configuraciones de generadores eólicos y convertidores de potencia.

I) Año 2009, II) Año 2015. (Fuente: referencias [10] y [42])

En 2013, Justo, Mwasilu, Lee y Jung, publican en [17] un análisis comparativo de las micro-redes en continua (DC) y en alterna (AC) para sistemas de generación distribuida. Según el estudio, se visualiza mejores perspectivas para los sistemas con enlaces en continua por las ventajas que presentan en cuanto a estabilidad y confiabilidad al no requerir sincronización en frecuencia y fase, no presentar picos de corrientes transitorias debido a transformadores o motores de inducción y no tener que compensar potencia reactiva.

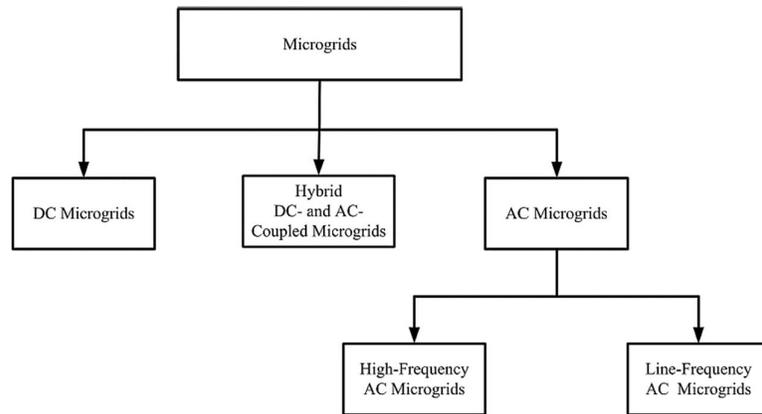


Figura 1.4 Clasificación de las micro-redes basadas en convertidores electrónicos de potencia. (Fuente: referencia [40])

Otro comparativo entre micro-redes AC y DC se publica en 2017, por Lotfi y Khodaei en [21] donde se plantea un modelo de despacho económico de las micro-redes y se dice que la interconexión en continua (DC) es económicamente más beneficiosa que en alterna (AC). En la figura 1.5 se muestra una estructura general de conexión de cada modelo.

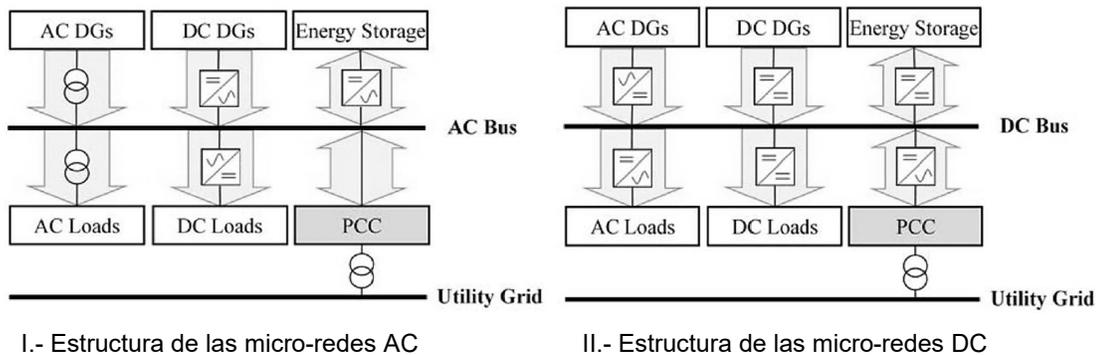


Figura 1.5 Estructura general de conexión de las micro-redes.
I) Micro-redes AC, II) Micro-redes DC (Fuente: referencia [21])

En la actualidad, las investigaciones en torno a los sistemas convertidores de energía para micro-redes se continúan desarrollando de forma intensiva debido a que existen todavía varios retos que superar para conseguir interconectarse al sistema eléctrico tradicional de forma estable y cumpliendo los estándares de calidad. La mayoría de soluciones han sido diseñadas, simuladas e implementadas en prototipos de laboratorio. Para lograr llevarlas al mundo real, se requiere la maduración de las tecnologías propuestas. En el ámbito de la energía fotovoltaica ya se comercializan convertidores

conectados a red, autónomos y recientemente los convertidores híbridos, que interactúan en ambos modos de operación pero que requieren el uso mandatorio de baterías. En el caso de los convertidores para micro-turbinas eólicas o hidráulicas no se comercializan todavía productos que puedan interactuar de modo flexible con la red, pero existen las versiones conectado a red (sin modo autónomo) y modo autónomo (sin conexión a red). Algunos de los retos vigentes para los sistemas convertidores de energía para micro-turbinas son: la capacidad de interactuar entre el modo autónomo y conectado a red de forma flexible y confiable, la capacidad de inercia para generar estabilidad en los sistemas interconectados, la estabilidad y capacidad de respuesta de los enlaces en continua, la calidad de la señal (filtrado de armónicos) que será entregada por el convertidor, la estabilidad y capacidad de respuesta a las variaciones y tipos de carga, la capacidad de comunicación y toma de decisiones para conformar micro-redes inteligentes que le den confiabilidad al sistema. En la figura 1.6 se muestra una configuración general para un moderno sistema convertidor de energía para micro-turbinas.

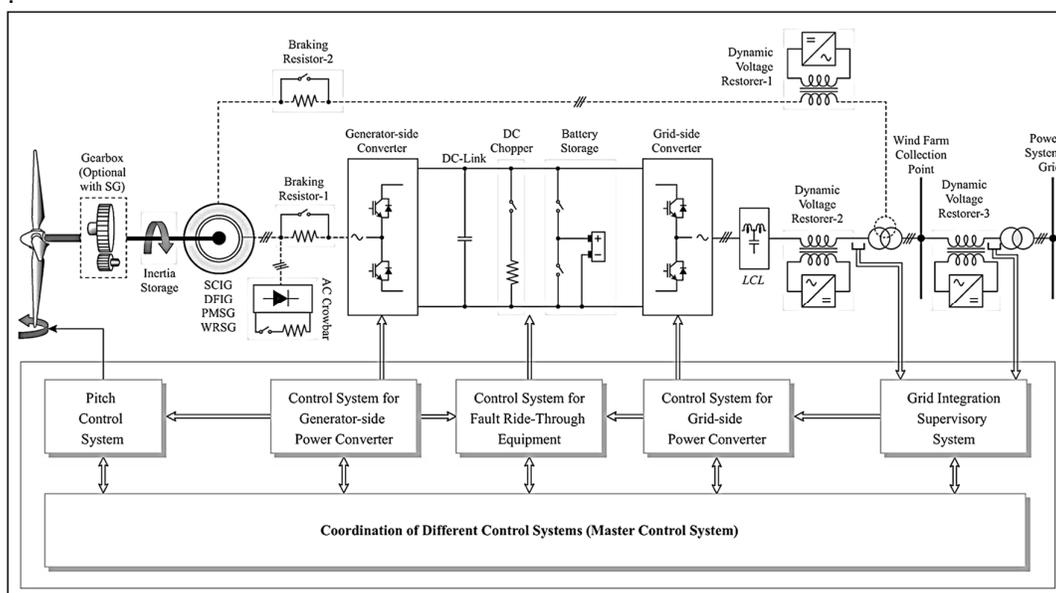


Figura 1.6. Configuración para sistemas convertidores de energía. Incluye métodos para estabilidad ante fallas de la red. (Fuente: referencia [42])

1.2 Descripción de la realidad problemática

En la actualidad se plantea la necesidad de un cambio en la matriz energética a nivel mundial debido a que aproximadamente el 80% de la energía que se produce proviene del carbón, petróleo y gas. Esto, como se muestra en la figura 1.7, está enviando a la atmósfera 36,600 millones de toneladas de CO_2 anuales [12], lo cual genera daños en el planeta producto del calentamiento global que podrían ser irreversibles. Este problema y la

posibilidad de resolverlo con el uso de otras fuentes de energía más limpias y sostenibles, no es solamente un tema de interés local o regional, sino global.

Evolución en las emisiones globales de CO₂ procedentes de combustibles fósiles y actividad industrial

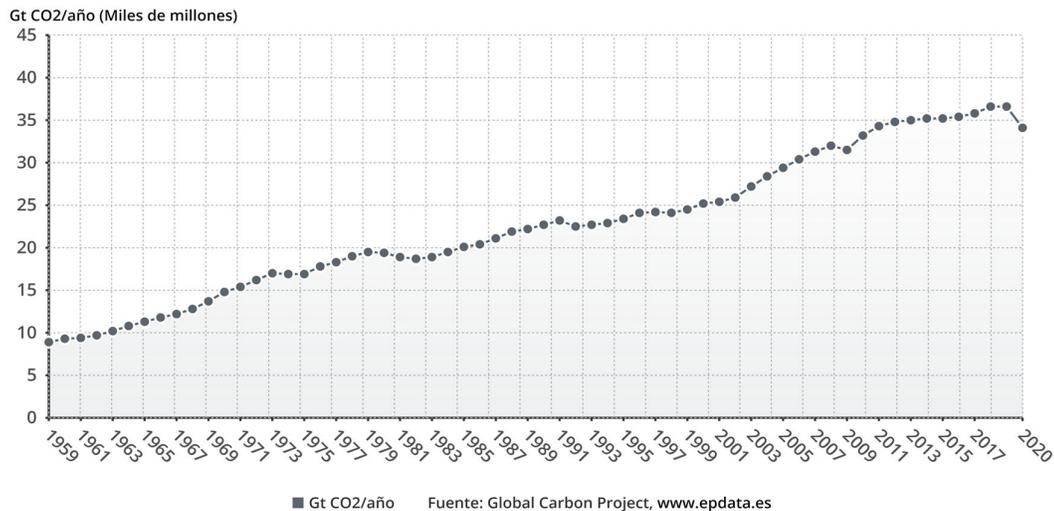


Figura 1.7. Emisiones globales de CO₂ procedentes de combustibles fósiles y actividad industrial. (Fuente: referencia [12])

En este contexto, la generación de energía eléctrica a partir de fuentes alternativas se ha convertido en un tema relevante y las investigaciones vienen creciendo de forma acelerada en los últimos años. Sin embargo, las dificultades técnicas que se presentan para integrar de forma confiable y eficiente las fuentes de energía renovable al sistema tradicional de generación de energía eléctrica no son fáciles de superar y presentan retos tecnológicos en diversas áreas de la ingeniería. Un completo y actualizado análisis de esta problemática se presenta en [32], ahí se explica a detalle el concepto de redes eléctricas inteligentes o *smart-grids* en inglés, el cual propone modernizar el funcionamiento de los sistemas de generación de energía tradicionales, que manejan un flujo de potencia unidireccional, son poco flexibles y centralizados. El departamento de energía de los Estados Unidos define una *smart-grid* como: “Un sistema de suministro de electricidad, que va desde el punto de generación hasta el punto de consumo, y está integrado con tecnologías de la información y las comunicaciones para realizar mejoras en las operaciones de la red, los servicios al cliente y el cuidado del medioambiente” [32]; otra definición que describe este concepto la brinda la plataforma tecnológica europea: “Una *smart-grid* es una red eléctrica que integra de manera inteligente las acciones de los usuarios que se encuentran conectados a ella, generadores, consumidores y aquellos que

son ambos a la vez, con el fin de conseguir un suministro eléctrico sostenible, económico y seguro” [32].

Esta capacidad de formar parte de la red eléctrica siendo consumidor, pero también generador, ha sido posible gracias a los avances de la electrónica de potencia y es lo que está impulsando en gran medida el cambio de paradigma en la generación de energía. Dicho cambio consiste en que la red eléctrica ya no funciona como lo viene haciendo hace más de cien años, de manera unidireccional y centralizada, desde los generadores hacia los consumidores, sino que ahora lo haga de forma bidireccional y descentralizada (o distribuida). En la medida en que sea factible superar todos los retos que implica esta bidireccionalidad para conformar una red eléctrica confiable, robusta y de calidad, será posible integrar las energías renovables al sistema eléctrico y concretar así el tan ansiado cambio en la matriz energética y a su vez, se habrá concretado el cambio de paradigma mencionado.

Otro concepto importante que cambia la visión tradicional de la generación de energía, es el concepto de micro-redes o *micro-grids* en inglés. Según el departamento de energía de los Estados Unidos una *micro-grid* es: “Un grupo de cargas y generadores distribuidos e interconectados dentro de límites eléctricos claramente definidos que actúa como una única entidad controlable con respecto a la red eléctrica y puede conectarse y desconectarse de ella para operar tanto en modo conectado a la red como en modo aislado” [32]. Además, como su nombre lo indica una micro-red es una versión más pequeña de la red eléctrica principal; puede tener uno o varios generadores y uno o varios consumidores; debe tener la capacidad de operar de forma autónoma (aislada de la red) y conectada a la red eléctrica principal.

Aunque ya se está transitando hacia este nuevo paradigma y la implementación de redes eléctricas inteligentes (*smart-grid*) y micro-redes (*micro-grids*), existen todavía muchos problemas que resolver en el camino, como son: implementar una arquitectura de red bidireccional confiable y eficiente, desde los generadores hasta los consumidores; continuar mejorando el diseño de los convertidores de potencia que permiten integrar las energías renovables al sistema eléctrico mediante la transformación de energía continua a alterna (DC/AC) y viceversa (AC/DC) de forma que sean cada vez más confiables y eficientes; desarrollar nuevos y mejores sistemas de almacenamiento de energía para darle mayor economía, confiabilidad y resiliencia a la red; desarrollar y madurar tecnológicamente las micro-redes para que puedan ser implementadas comercialmente de

forma confiable e interactiva con la red; desarrollar y madurar tecnológicamente la infraestructura de comunicaciones de la red eléctrica inteligente; diseñar e implementar un sistema de seguridad de la información que controla la red eléctrica inteligente que tenga alta confiabilidad y robustez contra ataques cibernéticos; diseñar y desarrollar un robusto sistema de base de datos con capacidad para manejar grandes volúmenes de información; desarrollar soluciones de software de manejo de datos en la nube o *cloud computing* en inglés, con arquitecturas modulares y escalables que permitan tomar decisiones en tiempo real sin intervención humana, implementando inteligencia artificial y análisis avanzados de datos; diseñar y desarrollar protocolos para administrar de forma eficiente la demanda de energía del sistema eléctrico, tanto desde los generadores como desde los consumidores; diseñar y desarrollar protocolos y estándares que garanticen una confiabilidad, interoperabilidad y crecimiento del sistema a nivel global haciendo posible la interacción entre los sistemas eléctricos de diferentes países y la conformación de una red eléctrica global única, eficiente, sostenible y confiable.

Se trata entonces de una problemática muy diversa y compleja, dentro de la cual las micro-redes cumplen un rol importante y dentro de ellas, las unidades de generación a partir de micro-turbinas eólicas o hidráulicas son preponderantes.

1.3 Formulación del problema

El presente trabajo de tesis busca determinar en qué medida el diseño e implementación de un sistema convertidor de energía para micro-centrales de generación (micro-turbinas), es capaz de suministrar energía eléctrica a una carga trifásica de forma confiable, en términos de su respuesta a variaciones de carga y/o viento, ya sea en modo autónomo o interactivo con la red eléctrica comercial.

1.4 Justificación e importancia de la investigación

La presente investigación se justifica desde el punto de vista científico ya que, utilizando técnicas de control avanzado en electrónica de potencia y la elaboración de algoritmos de software para controladores, se propone un convertidor de energía para micro-centrales de generación, automático y flexible, capaz de suministrar energía eléctrica de forma confiable a una carga trifásica ya sea de forma autónoma o interactiva con la red eléctrica, a partir de la energía mecánica de una micro-turbina de velocidad variable. Se presenta a detalle el diseño de cada una de las cinco etapas que conforman el sistema y los resultados del funcionamiento mediante simulación Matlab-Simulink. Además, se implementa un prototipo que permite comprobar los resultados de forma experimental.

Desde el punto de vista práctico, se justifica debido a que el sistema convertidor de energía puede ser usado para generar energía eléctrica a pequeña escala, tanto en zonas rurales del Perú (o el mundo) donde no hay presencia de red eléctrica comercial y puede operar en modo autónomo, como en ciudades donde el sistema puede operar de forma interactiva con la red eléctrica comercial.

Desde el punto de vista económico, se justifica porque el sistema convertidor de energía permite el reemplazo de la energía cara y contaminante de la red eléctrica comercial, por una energía más barata y limpia que es suministrada por una micro-central de generación (micro-turbina). Además, el costo total de propiedad del sistema es bajo, debido a que una vez adquirido e instalado, el equipamiento que lo conforma tiene larga vida útil y bajo costo de mantenimiento, por lo que el costo del Kw-h que suministra el sistema será menor que el costo de la energía de la red eléctrica comercial.

Desde el punto de vista social, se justifica porque las fuentes renovables constituyen energía limpia que protege al planeta de la contaminación ambiental y el calentamiento global (reducción de emisiones de CO₂). Además, en la actualidad existen zonas rurales en el Perú que no cuentan con electrificación, pero tienen recursos hídricos y/o eólicos, por lo que este sistema pequeño, eficiente y de bajo costo podría ser una solución para llevar energía eléctrica a estas zonas remotas y mejorar la calidad de vida de su población.

1.5 Objetivos

1.5.1. Objetivo general

Diseñar e Implementar un sistema convertidor de energía para micro-centrales de generación que suministre energía eléctrica a una carga trifásica de forma confiable, frente a variaciones de carga y/o velocidad del viento (aplicado a una micro-turbina eólica), ya sea en modo de control para operación autónoma o cambiando de forma automática, a la operación en modo interactivo con la red eléctrica comercial.

1.5.2. Objetivos específicos

- Modelar una micro-turbina eólica que entregue energía mecánica en el eje de un generador de inducción. Implementar la micro-turbina eólica en un simulador.
- Modelar y diseñar un control vectorial para el convertidor del lado del generador de inducción (Convertidor 1), que suministre energía eléctrica a partir de la energía mecánica aplicada en el eje del generador. Implementar el control vectorial para el convertidor del lado del generador de inducción (Convertidor 1).

- Modelar y diseñar un enlace DC entre el convertidor del lado del generador (Convertidor 1) y el convertidor del lado de la red eléctrica comercial (Convertidor 2), que sea capaz de mantener la tensión de referencia del enlace DC, dentro de un rango acotado que permita la operación del sistema ante escenarios de déficit o superávit de generación de energía eléctrica. Implementar el enlace DC.
- Modelar y diseñar un convertidor controlado en el lado de la red (Convertidor 2) que permita suministrar potencia eléctrica a una carga trifásica ya sea en modo de operación autónomo o interactivo con la red eléctrica comercial. Implementar el convertidor controlado en el lado de la red (Convertidor 2).
- Modelar y diseñar un filtro de armónicos para obtener una corriente sinusoidal a la salida del sistema convertidor de energía. Implementar el filtro de armónicos.
- Modelar, diseñar e implementar una estrategia de control centralizada que permita una adecuada interacción de todos los componentes del sistema.

1.6 Hipótesis

1.6.1 Hipótesis principal

- Si se diseña e implementa adecuadamente un sistema convertidor de energía para micro-centrales de generación, entonces será posible suministrar energía eléctrica a una carga trifásica de forma confiable, frente a variaciones de carga y/o velocidad del viento (aplicado a una micro-turbina eólica), ya sea en modo de control para operación autónoma o cambiando de forma automática, a la operación en modo interactivo con la red eléctrica comercial.

1.6.2 Hipótesis secundarias

- Si se modela e implementa adecuadamente una micro-turbina eólica será posible entregar energía mecánica en el eje de un generador de inducción mediante un simulador, de forma análoga a una micro-turbina eólica real.
- Si se modela, diseña e implementa adecuadamente un control vectorial para el convertidor de lado del generador de inducción (Convertidor 1), será posible suministrar energía eléctrica a partir de la energía mecánica aplicada en el eje del generador.
- Si se modela, diseña e implementa adecuadamente un enlace DC entre el convertidor del lado del generador (Convertidor 1) y el convertidor del lado de la red (Convertidor 2), será posible mantener la tensión de referencia del enlace DC, dentro de un rango acotado que permita la operación del sistema ante escenarios de déficit o superávit de generación de energía eléctrica.

- Si se modela, diseña e implementa adecuadamente un convertidor controlado en el lado de la red (Convertidor 2), será posible suministrar potencia eléctrica a una carga trifásica ya sea en modo de operación autónomo o interactivo con la red eléctrica comercial.
- Si se modela, diseña e implementa adecuadamente un filtro de armónicos, será posible obtener una corriente sinusoidal a la salida del sistema convertidor de energía.
- Si se modela, diseña e implementa adecuadamente una estrategia de control centralizada, será posible una adecuada interacción de todos los componentes del sistema.

1.7 Variables e indicadores

1.7.1 Para la hipótesis principal:

1.7.1.1 Variables

La variable independiente es:

- El uso del sistema convertidor de energía para micro-centrales de generación.

La variable dependiente es:

- El suministro de energía eléctrica a una carga trifásica de forma confiable, frente a variaciones de carga y/o viento (aplicado a una micro-turbina eólica), ya sea en modo de control para operación autónoma o interactiva con la red eléctrica comercial.

1.7.1.2 Indicadores

El indicador de la variable independiente es:

- El estado de encendido o apagado del sistema, que se visualiza en la pantalla del prototipo del convertidor de energía.

Los indicadores de la variable dependiente son:

- La medición de la velocidad del viento en la micro-turbina eólica.
- La medición de los voltajes y las corrientes entregadas a la carga.
- La medición de los voltajes y las corrientes entregadas a la red.

1.7.2 Para las hipótesis secundarias:

1.7.2.1 Variables

Las variables independientes son:

- El uso de la micro-turbina eólica.
- El uso del convertidor del lado del generador (Convertidor 1).
- El uso del enlace DC.

- El uso del convertidor controlado en el lado de la red (Convertidor 2).
- El uso del filtro de armónicos.
- El uso del control centralizado.

Las variables dependientes son:

- El suministro de energía mecánica en el eje del generador de inducción.
- El suministro de energía eléctrica a partir de la energía mecánica en el eje del generador de inducción.
- El valor de la tensión DC de referencia.
- El suministro de potencia eléctrica a una carga trifásica.
- El suministro de corriente sinusoidal a la salida del sistema convertidor de energía.
- La adecuada interacción de todos los componentes del sistema.

1.7.2.2 Indicadores

Los indicadores de las variables independientes son:

- La medición de la velocidad en el eje de la micro-turbina eólica.
- La medición de los voltajes de activación de los IGBTs del convertidor 1.
- La medición del voltaje y la corriente en el enlace DC.
- La medición de los voltajes de activación de los IGBTs del convertidor 2.
- La medición de los voltajes y las corrientes en la entrada del filtro de armónicos.
- El estado de encendido o apagado en la pantalla del control centralizado.

Los indicadores de las variables dependientes son:

- La medición del torque en el eje del generador de inducción.
- La medición de voltaje y corriente en el lado DC del convertidor 1.
- La medición de voltaje en los condensadores del enlace DC.
- La medición de los voltajes y las corrientes en el convertidor 2.
- La medición de los voltajes y las corrientes en la salida del filtro de armónicos.
- La medición de los voltajes y las corrientes en todos los componentes del sistema (convertidor 1, convertidor 2, enlace DC, filtro de armónicos), en la carga y en la red.

1.8 Unidad de análisis

La unidad de análisis es el sistema convertidor de energía, entendido éste como un conjunto de componentes que convierten la energía mecánica de la micro-turbina eólica en energía eléctrica que se suministra a una carga trifásica de forma autónoma o interactiva con la red eléctrica comercial.

1.9 Tipo y nivel de investigación

En cuanto al tipo de investigación, el presente trabajo consta de una parte científico-experimental y otra aplicada. En la parte científico-experimental se demuestran las hipótesis planteadas a través del modelamiento y diseño del sistema convertidor de energía siguiendo los pasos del método científico y demostrando su funcionamiento mediante simulación por software. En la parte aplicada se implementa un prototipo que busca resolver de forma práctica la necesidad de generar energía eléctrica confiable y de calidad a partir de fuentes renovables como son las micro-centrales de generación eólicas o hidráulicas.

En cuanto al nivel de la investigación es de Maestría en Ciencias debido a que aborda temas vigentes en maestrías, doctorados y publicaciones científicas a nivel mundial en el ámbito de las micro-redes, generación distribuida y la red eléctrica inteligente, como son el funcionamiento de las turbinas eólicas y su interacción con los generadores de potencia (en este caso se usa un generador de inducción pero podría ser de imanes permanentes o síncrono), el control del doble convertidor (también llamado *back-to-back* en inglés), el control del enlace DC y la implementación de convertidores DC-DC como parte del enlace, el filtrado de armónicos, el funcionamiento de los convertidores en modo aislado y modo conectado a la red eléctrica. Como aportes principales del presente trabajo de tesis se destacan el desarrollo de un control centralizado para lograr la adecuada interacción de todos los componentes del sistema; la inclusión de un convertidor DC-DC bidireccional como parte del enlace DC del sistema para darle mayor inercia ante perturbaciones y/o variaciones de carga, y mejor capacidad de respuesta al funcionamiento en modo autónomo; el modelamiento en Matlab-Simulink del sistema convertidor de energía completo y la posibilidad de verificar los resultados mediante simulación, ante diferentes escenarios de carga y/o viento, ya sea en modo de control para operación autónoma o cambiando de forma automática, a la operación en modo interactivo con la red eléctrica comercial; y la implementación de un prototipo del sistema convertidor de energía para realizar pruebas de funcionamiento con cargas reales y verificar los resultados.

1.10 Período de análisis

Debido a que los datos a analizar (velocidad del viento, velocidad en el eje del generador de inducción, voltajes y corrientes que se generan en el sistema convertidor de energía y la red) son medidos en tiempo real, los resultados serán independientes del período de tiempo en que se tomen los datos. La simulación por software se realiza en un período de tiempo de 1.2 segundos, tiempo corto debido al costo computacional que

implica la ejecución de cada simulación, pero suficiente para analizar todos los escenarios propuestos. Las pruebas con el prototipo se realizan durante un período de tiempo de 3 minutos, también suficiente para analizar los resultados.

1.11 Fuentes de información e instrumentos utilizados

Las fuentes de información utilizadas para la elaboración del presente trabajo están listadas en la bibliografía, se trata de libros, enlaces digitales y artículos técnicos publicados por diferentes investigadores y que han sido obtenidos a través de la librería digital IEEE Xplore, ScieneDirect o de otros sitios en Internet.

Se obtuvo también información a través de los manuales y especificaciones técnicas de los equipos que forman parte del prototipo del convertidor de energía, como son el generador de inducción, variador de velocidad, inversor híbrido, micro-controlador Arduino Mega, y para el desarrollo de la simulación por software, fueron útiles los tutoriales de ayuda del software Matlab-Simulink y su manual de referencia.

1.12 Técnicas de recolección y procesamiento de datos

La recolección de datos en la simulación se realiza mediante sensores de señal incluidos en la librería del software Matlab-Simulink. En la implementación del prototipo se realiza mediante medición directa. Se utiliza un sensor inductivo para medir la velocidad en el eje del generador de inducción, un circuito electrónico divisor de tensión para medir el voltaje en el enlace DC, voltímetros y amperímetros para medir los voltajes y corrientes en los convertidores. Un osciloscopio y un multímetro para medir los voltajes y corrientes en la carga y en la red.

El procesamiento de los datos para la simulación se realiza mediante el uso de la herramienta de software computacional Matlab-Simulink. Para el prototipo, mediante el uso de un microcontrolador programable modelo Arduino-Mega.

CAPÍTULO II

MARCO TEÓRICO Y MARCO CONCEPTUAL

2.1 La máquina de inducción trifásica

La figura 2.1 muestra una máquina de inducción con rotor del tipo jaula. El devanado del estator se constituye por tres arrollamientos de cobre, desfasados 120° entre cada uno de los otros dos, con 2p polos. Si se aplica un conjunto trifásico equilibrado de voltajes al estator, fluirá de él un conjunto trifásico de corrientes y se generará una fuerza magnetomotriz (f.m.m.) distribuida sinusoidalmente por todo el entrehierro del estator [33].

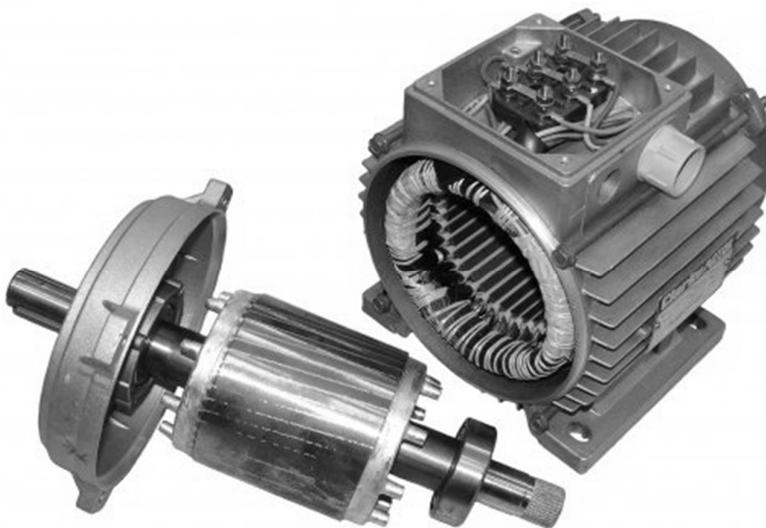


Figura 2.1 Máquina de inducción típica con el rotor del tipo jaula.

(Fuente: referencia [11])

Este sistema equilibrado de corrientes (trifásico) da lugar, en virtud del teorema de Ferraris, a un campo magnético giratorio cuya velocidad es conocida como velocidad de sincronismo. Cuando esta velocidad se mide en r.p.m. se la denomina n_1 y se calcula a partir de la frecuencia f_1 de las corrientes del estator mediante este cociente:

$$n_1 = \frac{60 f_1}{p} \quad (2.1)$$

Donde p es el número de pares de polos de la máquina. Como el rotor gira a una velocidad diferente de la del campo magnético del estator, sus bobinas están sometidas a la acción de un flujo magnético variable y se inducen fuerzas electro motrices (f.e.m.s) de rotación en ellas. El devanado del rotor está en cortocircuito, luego estas f.e.m.s producen la circulación de corrientes en el rotor que, al interactuar con el campo magnético del estator, originan un par en el eje de la máquina. Por la Ley de Lenz, este par mecánico intentará reducir las variaciones de flujo magnético en el devanado del rotor y, por lo tanto, tratará de hacerlo girar a la misma velocidad que el campo magnético giratorio (ya que las variaciones de flujo en las bobinas del rotor son debidas al movimiento relativo del campo giratorio con respecto al rotor), pero sin conseguirlo nunca, ya que entonces no habría corrientes en el rotor ni, por consiguiente, par en el eje de la máquina [33].

La velocidad de estas máquinas es, por tanto, ligeramente distinta a la de sincronismo, de ahí su nombre de asíncronas. Por otra parte, las corrientes que circulan por el rotor aparecen por inducción electromagnética, de ahí su otro nombre de máquinas de inducción. Cuando la máquina actúa como motor, la velocidad del rotor es inferior a la de sincronismo y se genera un par motor. Para que esta máquina actúe como generador es preciso moverla con una máquina motriz externa de forma que su velocidad supere a la de sincronismo. En este caso aparece un par de frenado en su eje [33].

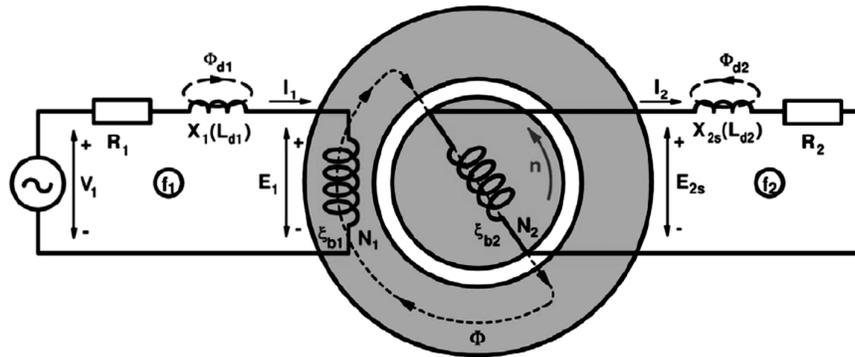


Figura 2.2 Esquema por fase del circuito equivalente de la máquina de inducción
(Fuente: referencia [33])

Del esquema de la figura 2.2 se obtiene:

$$V_1 = E_1 + I_1(R_1 + jX_1) \quad (2.2)$$

$$E_{2s} = I_2(R_2 + jX_{2s}) \quad (2.3)$$

Donde:

- R_1 o R_s = Resistencia del bobinado del Estator por fase (ohm).
- R_2 o R_r = Resistencia del bobinado del Rotor por fase (ohm).
- X_1 o X_s = $(L_1$ o $L_s)$ Reactancia de dispersión del Estator por fase (ohm).
- X_2 o X_r = $(L_2$ o $L_r)$ Reactancia de dispersión del Rotor por fase (ohm).
- E_1 o E_s = f.e.m. inducida en el estator por fase (V).
- E_{2s} o E_r = f.e.m. inducida en el rotor por fase (V).
- V_1 o V_s = Tensión de fase del Estator (V).
- I_1 o I_s = Corriente de fase del Estator (A).
- I_2 o I_r = Corriente de fase del Rotor (A).
- N_1 o N_s = Número de espiras efectivas en serie por fase del estator.
- N_2 o N_r = Número de espiras efectivas en serie por fase del rotor.
- n_1 o n_s = Veloc. del campo en el estator o veloc. de sincronismo (r.p.m.).
- n o n_r = Velocidad del Rotor (r.p.m.).
- ξ_{b1} = Factor de bobinado del Estator.
- ξ_{b2} = Factor de bobinado del Rotor.

Además, en un motor asíncrono se simplifica el análisis cuando se sustituye su rotor real por otro equivalente que se denomina “reducido al estator”. En la figura 2.3 se muestra el circuito equivalente por fase de la máquina de inducción con el rotor reflejado hacia el estator [33].

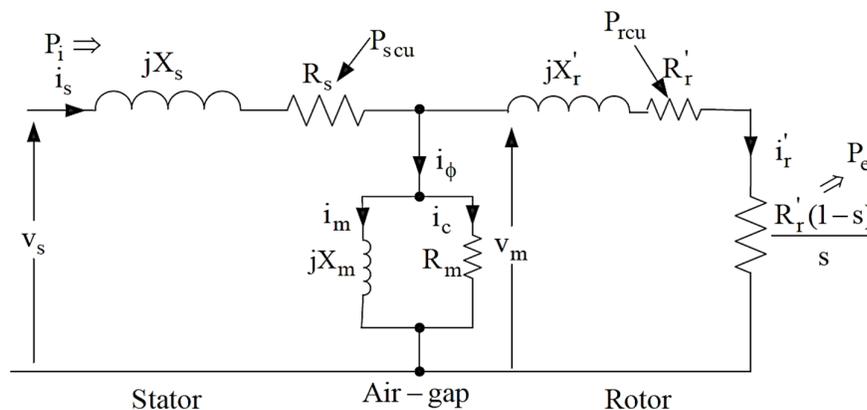


Figura 2.3 Circuito equivalente por fase de la máquina de inducción
(Fuente: referencia [22])

Del circuito equivalente de la figura 2.3 se obtiene:

$$I_s = I_0 + I'_r \quad (2.4)$$

$$I_0 = I_m + I_c \quad (2.5)$$

$$V_s = V_m + I_s(R_s + jX_s) \quad (2.6)$$

$$V_m = I'_r(R'_r + jX'_r) + I'_r R'_r \left(\frac{1-s}{s}\right) \quad (2.7)$$

2.2 Transformaciones de sistemas de referencia: Clarke y Park

Debido a que la máquina de inducción trifásica presenta un modelo matemático multivariable, no lineal y altamente acoplado, es conveniente realizar transformaciones matemáticas para simplificar su análisis y su posterior aplicación en el control vectorial. A continuación, se describen las transformaciones de Clarke y Park, utilizadas en la teoría de control de convertidores trifásicos. [18], [22], [26], [28], [31].

Para el caso de un sistema balanceado, la transformación de Clarke convierte las componentes del dominio del tiempo de un sistema de tres fases de un marco de referencia estacionario “a-b-c”, en un sistema de dos fases de un marco de referencia estacionario ortogonal “ α - β ”. Si el sistema es desbalanceado, será necesario incluir la componente de secuencia cero y el marco de referencia será: “ α - β -0”. De forma similar, la transformación de Park convierte las componentes del dominio del tiempo del mismo sistema de referencia estacionario “a-b-c”, en un sistema de dos fases en un marco de referencia giratorio ortogonal “d-q”, en caso el sistema sea balanceado y “d-q-0” en caso se trate de un sistema desbalanceado. Como se muestra en la figura 2.4, es posible llegar a la representación del marco de referencia giratorio “d-q” o “d-q-0” pasando por la transformación de Clarke o directamente con la transformación de Park. [22], [26], [28].

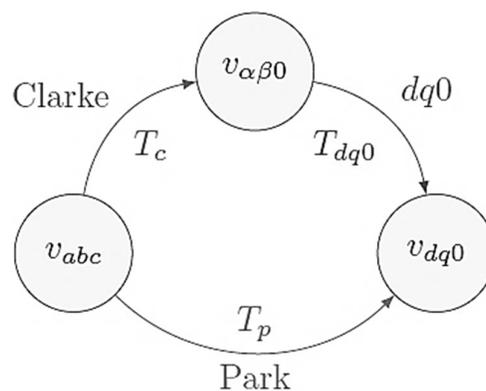


Figura 2.4 Relación entre los ejes de referencia trifásicos “a-b-c” y las transformaciones de Clarke (ejes “ α - β -0”) y Park (ejes “d-q-0”). (Fuente: referencia [28])

En la figura 2.5 se visualiza de forma gráfica el funcionamiento de las transformaciones de Clarke y Park para sistemas trifásicos balanceados. En a) se muestran los marcos de referencia, siendo que el marco “ α - β ” es ortogonal y el eje “ α ” coincide con el eje “a”, además el marco “d-q” es también ortogonal y gira a una velocidad angular ω_e . En b) se muestra la representación del mismo sistema en cada marco de referencia y se evidencia que para este caso, si la velocidad angular ω_e es igual a la velocidad del campo que generan los voltajes trifásicos del estator, en el marco de referencia giratorio “d-q” el sistema se representa por valores constantes en el tiempo. [22], [26], [28].

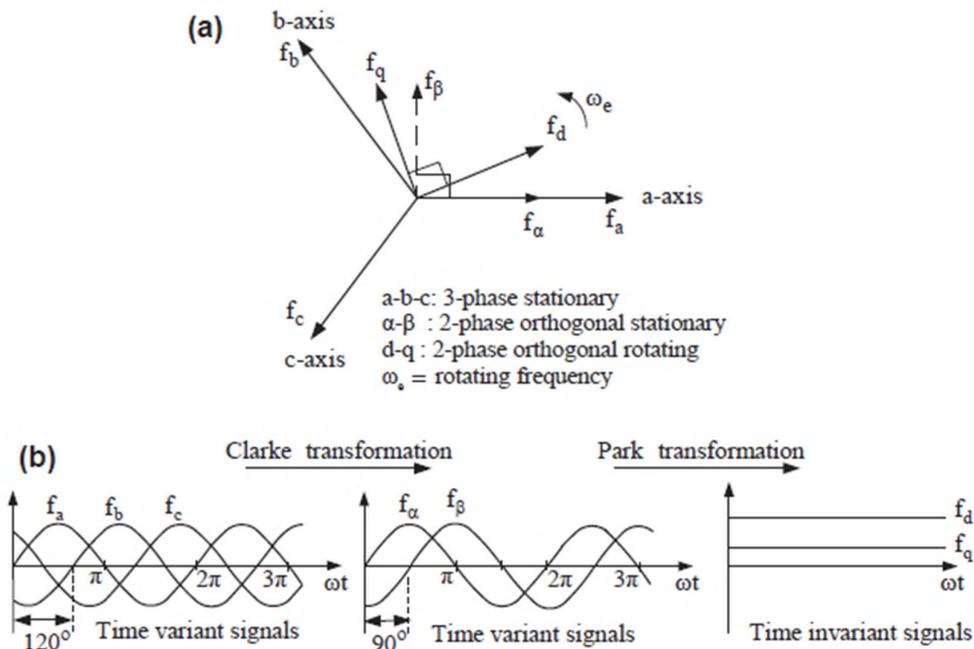


Figura 2.5 Transformaciones de Clarke y Park para sistemas trifásicos balanceados.

a) Representación vectorial, b) Representación en el dominio del tiempo.

(Fuente: referencia [22])

En la figura 2.6 se visualiza de forma gráfica el funcionamiento de las transformaciones de Clarke y Park para sistemas trifásicos genéricos bajo tres escenarios: en (i) se muestra el comportamiento para un sistema trifásico balanceado, en (ii) un sistema trifásico desbalanceado y en (iii) un sistema trifásico balanceado, pero con contenido armónico de 1er, 5to y 7mo orden. Se verifica que para el escenario (i) la componente de secuencia cero no afecta el comportamiento del sistema y puede ser despreciada. Sin embargo, esto no es así cuando se trata de un sistema desbalanceado como en el escenario (ii). [28].

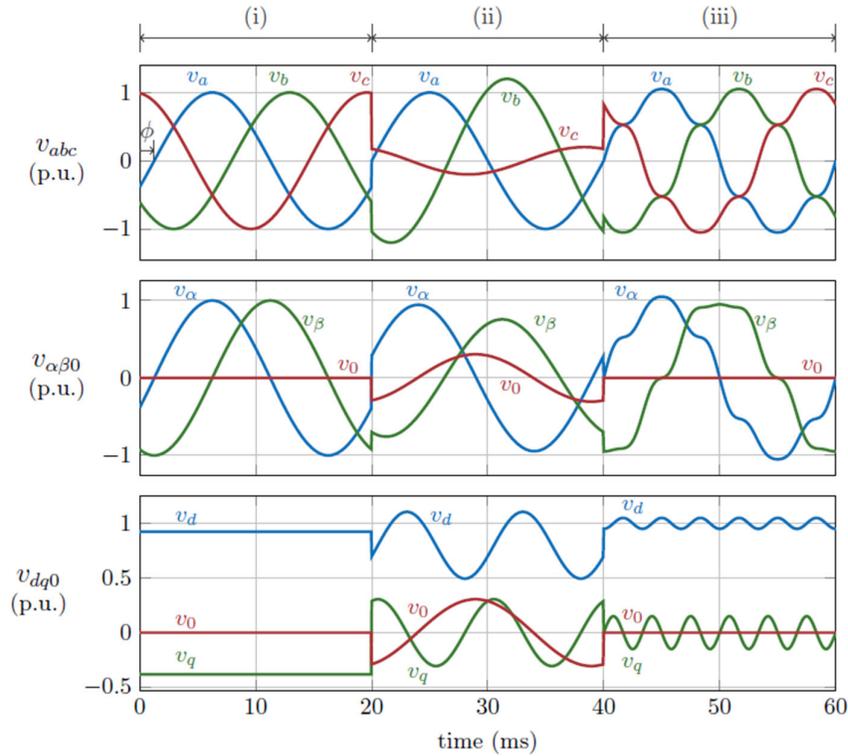


Figura 2.6 Transformaciones de Clarke y Park para sistemas trifásicos genéricos.
 (i) Sistema balanceado, (ii) Sistema desbalanceado y (iii) Sistema con armónicos.
 (Fuente: referencia [28])

Entonces, si se considera una máquina asíncrona de inducción trifásica con tres devanados en el estator “a”, “b”, “c” desfasados en el espacio 120° grados eléctricos con “ N_s ” espiras por polo y por fase y factor de devanado “ ξ_{b1} ” que llevan respectivamente las corrientes:

$$i_a = I_m \cdot \cos(\omega_e t) \quad (2.8)$$

$$i_b = I_m \cdot \cos(\omega_e t - 120^\circ) \quad (2.9)$$

$$i_c = I_m \cdot \cos(\omega_e t + 120^\circ) \quad (2.10)$$

De forma general se considera que el sistema está balanceado y la distribución de la fuerza magneto-motriz F_{mm} es senoidal y puede ser proyectada sobre los ejes “ α y β ” tal como se muestra en la figura 2.7 y se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$F_\alpha = \frac{4}{\pi} \cdot N_s \cdot \xi_{b1} [i_a + i_b \cos(120^\circ) + i_c \cos(240^\circ)] \quad (2.11)$$

$$F_\beta = \frac{4}{\pi} \cdot N_s \cdot \xi_{b1} [i_a \sin(0^\circ) + i_b \sin(120^\circ) + i_c \sin(240^\circ)] \quad (2.12)$$

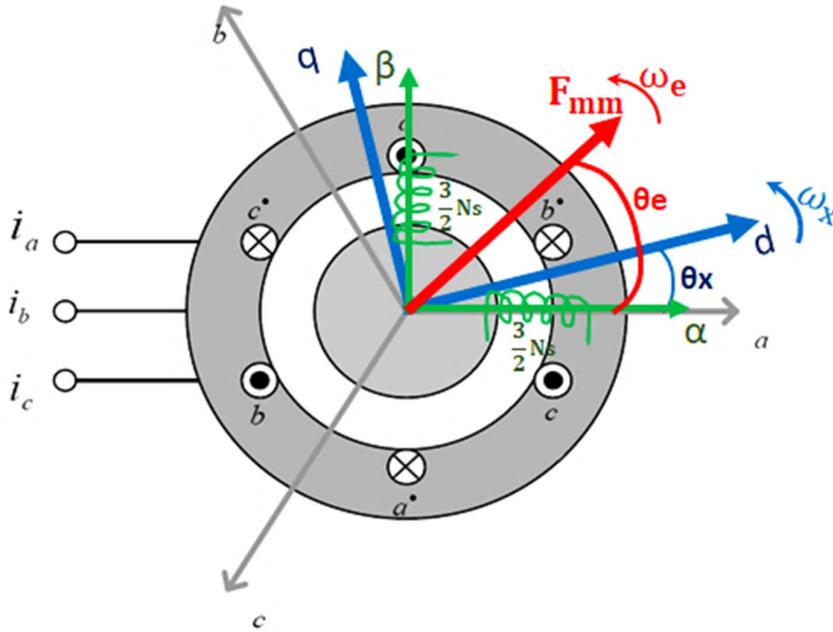


Figura 2.7 Relación entre los ejes de referencia trifásicos “a-b-c” y bifásicos “α-β”
(Fuente: Elaboración Propia)

Además, en el devanado bifásico se tiene $\frac{3N_s}{2}$ espiras por polo y por fase y produce en los ejes “α y β” las fuerzas magneto-motrices siguientes:

$$F_\alpha = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{3N_s}{2} \cdot \xi_{b1} [i_\alpha] \quad (2.13)$$

$$F_\beta = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{3N_s}{2} \cdot \xi_{b1} [i_\beta] \quad (2.14)$$

Por lo que al igualar las fuerzas magneto-motrices se obtiene:

$$i_\alpha = \frac{2}{3} \cdot [i_a - \frac{i_b}{2} - \frac{i_c}{2}] \quad (2.15)$$

$$i_\beta = \frac{2}{3} \cdot [0 + \frac{\sqrt{3}}{2} i_b - \frac{\sqrt{3}}{2} i_c] \quad (2.16)$$

Las ecuaciones 2.15 y 2.16 representan los valores de las corrientes que deben circular por el devanado bifásico para que produzca la misma fuerza magneto-motriz que el sistema trifásico. Para efectos de la formalización matemática de la transformación, se debe agregar una tercera variable de secuencia cero “ i_0 ” tal que:

$$i_0 = \frac{1}{3} \cdot [i_a + i_b + i_c] \quad (2.17)$$

$$[i_a + i_b + i_c] = 0 \rightarrow i_0 = 0 \quad (2.18)$$

Por lo tanto, se puede expresar la transformación directa de Clarke de la forma siguiente:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Y la transformación inversa de Clarke de la forma siguiente:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Como se puede observar en la figura 2.7, se tiene los devanados fijos “ α ” y “ β ” desfasados en el espacio por 90° , por los cuales circulan las corrientes “ i_α ” e “ i_β ” respectivamente, ahora se quiere sustituir el efecto de estos devanados estáticos por otro conjunto de dos devanados “d” y “q” situados entre sí a 90° pero que se mueven a velocidad arbitraria ω_x respecto del primero. Ambos conjuntos deben producir la misma fuerza magneto-motriz F_{mm} en el entrehierro de la máquina y por lo tanto al igualar sus fuerzas magneto-motrices se obtiene:

$$F_d = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{3.N_s}{2} \cdot \xi_{b1} [i_\alpha \cos(\theta_x) + i_\beta \sin(\theta_x)] \quad (2.21)$$

$$F_q = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{3.N_s}{2} \cdot \xi_{b1} [-i_\alpha \sin(\theta_x) + i_\beta \cos(\theta_x)] \quad (2.22)$$

En el devanado bifásico giratorio se tienen también $\frac{3.N_s}{2}$ espiras por polo y por fase y por consiguiente se produce en los ejes “d” y “q” la fuerza magneto-motriz siguiente:

$$F_d = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{3.N_s}{2} \cdot \xi_{b1} \cdot [i_d] \quad (2.23)$$

$$F_q = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{3.N_s}{2} \cdot \xi_{b1} \cdot [i_q] \quad (2.24)$$

Iguando las ecuaciones 2.21 con 2.23 y 2.22 con 2.24 se obtiene:

$$i_d = i_\alpha \cos(\theta_x) + i_\beta \sin(\theta_x) \quad (2.25)$$

$$i_q = -i_\alpha \sin(\theta_x) + i_\beta \cos(\theta_x) \quad (2.26)$$

De igual forma, para efectos de la formalización matemática de la transformación se debe agregar una tercera variable de secuencia cero “ i_0 ” que en este caso es idéntica en ambos sistemas de referencia (“ α - β ” y “ d - q ”) por lo que se obtiene así una transformación de “ α - β ” a “ d - q ” y viceversa de la forma:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_x) & \text{sen}(\theta_x) & 0 \\ -\text{sen}(\theta_x) & \cos(\theta_x) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_x) & -\text{sen}(\theta_x) & 0 \\ \text{sen}(\theta_x) & \cos(\theta_x) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Si se reemplaza la ecuación 2.19 en 2.27 para una frecuencia de giro arbitraria w_x tal que $\theta_x = w_x \cdot t$, se obtiene la transformación directa de Park:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_x) & \cos(\theta_x - 120^\circ) & \cos(\theta_x + 120^\circ) \\ -\text{sen}(\theta_x) & -\text{sen}(\theta_x - 120^\circ) & -\text{sen}(\theta_x + 120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Si se reemplaza la ecuación 2.28 en 2.20 para una frecuencia de giro arbitraria w_x tal que $\theta_x = w_x \cdot t$, se obtiene la transformación inversa de Park:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_x) & -\text{sen}(\theta_x) & 1 \\ \cos(\theta_x - 120^\circ) & -\text{sen}(\theta_x - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta_x + 120^\circ) & -\text{sen}(\theta_x + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Si la frecuencia a la que gira el marco de referencia “ d - q ” es igual a la frecuencia eléctrica de la red que alimenta el estator de la máquina de inducción, entonces $w_x = w_e$, $\theta_x = \theta_e$ y la fuerza magneto-motriz F_{mm} que gira también a la velocidad w_e podrá ser representada en el marco de referencia “ d - q ” por valores constantes que simplifican el análisis y el control de la máquina.

2.3 Modelamiento matemático de la máquina de inducción trifásica

Se representa el modelo dinámico de una máquina de inducción tipo jaula en el sistema giratorio “ d - q ” con velocidad arbitraria w_e (velocidad de sincronismo) expresado por las ecuaciones eléctricas del estator y rotor, las ecuaciones de los flujos concatenados y del torque eléctrico desarrollado de la forma siguiente [18], [22], [31]:

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^e \\ v_{ds}^e \\ v_{qr}^e \\ v_{dr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & w_e L_s & L_m p & w_e L_m \\ -w_e L_s & R_s + L_s p & -w_e L_m & L_m p \\ L_m p & (w_e - w_r) L_m & R_r + L_r p & (w_e - w_r) L_r \\ -(w_e - w_r) L_m & L_m p & -(w_e - w_r) L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \\ i_{qr}^e \\ i_{dr}^e \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Donde w_r es la velocidad del rotor y w_{sl} es la velocidad relativa entre la velocidad angular del flujo del rotor y la velocidad angular eléctrica del rotor:

$$w_{sl} = w_e - w_r \quad (2.32)$$

Los flujos concatenados del estator y el rotor se representan por:

$$\lambda_{qs}^e = \psi_{qs}^e = L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \quad \left. \vphantom{\lambda_{qs}^e} \right\} \text{ Estator} \quad (2.33)$$

$$\lambda_{ds}^e = \psi_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \quad \left. \vphantom{\lambda_{ds}^e} \right\} \text{ Estator} \quad (2.34)$$

$$\lambda_{qr}^e = \psi_{qr}^e = L_r i_{qr}^e + L_m i_{qs}^e \quad \left. \vphantom{\lambda_{qr}^e} \right\} \text{ Rotor} \quad (2.35)$$

$$\lambda_{dr}^e = \psi_{dr}^e = L_r i_{dr}^e + L_m i_{ds}^e \quad \left. \vphantom{\lambda_{dr}^e} \right\} \text{ Rotor} \quad (2.36)$$

Y el módulo del flujo rotórico referido al estator será:

$$|\lambda_r^e| = \sqrt{\lambda_{qr}^e{}^2 + \lambda_{dr}^e{}^2} \quad (2.37)$$

Siendo el torque eléctrico desarrollado:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (i_{qs}^e \cdot \lambda_{dr}^e - i_{ds}^e \cdot \lambda_{qr}^e) \quad (2.38)$$

Si el eje directo del sistema de referencia giratorio “d-q” está alineado con el flujo del rotor λ_r^e entonces las ecuaciones generales se simplifican y la componente en cuadratura del flujo rotórico referido al estator es cero: $\lambda_{qr}^e = 0$, teniendo como resultado que $\lambda_r^e = \lambda_{dr}^e$, es decir que el flujo solo tiene componente en el eje directo.

Se escriben las ecuaciones de las corrientes del rotor i_{dr}^e , i_{qr}^e en función de las corrientes del estator i_{ds}^e , i_{qs}^e empleando las ecuaciones 2.33 a 2.36 y se obtiene:

$$i_{qr}^e = \frac{1}{L_r} \lambda_{qr}^e - \frac{L_m}{L_r} i_{qs}^e \quad (2.39)$$

$$i_{dr}^e = \frac{1}{L_r} \lambda_{dr}^e - \frac{L_m}{L_r} i_{ds}^e \quad (2.40)$$

Además, las dos ecuaciones de tensión del rotor v_{dr}^e , v_{qr}^e se igualan a cero por encontrarse en corto circuito (rotor tipo jaula) y se obtienen las siguientes expresiones:

$$0 = Lm.p.i_{qs}^e + W_{sl}.Lm.i_{ds}^e + (R_r + L_r.p).i_{qr}^e + W_{sl}.L_r.i_{dr}^e \quad (2.41)$$

$$0 = -W_{sl}.Lm.i_{qs}^e + Lm.p.i_{ds}^e - W_{sl}.L_r.i_{qr}^e + (R_r + L_r.p).i_{dr}^e \quad (2.42)$$

Al sustituir las corrientes del rotor por las ecuaciones 2.39 y 2.40, se obtienen las ecuaciones en función de las componentes del flujo rotórico:

$$0 = p.\lambda_{qr}^e + \frac{R_r}{L_r}\lambda_{qr}^e - \frac{R_r}{L_r}.Lm.i_{qs}^e + W_{sl}.\lambda_{dr}^e \quad (2.43)$$

$$0 = p.\lambda_{dr}^e + \frac{R_r}{L_r}\lambda_{dr}^e - \frac{R_r}{L_r}.Lm.i_{ds}^e - W_{sl}.\lambda_{qr}^e \quad (2.44)$$

Como $\lambda_{qr}^e = 0$, de las ecuaciones 2.43 y 2.44 se obtiene que:

$$W_{sl} = \frac{R_r.Lm}{L_r.\lambda_{dr}^e} i_{qs}^e \quad (2.45)$$

$$\frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d}{dt} \lambda_{dr}^e + \lambda_{dr}^e = Lm.i_{ds}^e \quad (2.46)$$

Por lo tanto, la ecuación de torque queda simplificada a:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{Lm}{L_r} \cdot \lambda_{dr}^e \cdot i_{qs}^e \quad (2.47)$$

Además, de las ecuaciones 2.46 y 2.47 se puede obtener una relación entre el flujo rotórico y la corriente en el eje directo i_{ds}^e y una relación entre el torque eléctrico y la corriente en el eje de cuadratura i_{qs}^e de la forma siguiente:

$$i_{ds}^e = \frac{1}{Lm} \cdot \left(1 + \frac{L_r}{R_r} \cdot p\right) \cdot \lambda_{dr}^e \quad (2.48)$$

$$i_{qs}^e = \frac{T_e}{\frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{Lm}{L_r} \cdot \lambda_{dr}^e} \quad (2.49)$$

Para determinar la posición Θ_e donde el eje "d" del sistema giratorio "d-q" queda alineado con el flujo rotórico de la máquina, se mide con un tacómetro la velocidad en el eje del rotor de la máquina de inducción w_r , se calcula con la ecuación 2.45 la velocidad de deslizamiento w_{sl} y se obtiene:

$$\Theta_e = \int (w_r + w_{sl}) \quad (2.50)$$

Mientras el flujo λ_{dr}^e se mantenga constante, la componente en el eje directo de la corriente i_{ds}^e actúa sobre el campo del rotor λ_{dr}^e (ecuación 2.48); mientras que la componente en cuadratura i_{qs}^e actúa sobre la generación de torque T_e (ecuación 2.49) y bajo estas condiciones el flujo depende únicamente de i_{ds}^e y el torque depende únicamente de i_{qs}^e .

Se presentan las ecuaciones que describen la dinámica de la máquina de inducción con carga y se obtiene:

$$J \cdot \frac{d(wm)}{dt} + Bm(wm) = T_e - T_l = Kt(i_{qs}^e) - Bl(wm) \quad (2.51)$$

$$J \cdot \frac{d(wr)}{dt} + Bm(wr) = \frac{p}{2} Kt(i_{qs}^e) - Bl(wr) \quad (2.52)$$

En donde los parámetros: $p = \frac{P}{2}$, $T_e = Kt(i_{qs}^e)$, $T_l = Bl(wm)$, $Kt = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \frac{Lm}{Lr} \cdot \lambda_{dr}^e$ y $wr = \left(\frac{p}{2}\right) wm$. Siendo p : pares de polos, T_e : Torque eléctrico, T_l : Torque de la carga, Bl : Coeficiente de fricción viscosa de la carga, Bm : Coeficiente de fricción viscosa de la máquina de inducción, J : Coeficiente de inercia de la máquina de inducción. Wr : velocidad eléctrica del rotor, wm : velocidad mecánica del rotor.

2.4 El control vectorial

El principio del método de control vectorial o control de campo orientado (*Field Oriented Control*, en inglés) fue desarrollado por Hasse y Blaschke a finales de los años 60 (Hasse, 1969; Blaschke, 1972). Este control se basa en la transformación de un sistema trifásico estacionario representado por las corrientes de fase del estator (i_a , i_b , i_c) a un sistema de coordenadas bifásico rotatorio representado en un plano imaginario “d-q” que gira a la velocidad angular del campo del rotor. En este plano se obtienen las corrientes i_{ds}^e e i_{qs}^e , alineadas con los ejes ortogonales “d” y “q” respectivamente. La obtención de este nuevo marco de referencia conduce a un modelo matemático para el motor cuyo comportamiento es equivalente al de una máquina de corriente continua [4], [22].

La expresión de par electromagnético (T_e) en una máquina de corriente continua cuando el efecto de saturación es despreciado, se puede definir mediante la ecuación:

$$T_e = K \cdot [I_f] \cdot [I_a] \quad (2.53)$$

Las variables I_a (corriente de armadura) e I_f (corriente de campo) son las variables de control en una máquina de corriente continua y pueden considerarse como vectores ortogonales o desacoplados. En condiciones normales, la corriente I_f se mantiene constante e igual a su valor nominal, por lo que el par T_e será proporcional a la corriente I_a .

En una máquina de inducción, sin embargo, entre el flujo y el par existe un gran acoplamiento. En el marco de referencia bifásico giratorio si la componente de corriente i_{ds}^e se hace coincidir en fase con el flujo magnético del rotor, se puede establecer una analogía entre la componente i_{ds}^e y la corriente de campo I_f del motor de corriente continua, así como entre la componente i_{qs}^e y la corriente de armadura I_a . De esta forma, el par de una máquina de inducción se puede expresar según la ecuación:

$$T_e = K \cdot [i_{ds}^e] \cdot [i_{qs}^e] \quad (2.54)$$

De esta forma manteniendo el flujo magnético constante (i_{ds}^e constante), se puede realizar el control del par (T_e) mediante la corriente i_{qs}^e , ya que ambos vectores son ortogonales y están por lo tanto desacoplados, pudiéndose modificar y regular de manera independiente [4].

Las técnicas de control vectorial pueden clasificarse en dos grandes grupos según el método usado para el cálculo de la posición del vector de flujo rotórico (que es el que determina el sistema de referencia):

- Métodos directos: fue sugerido inicialmente por Blaschke, y se basa en la medida directa mediante sensores de la magnitud y posición del flujo rotórico. Requiere situar sondas de efecto Hall o bobinas exploradoras en el entrehierro o en las ranuras del estator. Es un método que se usa muy poco en la actualidad ya que requiere la modificación de la máquina y las sondas se ven muy afectadas por cambios en la temperatura, además de ser mecánicamente frágiles [4].
- Métodos indirectos: propuestos por Hasse se basan en determinar el flujo rotórico a partir del modelo matemático de la máquina de inducción y midiendo las variables fácilmente accesibles como las corrientes y velocidad o posición. Estos métodos implican conocer también los parámetros de la máquina de manera precisa. Por tanto, son generalmente más sensibles a la variación de los parámetros durante la operación. La figura 2.8 muestra el esquema general de un sistema de control por campo orientado

Puede verse por lo descrito hasta el momento, que la ventaja que supone el control vectorial a la hora del diseño del control por su analogía con el motor de corriente continua, implica una complejidad importante cuando se desean diseñar controles de altas prestaciones en un rango amplio de velocidades. La complejidad de los modelos necesarios no sólo aparecerá en el momento del diseño sino también en el de la implementación debido a la potencia de cálculo necesaria. Sin embargo, la complejidad y el aumento de precio que suponen la electrónica de control y el convertidor frente al uso de un motor (o máquina) de corriente continua quedan compensados en la mayoría de las aplicaciones por la robustez del motor (o máquina) de alterna y su bajo precio. También frente a las aplicaciones de control V/f presenta ventajas el control vectorial debido al desacople que realiza entre las variables de flujo y par. Entre estas ventajas cabe destacar las siguientes [4]:

- Capacidad para generar el máximo del par del motor a baja velocidad.
- Mejor comportamiento dinámico para variaciones de par.

Alta eficiencia para cada punto de operación en un amplio rango de velocidades

2.5 El convertidor (VSC) y la modulación senoidal de ancho de pulso (SPWM)

Un esquema general del funcionamiento del convertidor trifásico fuente de tensión (VSC) que controla la máquina de inducción se muestra en la figura 2.9.

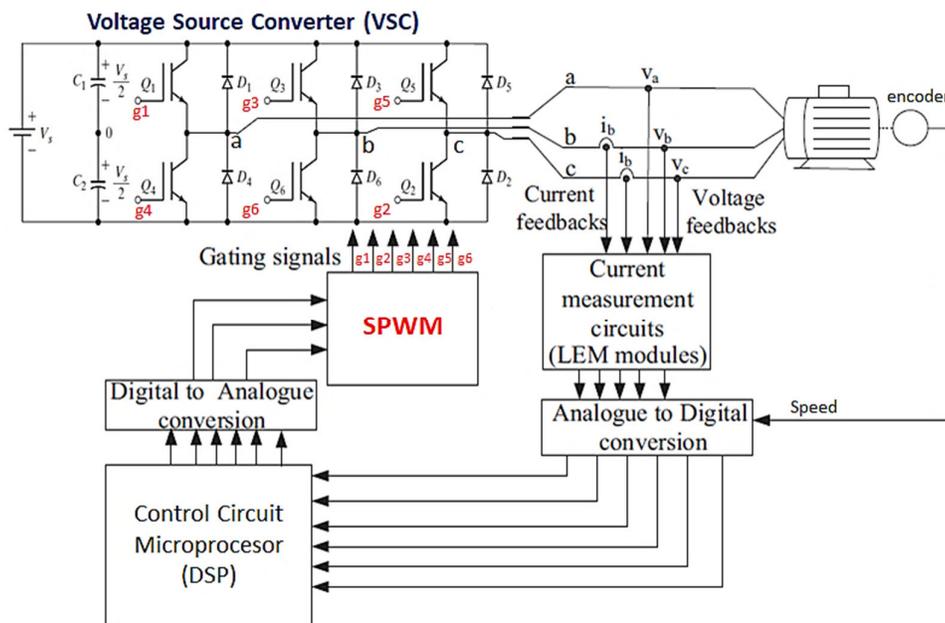


Figura 2.9 Esquema general del funcionamiento de un convertidor trifásico por modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM) (Fuente: referencia [31])

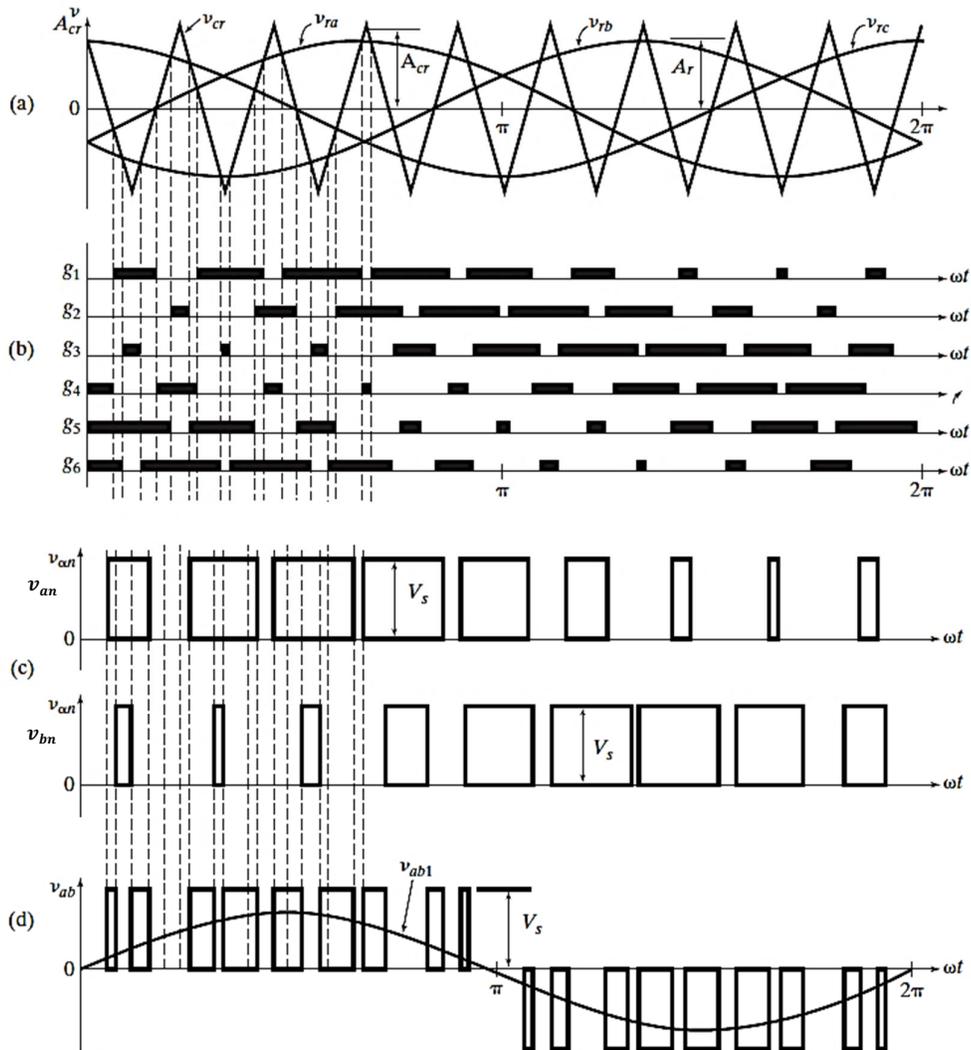


Figura 2.10 Modulación de ancho de pulso senoidal (SPWM) para un convertidor trifásico
(Fuente: referencia [31])

La figura 2.10 muestra la generación de las señales de control de compuerta con PWM senoidal. Hay tres ondas de referencia senoidales (v_{ra} , v_{rb} , y v_{rc}) cada una desplazada 120° . Se compara una onda portadora con la señal de referencia correspondiente a una fase para generar las señales de compuerta para esa fase. Comparando la señal portadora v_{cr} (onda triangular) con las fases de referencia v_{ra} , v_{rb} , y v_{rc} se producen g_1 , g_3 y g_5 , respectivamente, como se muestra en la figura 2.10 (b). El funcionamiento de las llaves semiconductoras (IGBT) Q1 a Q6 que se muestra en la figura 2.9 se determina comparando las ondas senoidales (de referencia) con la onda portadora triangular. Cuando $v_{ra} > v_{cr}$, el IGBT superior Q1 del convertidor se cierra. El IGBT inferior Q4 funciona de una manera complementaria y por consiguiente se abre. De este modo, las señales de compuerta g_2 ,

g_4 y g_6 son complementos de g_1 , g_3 y g_5 , respectivamente, como se muestra en la figura 2.10 (b).

Los voltajes de fase como se muestran en la figura 2.10 (c) para las líneas a y b son $v_{an} = V_s \cdot g_1$ y $v_{bn} = V_s \cdot g_3$. El voltaje instantáneo línea a línea es $v_{ab} = V_s \cdot (g_1 - g_3)$. La componente fundamental del voltaje de salida línea a línea v_{ab} se indica como v_{ab1} en la figura 2.10 (d). [31]

2.6 Modelamiento matemático de un convertidor fuente de tensión (VSC)

Se presenta el modelo matemático del convertidor fuente de tensión o VSC (*Voltage Source Converter* en inglés) [9], [43]:

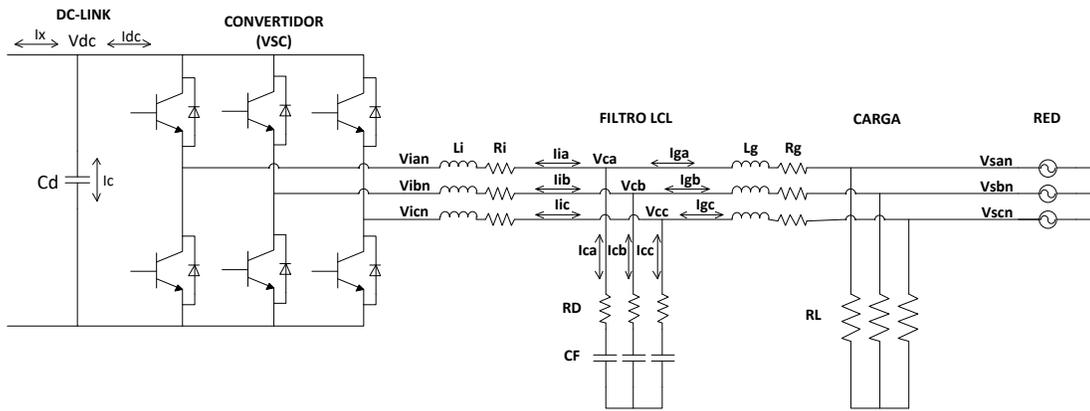


Figura 2.11 Diagrama esquemático de un convertidor fuente de tensión (VSC) con filtro tipo LCL conectado a una carga trifásica y a la red. (Fuente: Elaboración Propia)

En el sistema de la figura 2.11 aplicando leyes de Kirchoff se obtiene:

$$\begin{bmatrix} V_{ca} \\ V_{cb} \\ V_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{san} \\ V_{sbn} \\ V_{scn} \end{bmatrix} + R_g \begin{bmatrix} I_{ga} \\ I_{gb} \\ I_{gc} \end{bmatrix} + L_g \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ga} \\ I_{gb} \\ I_{gc} \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ca} \\ V_{cb} \\ V_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ian} \\ V_{ibn} \\ V_{icn} \end{bmatrix} - R_i \begin{bmatrix} I_{ia} \\ I_{ib} \\ I_{ic} \end{bmatrix} - L_i \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ia} \\ I_{ib} \\ I_{ic} \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

$$\begin{bmatrix} I_{ia} \\ I_{ib} \\ I_{ic} \end{bmatrix} = C_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_{ca} - I_{ca} \cdot R_d \\ V_{cb} - I_{cb} \cdot R_d \\ V_{cc} - I_{cc} \cdot R_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{ga} \\ I_{gb} \\ I_{gc} \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

Debido a que en régimen permanente la corriente que circula por el condensador C_f será muy pequeña y por lo tanto $\left(\frac{d}{dt} \cong 0\right)$ entonces la ecuación 2.57 quedará de la forma:

$$\begin{bmatrix} I_{ia} \\ I_{ib} \\ I_{ic} \end{bmatrix} \cong \begin{bmatrix} I_{ga} \\ I_{gb} \\ I_{gc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{ta} \\ I_{tb} \\ I_{tc} \end{bmatrix} \quad (\text{para r\u00e9gimen permanente}) \quad (2.58)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ian} \\ V_{ibn} \\ V_{icn} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{san} \\ V_{sbn} \\ V_{scn} \end{bmatrix} = R_i \begin{bmatrix} I_{ia} \\ I_{ib} \\ I_{ic} \end{bmatrix} + L_i \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ia} \\ I_{ib} \\ I_{ic} \end{bmatrix} + R_g \begin{bmatrix} I_{ga} \\ I_{gb} \\ I_{gc} \end{bmatrix} + L_g \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ga} \\ I_{gb} \\ I_{gc} \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ian} \\ V_{ibn} \\ V_{icn} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{san} \\ V_{sbn} \\ V_{scn} \end{bmatrix} = (R_i + R_g) \begin{bmatrix} I_{ta} \\ I_{tb} \\ I_{tc} \end{bmatrix} + (L_i + L_g) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ta} \\ I_{tb} \\ I_{tc} \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

Se define: $R_t = (R_i + R_g)$ y $L_t = (L_i + L_g)$ y se obtiene:

$$\begin{bmatrix} V_{ian} \\ V_{ibn} \\ V_{icn} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{san} \\ V_{sbn} \\ V_{scn} \end{bmatrix} = R_t \begin{bmatrix} I_{ta} \\ I_{tb} \\ I_{tc} \end{bmatrix} + L_t \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ta} \\ I_{tb} \\ I_{tc} \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

La ecuaci\u00f3n de corrientes en el enlace DC es la siguiente:

$$I_x = C_d \frac{d}{dt} V_{dc} + I_{dc} \quad (2.62)$$

En la figura 2.12 se muestran los vectores de tensi\u00f3n y corriente en el sistema de referencia ortogonal fijo “ α - β ”. Entonces los voltajes y corrientes del sistema trif\u00e1sico balanceado pueden expresarse de la forma siguiente:

$$\mathbf{V}_{san} = |V_s| \cos(\omega_s t); \mathbf{V}_{sbn} = |V_s| \cos(\omega_s t - 120^\circ); \mathbf{V}_{scn} = |V_s| \cos(\omega_s t + 120^\circ) \quad (2.63)$$

$$\mathbf{I}_{ta} = |I_t| \cos(\omega_s t + \phi); \mathbf{I}_{tb} = |I_t| \cos(\omega_s t - 120^\circ + \phi); \mathbf{I}_{tc} = |I_t| \cos(\omega_s t + 120^\circ + \phi) \quad (2.64)$$

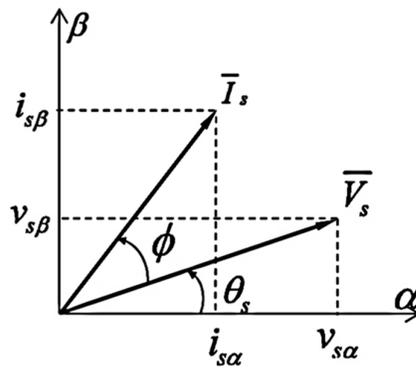


Figura 2.12 Vectores espaciales de tensi\u00f3n y corriente en el sistema fijo “ α - β ”
(Fuente: Curso Electr\u00f3nica de Potencia-FIEE UNI. Elaboraci\u00f3n Dr. Rodolfo Moreno)

Se aplica la transformaci\u00f3n de Clarke [C] a la ecuaci\u00f3n 2.61 y se obtiene:

$$[C] \begin{bmatrix} V_{ian} \\ V_{ibn} \\ V_{icn} \end{bmatrix} - [C] \begin{bmatrix} V_{san} \\ V_{sbn} \\ V_{scn} \end{bmatrix} = R_t [C] \begin{bmatrix} I_{ta} \\ I_{tb} \\ I_{tc} \end{bmatrix} + L_t \frac{d}{dt} [C] \begin{bmatrix} I_{ta} \\ I_{tb} \\ I_{tc} \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

$$\begin{bmatrix} V_{i\alpha} \\ V_{i\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = R_t \begin{bmatrix} I_{t\alpha} \\ I_{t\beta} \end{bmatrix} + L_t \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{t\alpha} \\ I_{t\beta} \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

Ahora es posible pasar del marco de referencia fijo “α-β” al marco de referencia giratorio “d-q”, que gira a la velocidad del sincronismo de la red “Ws” tal como se muestra en la figura 2.13. Para ello se aplica la transformación [Tdq0] tal que [Tdq0]f(α,β)= f(d,q) y se obtiene:

$$[Tdq0] \begin{bmatrix} V_{i\alpha} \\ V_{i\beta} \end{bmatrix} - [Tdq0] \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = R_t [Tdq0] \begin{bmatrix} I_{t\alpha} \\ I_{t\beta} \end{bmatrix} + L_t \frac{d}{dt} [Tdq0] \begin{bmatrix} I_{t\alpha} \\ I_{t\beta} \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

$$\begin{bmatrix} V_{id} \\ V_{iq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = R_t \begin{bmatrix} I_{td} \\ I_{tq} \end{bmatrix} + L_t \cdot [Tdq0] \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{t\alpha} \\ I_{t\beta} \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

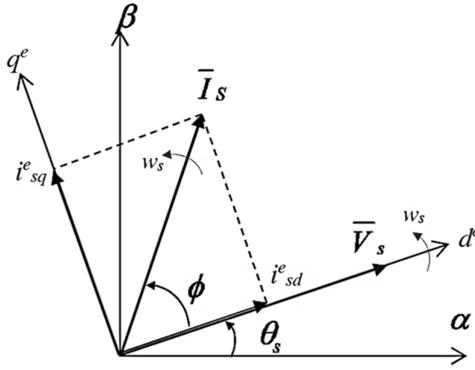


Figura 2.13 Vectores espaciales de tensión y corriente en el sistema giratorio “d-q”.
(Fuente: Curso Electrónica de Potencia-FIEE UNI. Elaboración Dr. Rodolfo Moreno)

Debido a que $[Tdq0] = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix}$ y $\theta_s = (W_s \cdot t)$ entonces:

$$\begin{bmatrix} I_{td} \\ I_{tq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos W_s t & \sin W_s t \\ -\sin W_s t & \cos W_s t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{t\alpha} \\ I_{t\beta} \end{bmatrix} \quad (2.69)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{td} \\ I_{tq} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos W_s t \cdot I_{t\alpha} + \sin W_s t \cdot I_{t\beta} \\ -\sin W_s t \cdot I_{t\alpha} + \cos W_s t \cdot I_{t\beta} \end{bmatrix} \quad (2.70)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{td} \\ I_{tq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos W_s t & \sin W_s t \\ -\sin W_s t & \cos W_s t \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{t\alpha} \\ I_{t\beta} \end{bmatrix} + W_s \begin{bmatrix} -\sin W_s t \cdot I_{t\alpha} + \cos W_s t \cdot I_{t\beta} \\ -\cos W_s t \cdot I_{t\alpha} - \sin W_s t \cdot I_{t\beta} \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{td} \\ I_{tq} \end{bmatrix} = [Tdq0] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{t\alpha} \\ I_{t\beta} \end{bmatrix} + W_s \begin{bmatrix} I_{tq} \\ -I_{td} \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

Se reemplaza el término $[Tdq] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} It\alpha \\ It\beta \end{bmatrix}$ de la ecuación 2.72 en la ecuación 2.68, y se obtiene la ecuación del comportamiento eléctrico del sistema en el marco de referencia giratorio “d-q”:

$$\begin{bmatrix} Vid \\ Viq \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} Vsd \\ Vsq \end{bmatrix} = R_t \begin{bmatrix} Itd \\ Itq \end{bmatrix} - L_t \cdot \omega_s \begin{bmatrix} Itq \\ -It_d \end{bmatrix} + L_t \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Itd \\ Itq \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

Además, la potencia instantánea trifásica para el convertidor es la siguiente:

$$s = v_{ian} \cdot i_{ia} + v_{ibn} \cdot i_{ib} + v_{icn} \cdot i_{ic} \cong v_{san} \cdot i_{ga} + v_{sbn} \cdot i_{gb} + v_{scn} \cdot i_{gc} \quad (2.74)$$

$$s = 3 \cdot V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \cos(\phi) \quad (2.75)$$

Y la expresión vectorial de la potencia instantánea se puede escribir de la forma:

$$\bar{S} = \bar{V}_s \cdot \bar{I}_s^* = (V_{sd} + jV_{sq}) \cdot (I_{sd} - jI_{sq}) \quad (2.76)$$

$$P = \frac{3}{2} (V_{sd} \cdot I_{sd} + V_{sq} \cdot I_{sq}) = \frac{3}{2} \cdot |V_s| \cdot |I_s| \cos(\phi) = V_{dc} \cdot I_{dc} \quad (2.77)$$

$$Q = \frac{3}{2} (V_{sq} \cdot I_{sd} - V_{sd} \cdot I_{sq}) = -\frac{3}{2} \cdot |V_s| \cdot |I_s| \sin(\phi) \quad (2.78)$$

Debido a que la variable eléctrica trifásica es representada mediante su vector espacial en el plano de referencia giratorio “d-q” donde los vectores de tensión y corriente están girando con la misma velocidad angular que el sistema de referencia, entonces las componentes de los vectores espaciales de tensión y corriente en este sistema aparecen como valores continuos o DC y se pueden expresar de la forma siguiente:

$$\bar{I}_s = (I_{sd} + jI_{sq}), \bar{V}_s = (V_{sd} + jV_{sq}), \bar{V}_1 = (V_{cd} + jV_{cq}) \quad (2.79)$$

Donde \bar{I}_s es el vector de la corriente instantánea que se inyecta hacia la carga y la red tal que $\bar{I}_s = \bar{I}_1 = \bar{I}_g = \bar{I}_t$ en régimen permanente; \bar{V}_s es el vector de la tensión instantánea de la red y $\bar{V}_1 = \bar{V}_c$ es el valor de la tensión instantánea a la salida del convertidor. Además, el ángulo “ θ_s ” es el ángulo de posición del vector espacial de tensión de la red obtenido por el sistema de censado que es implementado típicamente mediante el uso de un lazo seguidor de fase o PLL. En este caso el vector espacial de tensión de la red coincide con el eje directo del sistema de referencia giratorio “d-q” y por lo tanto el vector espacial de tensión $\bar{V}_s = (V_{sd} + j0)$ solo presentará componente en el eje “d”. Entonces es posible expresar las ecuaciones 2.77 y 2.78 de la forma siguiente:

$$P = \frac{3}{2} \cdot |V_s| \cdot I_{sd} = \frac{3}{2} \cdot |V_s| \cdot I_{td} = V_{dc} \cdot I_{dc} \quad (2.80)$$

$$Q = -\frac{3}{2} \cdot |V_s| \cdot I_{sq} = -\frac{3}{2} \cdot |V_s| \cdot I_{tq} \quad (2.81)$$

En las ecuaciones 2.80 y 2.81 se observa el desacoplamiento de las potencias, puesto que la potencia activa P depende solo de la corriente en el eje directo $I_{sd} = I_{td}$ y la potencia reactiva Q depende solo de la corriente en el eje de cuadratura $I_{sq} = I_{tq}$.

En la figura 2.14 se muestra la relación entre la tensión del enlace DC (V_{dc}), el vector de tensión de la red (V_s) y el vector de la tensión a la salida del convertidor (V_c), cuyo módulo se define como: $|\bar{V}_c| = k \cdot V_{dc}$.

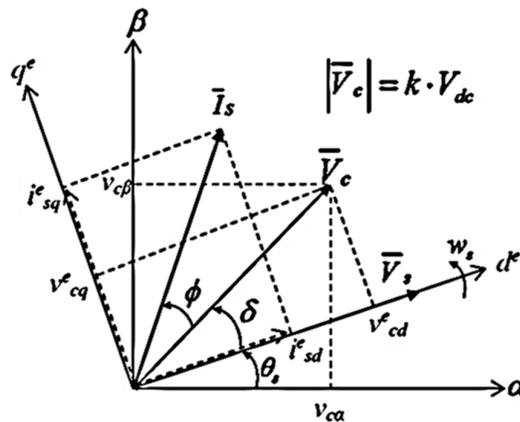


Figura 2.14 Vectores espaciales de tensión y corriente en el sistema giratorio “d-q”, considerando que $|V_s| = K \cdot V_{dc}$

(Fuente: Curso Electrónica de Potencia-FIEE UNI. Elaboración Dr. Rodolfo Moreno)

A partir de la ecuación 2.73 se puede escribir:

$$\begin{bmatrix} V_{id} \\ V_{iq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = R_t \begin{bmatrix} I_{td} \\ I_{tq} \end{bmatrix} + L_t \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{td} \\ I_{tq} \end{bmatrix} + L_t \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{td} \\ I_{tq} \end{bmatrix} \quad (2.82)$$

Donde:

$$\omega_s = \frac{d(\theta_s)}{dt} \quad (2.83)$$

$$V_{id} = V_{cd} = k \cdot V_{dc} \cdot \cos(\delta) = m_d \left(\frac{V_{dc}}{2} \right) \quad (2.84)$$

$$V_{iq} = V_{cq} = k \cdot V_{dc} \cdot \sin(\delta) = m_q \left(\frac{V_{dc}}{2} \right) \quad (2.85)$$

$$|\bar{V}_i| = |\bar{V}_c| = k \cdot V_{dc} = m_x \left(\frac{V_{dc}}{2} \right) \quad (2.86)$$

Entonces la ecuación 2.82 se puede expresar de la forma siguiente:

$$m_d \left(\frac{V_{dc}}{2} \right) - V_{sd} = R_t \cdot I_{td} + L_t \frac{d(I_{td})}{dt} - L_t \cdot \omega_s \cdot I_{tq} \quad (2.87)$$

$$m_q \left(\frac{V_{dc}}{2} \right) - V_{sq} = R_t \cdot I_{tq} + L_t \frac{d(I_{tq})}{dt} + L_t \cdot \omega_s \cdot I_{td} \quad (2.88)$$

Para la operación del convertidor fuente de tensión en régimen permanente, se cumplirá lo siguiente:

$$\frac{d(I_{td})}{dt} = 0 \quad \frac{d(I_{tq})}{dt} = 0 \quad V_{sd} = |\overline{V_s}| \quad V_{sq} = 0 \quad (2.89)$$

Y las ecuaciones que describen el funcionamiento de convertidor fuente de tensión (VSC) en régimen permanente quedan de la forma siguiente:

$$V_{id} = m_d \left(\frac{V_{dc}}{2} \right) = R_t \cdot I_{td} - L_t \cdot \omega_s \cdot I_{tq} + |\overline{V_s}| \quad (2.90)$$

$$V_{iq} = m_q \left(\frac{V_{dc}}{2} \right) = R_t \cdot I_{tq} + L_t \cdot \omega_s \cdot I_{td} \quad (2.91)$$

2.7 Métodos de sintonización para los controladores PI del sistema

Existen diversos métodos de sintonización para controladores PI / PID y se siguen desarrollando nuevas técnicas (lógica difusa, redes neuronales, inteligencia artificial) para optimizar la respuesta de los sistemas de control. Sin embargo, para las aplicaciones de control de convertidores de potencia, siguen siendo los más utilizados los métodos clásicos pues obtienen una respuesta dinámica muy similar a la del resto de métodos y han sido ampliamente probados. En el presente trabajo de tesis se emplea el método del módulo óptimo (también llamado criterio óptimo del valor absoluto), para sistemas que requieren una respuesta rápida como los lazos de control de corriente, y el método del óptimo simétrico, para sistemas que presentan una dinámica comparativamente más lenta, como los lazos de control de velocidad y voltaje.

2.7.1 El método del módulo óptimo (M.O.)

En la figura 2.15 se muestra un sistema de control elemental con realimentación unitaria. El controlador tiene una función de transferencia $G_R(s)$ y la planta una función de transferencia $G(s)$ [35].

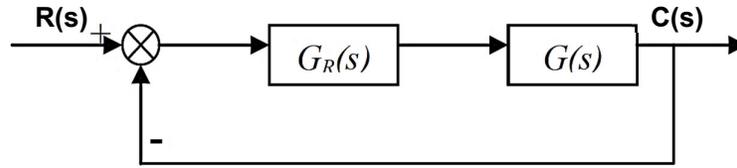


Figura 2.15 Esquema básico de un sistema de control con realimentación unitaria.
(Fuente: referencia [35])

Para el sistema de la figura 2.15, las funciones de transferencia de lazo abierto y lazo cerrado son iguales a:

$$M_A(s) = G_R(s) \cdot G(s) \quad (\text{Lazo abierto}) \quad (2.92)$$

$$M_C(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{M_A(s)}{1+M_A(s)} = \frac{G_R(s) \cdot G(s)}{1+G_R(s) \cdot G(s)} \quad (\text{Lazo Cerrado}) \quad (2.93)$$

La función de transferencia de lazo abierto $M_A(s)$ contiene en la mayoría de los casos al menos un elemento integrador y por lo tanto para un rango de frecuencias determinado su módulo satisface la condición:

$$|M_A(s)| \gg 1 \quad (2.94)$$

Por lo tanto, para ese mismo rango de frecuencias dado, el módulo de la función de transferencia de lazo cerrado será aproximadamente igual a la unidad:

$$|M_C(s)| = \frac{1}{1 + \frac{1}{M_A(s)}} \approx 1 \quad 0 \leq \omega \leq \omega_{peak} \quad (2.95)$$

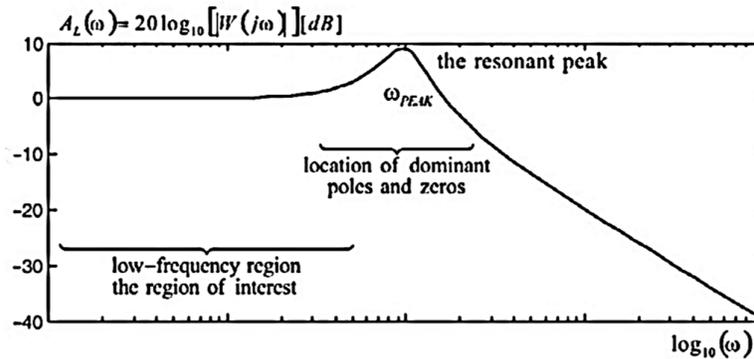


Figura 2.16 Amplitud y frecuencia de corte característica de $M(s)$
(Fuente: referencia [39])

Esto implica que, idealmente, la señal de entrada se refleja de forma instantánea e idéntica en la señal de salida del sistema, con una ganancia unitaria y con un ancho de banda infinito. Si bien esto no es posible en la realidad, el método del M.O. se basa en aproximarse a estas condiciones ideales, por lo tanto, lo que se busca es una respuesta del sistema cuya magnitud se aproxime a la unidad con el mayor ancho de banda posible tal como se muestra en la figura 2.16 [5], [35], [39].

Para generalizar el criterio de optimización del valor absoluto o módulo, se define la función de transferencia de lazo cerrado del sistema de control de la forma siguiente:

$$M_C(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{a_0 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_ms^m}{b_0 + b_1s + b_2s^2 + \dots + b_ns^n} \quad (2.96)$$

Además, para cumplir con el objetivo planteado de obtener una ganancia cercana a la unidad con el mayor ancho de banda posible en la función de transferencia de lazo cerrado del sistema, se debe cumplir con la regla siguiente [39]:

$$\frac{b_{k+1}}{b_k} \leq \frac{b_k}{b_{k-1}} \quad \rightarrow \quad b_{k+1}b_{k-1} \leq b_k^2 \quad (2.97)$$

Si por ejemplo, se aplica esta regla a un sistema de segundo orden, la función de transferencia de lazo cerrado quedará de la forma siguiente:

$$M_C(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{a_0}{b_0 + b_1s + b_2s^2} \quad \rightarrow \quad M_C(jw) = \frac{a_0}{b_0 + b_1(jw) + b_2(jw)^2} \quad (2.98)$$

$$|M_C(jw)| = \frac{\sqrt{a_0^2}}{\sqrt{(b_0 - b_2w^2)^2 + (b_1w)^2}} \quad (2.99)$$

$$|M_C(jw)|^2 = \frac{a_0^2}{b_0^2 + (b_1^2 - 2b_0b_2)w^2 + b_2^2w^4} = \frac{a_0^2}{b_0^2 + b_2^2w^4} \quad (2.100)$$

El resultado de la ecuación 2.100 es válido si $b_1^2 = 2b_0b_2$ lo cual cumple con la regla indicada en la ecuación 2.97 y el rango de frecuencias donde $|M(jw)| \approx 1$ se extenderá hasta el máximo ancho de banda posible que será en el momento en que $|M(jw)| = 0.707$

es decir cuando $W = W_{Peak} = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}}$, siempre que se cumpla también que $\frac{a_0}{b_0} \approx 1$.

El criterio del M.O. normalmente es usado en sistemas de hasta tercer orden del tipo:

$$M(s) = \frac{K_s}{(\tau s + 1)(T_1s + 1)(T_2s + 1)}$$

en los que es posible compensar, con un controlador del tipo PI

o PID de la forma: $G_C(s) = \frac{K_p(1 + T_s s)}{T_s s}$ o $G_C(s) = \frac{K_p(1 + T_s s)(1 + T_d s)}{T_s s}$, las constantes de tiempo

grandes (T1) y medianas (T2) siempre que la dinámica del sistema $M_C(s)$ dependa principalmente de la constante de tiempo más pequeña “ τ ” (Siendo $T1 > T2 \gg \tau$). [5].

2.7.2 El método del óptimo simétrico (O.S.)

De acuerdo con los criterios ya desarrollados en el apartado anterior, el método del óptimo simétrico aporta algunas variaciones que permiten sintonizar lazos de control que responden a sistemas de dinámica más lenta, presencia de perturbaciones y en los que no es posible compensar las constantes de tiempo de la planta porque generaría oscilaciones e inestabilidad [5], [18], [30], [35], [38], [39].

Es así que un criterio de diseño óptimo simétrico obtiene un controlador que fuerza la respuesta de frecuencia del sistema a ubicarse lo más cerca posible de las bajas frecuencias. Como el margen de fase se maximiza para una frecuencia determinada, el sistema puede tolerar más retardos y/o perturbaciones, lo cual es importante para los sistemas que cuentan con tiempos de retardo para el procesamiento de ciertas señales. [18], [39].

Se define una función de transferencia de lazo cerrado de tercer orden de la forma genérica siguiente:

$$M(s) = \frac{a_0 + a_1 s}{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3} \quad (2.101)$$

$$|M(jw)|^2 = \frac{a_0^2 + a_1^2 w^2}{a_0^2 + (a_1^2 - 2a_0 a_2)w^2 + (a_2^2 - 2a_1 a_3)w^4 + a_3^2 w^6} \quad (2.102)$$

Para optimizar la respuesta del sistema se desea nuevamente que el módulo de la función se aproxime a la unidad y con el mayor ancho de banda posible. Para lo cual, de forma similar al método del módulo óptimo se debe cumplir que:

$$a_1^2 = 2a_0 a_2 \quad y \quad a_2^2 = 2a_1 a_3 \quad (2.103)$$

Las condiciones de la ecuación 2.103 cumplen en general para cualquier sistema de tercer orden de la forma propuesta y constituyen la base del método de optimización “óptimo simétrico”. Con ellas se sintonizan los parámetros del controlador PI del sistema. Sin embargo, su aplicación directa incluye una respuesta con un sobre-impulso del 43%, un margen de fase de aprox. 36° y un tiempo de establecimiento de 16.6τ . [5], [18], [30], [35], [38], [39].

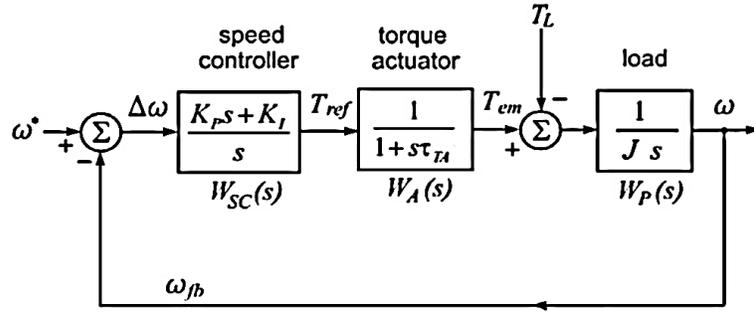


Figura 2.17 Ejemplo de un sistema de control de lazo cerrado de tercer orden
(Fuente: referencia [39])

Por ese motivo, se han desarrollado “extensiones” al método del “óptimo simétrico” [30] que buscan mejorar el comportamiento estándar basado en las condiciones de 2.45. Dichas “extensiones” son la atenuación del sobre-impulso del 43% y la ampliación del margen de fase lo cual le da mayor estabilidad al sistema y mejora su respuesta dinámica. Para ello se parte de las condiciones estándar y luego se analiza el sistema para mejorar las condiciones inicialmente obtenidas. En la figura 2.17 se presenta un ejemplo ilustrativo cuyas funciones de lazo abierto y lazo cerrado son:

$$M_A(s) = \frac{K_p \cdot s + K_i}{J \cdot s^2 (1 + \tau_{ta} \cdot s)} \quad (\text{Lazo Abierto}) \quad (2.104)$$

$$M_C(s) = \frac{K_p \cdot s + K_i}{K_i + K_p \cdot s + J \cdot s^2 + J \cdot \tau_{ta} \cdot s^3} \quad (\text{Lazo Cerrado}) \quad (2.105)$$

Se entiende que los parámetros “ J ” y “ τ_{ta} ” son valores conocidos y se desea conocer el valor óptimo de los parámetros K_p y K_i del controlador PI de la planta, entonces aplicando las condiciones de la ecuación 2.103 se obtiene:

$$M_C(s) = \frac{K_p \cdot s + K_i}{K_i + K_p \cdot s + J \cdot s^2 + J \cdot \tau_{ta} \cdot s^3} = \frac{a_0 + a_1 \cdot s}{a_0 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2 + a_3 \cdot s^3} \quad (2.106)$$

$$a_0 = K_i \quad ; \quad a_1 = K_p \quad ; \quad a_2 = J \quad ; \quad a_3 = J \cdot \tau_{ta} \quad (2.107)$$

$$K_p^2 = 2 \cdot K_i \cdot J \quad \text{y} \quad J^2 = 2 \cdot K_p \cdot J \cdot \tau_{ta} \quad (2.108)$$

$$K_p(\text{opt}) = \frac{J}{2 \cdot \tau_{ta}} \quad ; \quad K_i(\text{opt}) = \frac{J}{8 \cdot (\tau_{ta})^2} \quad ; \quad T_s(\text{opt}) = \frac{K_p(\text{opt})}{K_i(\text{opt})} = 4 \cdot \tau_{ta} \quad (2.109)$$

Con los valores obtenidos en 2.109 se puede reescribir las funciones de transferencia y se obtiene:

$$M_A(s) = \frac{1 + 4 \cdot \tau_{ta} \cdot s}{8 \cdot (\tau_{ta})^2 \cdot s^2 (1 + \tau_{ta} \cdot s)} \quad (\text{Lazo Abierto}) \quad (2.110)$$

$$M_C(s) = \frac{1 + 4 \cdot \tau_{ta} \cdot s}{1 + 4 \cdot \tau_{ta} \cdot s + 8 \cdot (\tau_{ta})^2 \cdot s^2 + 8 \cdot (\tau_{ta})^3 \cdot s^3} \quad (\text{Lazo Cerrado}) \quad (2.111)$$

Se presenta en la figura 2.18 la función de transferencia de lazo abierto $M_A(s)$ que tiene dos polos $p_1=0$ y $p_2=0$ en el origen y un polo $p_3=-1/\tau_{ta}$ y un cero $z_1= -1/(4 \cdot \tau_{ta})$, se observa que la magnitud de $M_A(s)$ presenta una atenuación de -40dB/década entre el origen y “z1” luego de lo cual presenta una atenuación de -20dB/década entre “z1” y “p3” para presentar una nueva atenuación de -40db/década luego de “p3”. Debido a este comportamiento y la simetría presentada entre “z1”, “ w_0 ” y “p3” es que este método es denominado “óptimo simétrico”. Se observa también que cuando la frecuencia es “ w_0 ” la amplitud de $M_A(s)$ se hace uno ($w_0^2 = z_1 * p_3$).

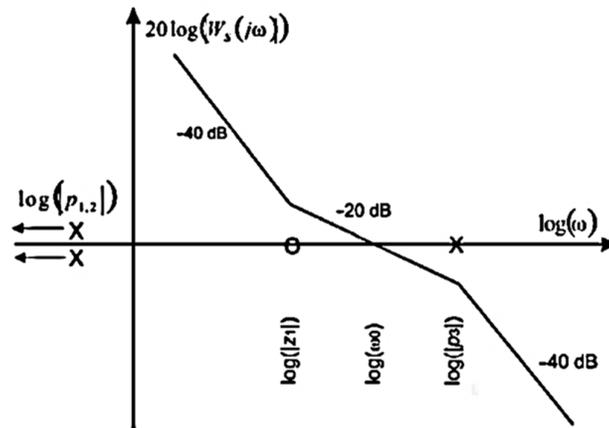


Figura 2.18 Amplitud y frecuencia de la función de transferencia de lazo abierto $M_A(s)$ para el ejemplo de la figura 2.17 aplicando el método del óptimo simétrico.

(Fuente: referencia [39])

En la figura 2.19 se muestran los polos y ceros de la función de transferencia de lazo cerrado $M_C(s)$ y sus valores para el ejemplo planteado. Se observa que el coeficiente de amortiguamiento $\xi=0.5$ es menor al deseado de $\xi=0.707$ y por tanto se tiene un sobreimpulso de 43% como se muestra en la figura 2.20. Además, la respuesta al escalón unitario del sistema estará dada por:

$$w_r(t) = 1 + e^{\frac{-t}{2 \cdot \tau_{ta}}} - 2 \cdot e^{\frac{-t}{4 \cdot \tau_{ta}}} \cos\left(\frac{\sqrt{3} \cdot t}{4 \cdot \tau_{ta}}\right) \quad (2.112)$$

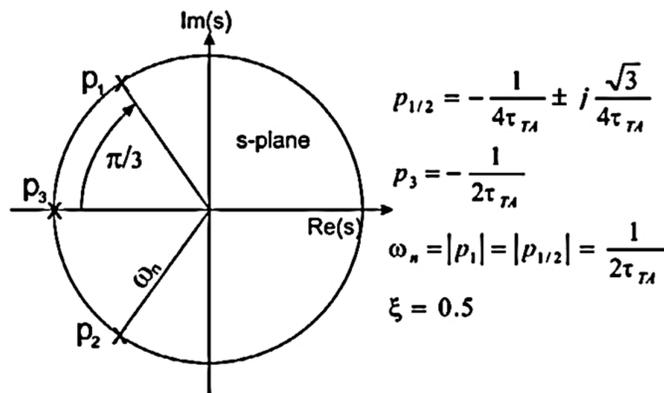


Figura 2.19 Polos y Ceros de la función de transferencia de lazo cerrado $M_A(s)$.

(Fuente: referencia [39])

En la figura 2.20 se muestra la respuesta del sistema a una entrada escalón unitario. Se obtiene un tiempo de subida de “ $3.1\tau_{ta}$ ”, sobre-impulso máximo del “43.4%” y tiempo de establecimiento de “ $16.5\tau_{ta}$ ”.

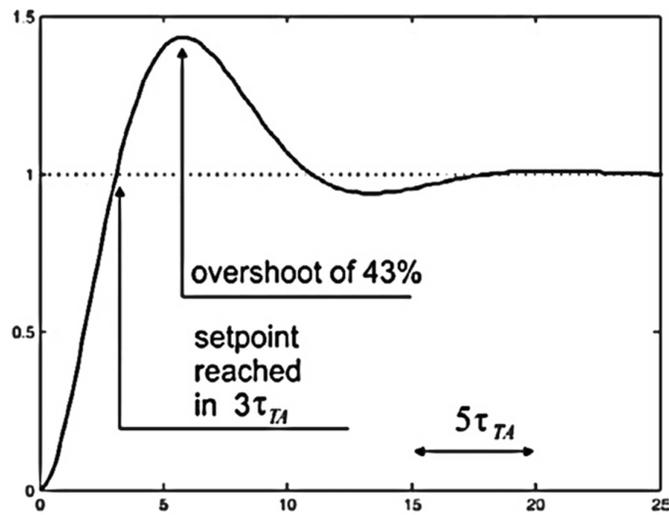


Figura 2.20 Respuesta al escalón unitario de $M_C(s)$.

(Fuente: referencia [39])

Como el sobre-impulso obtenido (43%) es elevado, es posible mejorar la respuesta dinámica del sistema agregando un compensador tal como se muestra en la figura 2.21.

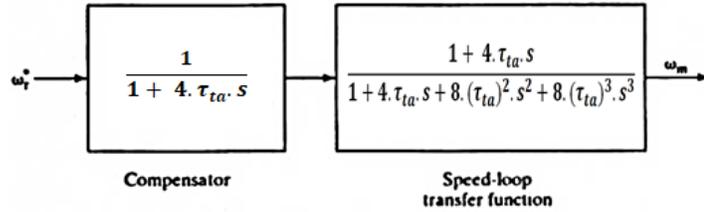


Figura 2.21 Filtro compensador para mejorar el sobre-impulso máximo de $M_C(s)$.

(Fuente: referencia [18])

Se obtiene así la función de transferencia de lazo cerrado compensada:

$$M'_C(s) = \frac{1}{1 + 4 \cdot \tau_{ta} \cdot s + 8 \cdot (\tau_{ta})^2 \cdot s^2 + 8 \cdot (\tau_{ta})^3 \cdot s^3} \quad (2.113)$$

Con su respuesta al escalón unitario:

$$w_r(t) = 1 - e^{-\frac{t}{4 \cdot \tau_{ta}}} - \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot e^{-\frac{t}{4 \cdot \tau_{ta}}} \cdot \operatorname{sen}\left(\frac{\sqrt{3} \cdot t}{4 \cdot \tau_{ta}}\right) \quad (2.114)$$

Se obtiene ahora un tiempo de subida de “ $7.6\tau_{ta}$ ”, sobre-impulso máximo del “8.1%” y tiempo de establecimiento de “ $13.3\tau_{ta}$ ” para la función de transferencia de lazo cerrado con el filtro compensador. Siendo los nuevos polos de la función de transferencia de lazo cerrado los siguientes:

$$s_{1,2} = -\frac{1}{4 \cdot \tau_{ta}} \pm j \frac{\sqrt{3}}{4 \cdot \tau_{ta}} \text{ y } s_3 = -\frac{1}{2 \cdot \tau_{ta}} \quad (2.115)$$

Se verifica que aplicando el método del óptimo simétrico el sistema es asintóticamente estable (parte real negativa) y por tanto la estabilidad del sistema está garantizada. Además, se comprueba que la respuesta a las perturbaciones o retardos es rápida y estable, la misma que no es posible de obtener para este caso con el método del módulo óptimo.

CAPITULO III DESARROLLO DEL TRABAJO DE TESIS

En el presente capítulo se desarrolla y explica a detalle cada una de las cinco etapas que conforman el sistema convertidor de energía para micro-turbinas.

3.1 Desarrollo del sistema convertidor de energía para micro-turbinas

En esta sección se presentan los modelos matemáticos y/o criterios de diseño para cada etapa del sistema convertidor de energía y su simulación en Matlab-Simulink.

3.1.1. Sistema convertidor de energía para micro-turbinas: esquema general

En la Figura 3.1 se muestra el esquema general del sistema y las cinco etapas que lo conforman.

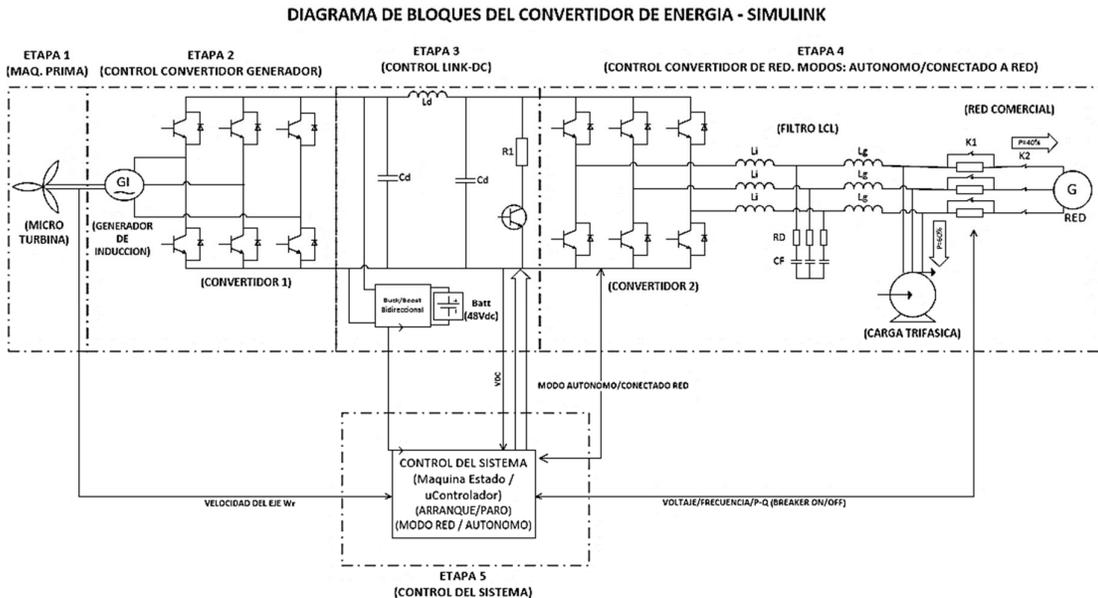


Figura 3.1 Esquema general del sistema convertidor de energía para micro-turbinas

3.1.2. Etapa 1: micro-turbina eólica (la máquina prima)

Existen diversos tipos de turbinas eólicas que pueden cumplir la función de máquina prima para el sistema. En Matlab-Simulink se cuenta con un bloque genérico (llamado *wind turbine* en inglés) que permite simular el comportamiento de una turbina eólica y que incluye

los parámetros típicos de funcionamiento de una turbina real. Se describe el funcionamiento de dicha turbina y se configura con los parámetros obtenidos a partir de la hoja de datos técnicos de la turbina de 5 KW modelo AEOLOS-H, que se encuentra en el Anexo B de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/anexo-b.html>).

La potencia que transporta una corriente de aire se puede calcular con la siguiente ecuación: [1], [6]

$$P_0 = \frac{E_c}{t} = \frac{1}{2} \rho A (U_0)^3 \quad (3.1)$$

Donde, P_0 =Potencia transportada por el viento, E_c =Energía Cinética del viento, t =tiempo, ρ =densidad del aire (1.2256 Kg/m³), A =área que atraviesa el viento (m²), U_0 =velocidad del flujo volumétrico de aire (m/s).

Si se supone que el área A es circular (con D =Diámetro del círculo imaginario que forman las hélices de la turbina al girar), entonces la potencia transportada por el viento en vatios será: [1], [6]

$$P_0(\text{Watts}) = 0.4813(D)^2(U_0)^3 \quad (3.2)$$

De esta potencia que lleva el viento, una turbina eólica aprovechará solo una parte de ella de acuerdo a la siguiente relación:

$$P_T = C_p(P_0) \quad (3.3)$$

El coeficiente de potencia $C_p = (P_T/P_0)$, es adimensional y su valor teórico máximo denominado "Límite de Betz" será de 0.593, sin embargo, alcanza valores reales típicamente entre 0.05 y 0.48. Además, P_T será la potencia mecánica real en el eje de la turbina y por lo tanto la potencia eléctrica que podrá generar será la siguiente:

$$P_E = C_p n_G n_{CV}(P_0) \quad (3.4)$$

Donde n_G es la eficiencia del generador eléctrico y n_{CV} la eficiencia de la caja de velocidades necesaria para escalar la velocidad de rotación del eje de la turbina a una velocidad mayor en el eje del rotor del generador.

La relación de la velocidad tangencial de la punta del rotor o *Tip Speed Ratio* en inglés (TSR) para una turbina eólica de eje horizontal como la especificada es:

$$TSR = \lambda = \frac{\omega r * R}{U_0} \quad (3.5)$$

Donde ωr es la velocidad angular en el eje del rotor (en rad/s), R es el radio del círculo imaginario que forman las hélices de la turbina al girar (en m), y U_0 es la velocidad del viento (en m/s).

De acuerdo al modelo de la turbina eólica de Matlab-Simulink, el coeficiente de potencia C_p dependerá del $TSR = \lambda$ y del ángulo β de las hélices de la turbina están relacionados de la forma siguiente:

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.5176 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{-\frac{21}{\lambda_i}} + 0.0068\lambda \quad (3.6)$$

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (3.7)$$

Siendo para este modelo el $C_p(\lambda, \beta)_{\text{máx}} = 0.48$ con $\lambda_i = 11.3, \lambda = 8.1$ y $\beta = 0$

Con las ecuaciones 3.1 a 3.7 que corresponden al modelo de la turbina y los datos técnicos de del generador de inducción ABB de 4HP (2984 Watts) que se encuentran en el Anexo A de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/anexo-a.html>), se obtiene el modelo de la turbina eólica.

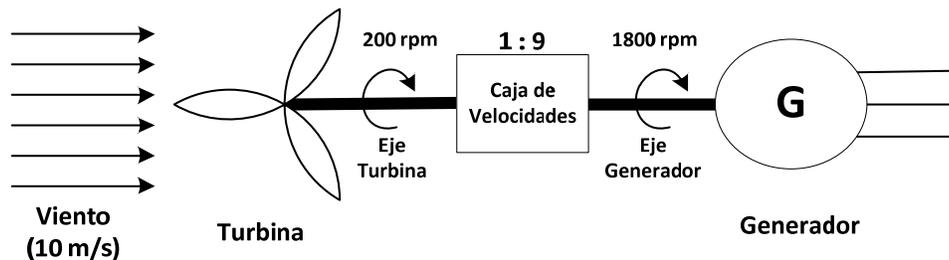


Figura 3.2 Esquema básico de la micro-turbina eólica Aeolos-H

En la figura 3.2 se muestra el esquema básico de la micro-turbina eólica que será usada en el sistema convertidor de energía. Se considera una velocidad nominal de viento de 10 m/s y una caja de velocidades con relación 1:9 y eficiencia de 55.6%.

En la figura 3.3 se muestran los parámetros ingresados en la simulación para la turbina eólica modelo AEOLOS-H cuyos datos técnicos se encuentran en el Anexo B de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/anexo-b.html>).

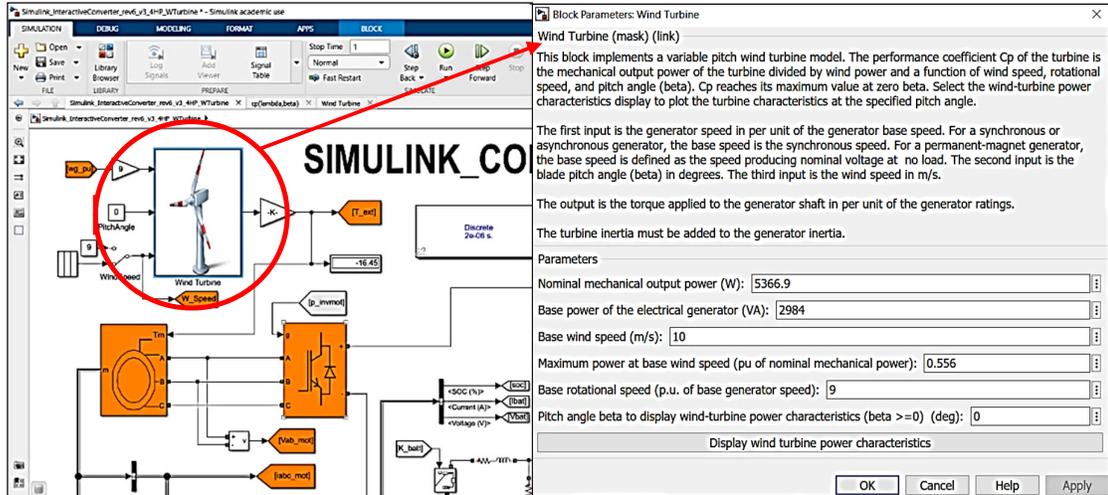


Figura 3.3 Parámetros de la micro-turbina eólica en Matlab-Simulink

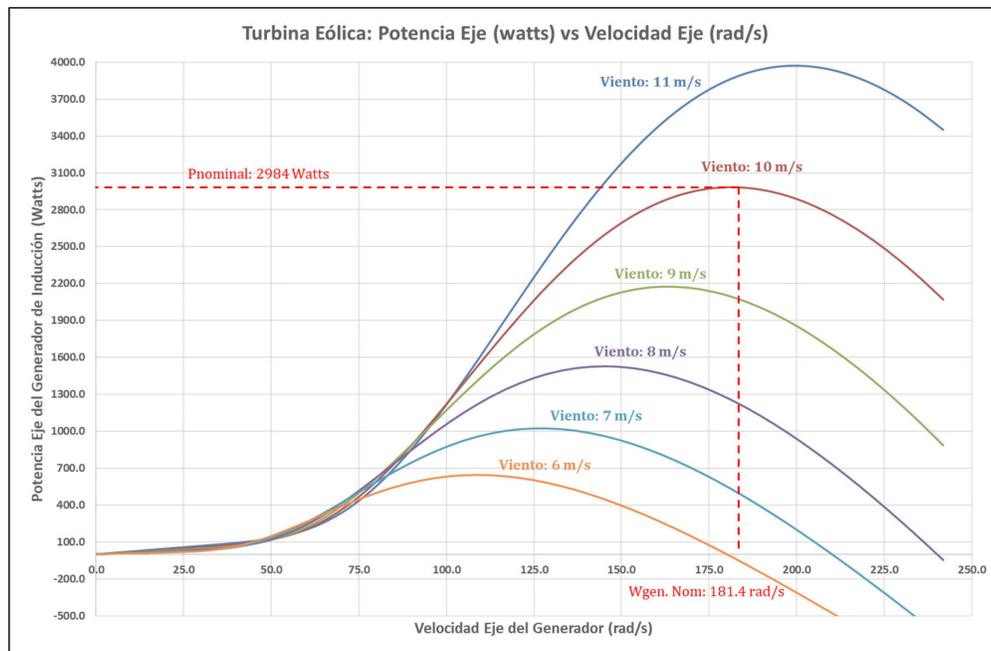


Figura 3.4 Característica potencia vs velocidad de la micro-turbina Aeolos-H

En la figura 3.4 se muestran las curvas potencia vs velocidad en el eje del generador de inducción para diferentes velocidades de viento, teniendo en cuenta que la velocidad de viento nominal de la turbina es de 10 m/s, la potencia nominal del generador es de 2984 vatios y la velocidad nominal en el eje del generador es de 181.4 rad/s.

En la Tabla 3.1 se muestran los parámetros de la microturbina eólica Aeolos-H

Tabla 3.1 Parámetros de la micro-turbina Aeolos-H

Micro-Turbina Aeolos-H		
Parámetro	Valor	Unidades
Pot. mec. nominal	5366.9	(W)
Pot. elect. nominal	2984	(VA)
Vel. viento nominal	10	(m/s)
Efic. caja velocidad	55.6	(%)
Relación caja veloc.	1:9	(-)
Angulo de hélice (β)	0°	(°)
Diámetro Rotor	6.4	(m)
Vel. Rotor	200	(rpm)

3.1.3. Etapa 2: generador de inducción y convertidor 1

El generador de inducción de tipo jaula recibe la energía mecánica de la máquina prima en el eje del rotor y está conectado eléctricamente a un convertidor denominado del lado del generador o “convertidor 1”. Se trata de un inversor con control vectorial indirecto y lazo cerrado de control de velocidad, el mismo que realiza dos funciones principales: inyectar al generador de inducción la energía reactiva necesaria para empezar a generar energía eléctrica a partir de la energía mecánica de la micro-turbina, y controlar la velocidad del campo inducido en el rotor del generador para extraer la máxima potencia de la turbina (idealmente) o una potencia menor (de ser necesario), dependiendo del funcionamiento del sistema y lo que se torne más eficiente en cada caso o modo de operación.

3.1.3.1 Cálculo de los parámetros del generador de inducción trifásico

Para modelar y diseñar un control para el generador de inducción es necesario conocer algunos de sus parámetros internos, tales como las inductancias de dispersión, la inductancia mutua y las resistencias en el cobre del estator y el rotor. Para determinar los parámetros de la máquina de inducción, algunos de los métodos más utilizados son:

- Método de los elementos finitos
- Pruebas de vacío y rotor bloqueado
- Método de respuesta transitoria
- Estimación mediante datos del catálogo
- Utilización de Algoritmos de Identificación.

Un método útil y con buena precisión es el ensayo de pruebas en vacío y rotor bloqueado, sin embargo, no siempre se tiene la disponibilidad del equipamiento necesario para realizar los ensayos. Por tal motivo, en el Anexo C de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/anexo-c.html>), se ha propuesto un método para la estimación de los parámetros de la máquina de inducción mediante datos del catálogo. Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 3.2 y han sido introducidos en Matlab-Simulink para la simulación del sistema tal como se muestra en la figura 3.5.

Tabla 3.2 Parámetros del generador de inducción ABB de 4HP

Generador de Inducción (GI)		
Parámetro	Valor	Unidades
Pot. Nominal	2984	(W)
Voltaje L-L	440	(V) (rms)
Frec. Nominal	60	(Hz)
$R_s (=R1)$	3.21	(ohm)
$L_s (=X1/377)$	0.0081	(Henrios)
$R_r (=R2)$	3.16	(ohm)
$L_r (=X2/377)$	0.0081	(Henrios)
$L_m (=X_m/377)$	0.2321	(Henrios)
$L_s=L_s+L_m$	0.2402	(Henrios)
$L_r=L_r+L_m$	0.2402	(Henrios)
J (Inercia)	0.00862	(Kg.m ²)
F=Bm (Fricción)	0.001216	(N.m.s)
Pares de Polos (p)	2	(-)

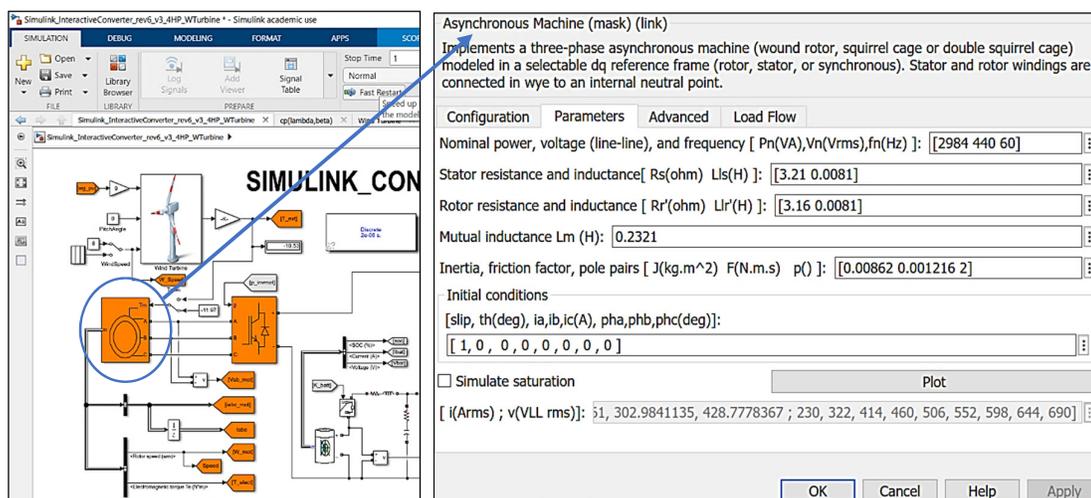


Figura 3.5 Parámetros del generador de inducción en Matlab-Simulink.

3.1.3.2 El convertidor del lado del generador o convertidor 1.

El control del generador de inducción se realiza mediante el convertidor 1, que utiliza la técnica de control vectorial indirecto, la misma que permite realizar el control de flujo y torque eléctrico en el rotor de forma independiente o desacoplada, logrando así extraer la potencia eléctrica deseada de la micro-turbina. En la figura 3.6 se muestra el diagrama de bloques del control vectorial indirecto propuesto.

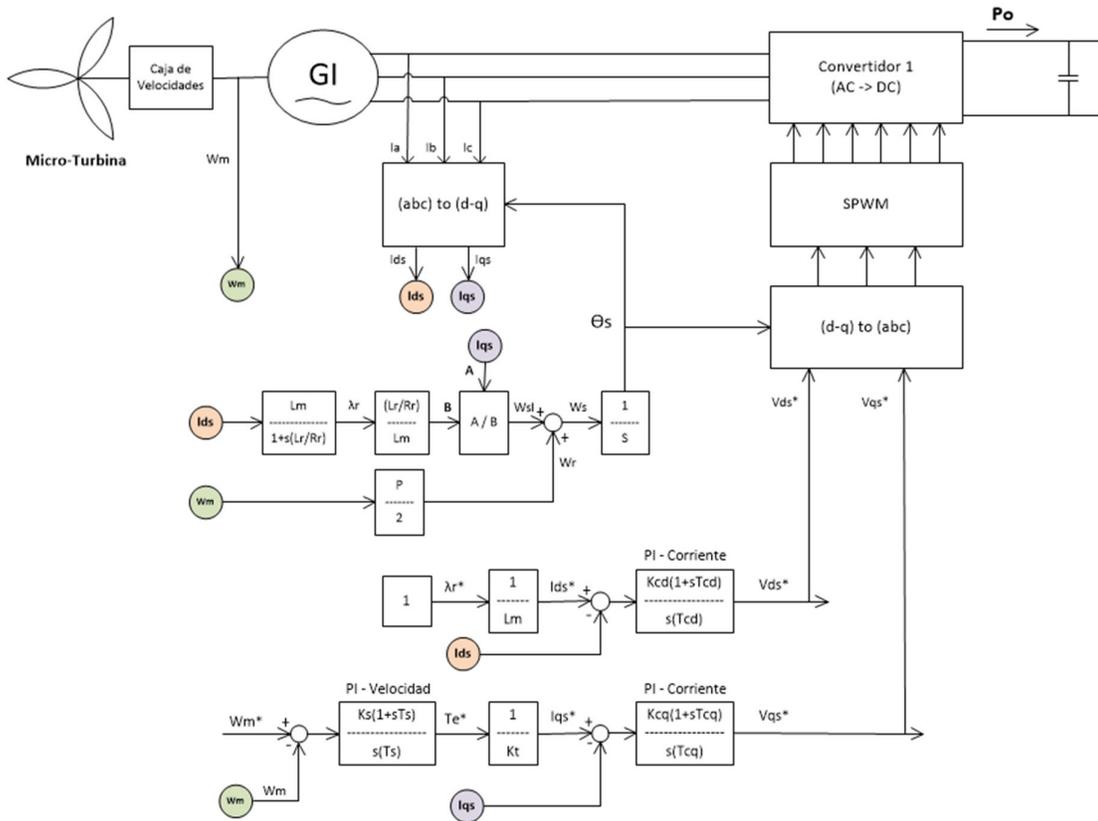


Figura 3.6 Diagrama de bloques completo del control del convertidor 1

En la tabla 3.3 se presentan los valores obtenidos de acuerdo al método propuesto en Anexo M de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/anexo-m.html>), para el cálculo de todos los parámetros de los controladores PI del Convertidor 1, los mismos que han sido ingresados en el software Matlab-Simulink para la implementación de la simulación, tal como se muestra en la figura 3.7.

Tabla 3.3 Parámetros de los controladores PI del Convertidor 1

Constantes de los PI de Corriente			Constantes del PI de Velocidad		
Parámetro	Valor	Unidades	Parámetro	Valor	Unidades
Kc (Ids)	111	(-)	Ks	5.2	(-)
Ki (Ids)	22200	(-)	Kis	1576	(-)
Tc (Ids)	0.005	(s)	Ts	0.0033	(s)
Kc (Iqs)	111	(-)			
Ki (Iqs)	22200	(-)			
Tc (Iqs)	0.005	(s)			

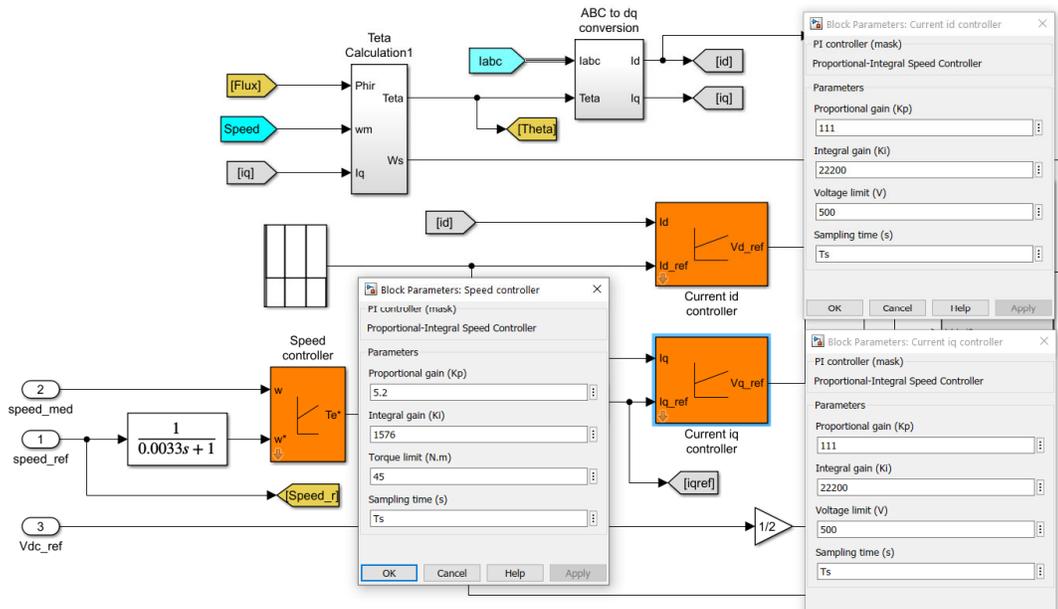


Figura 3.7 Parámetros de los controladores PI del Convertidor 1 en el software de simulación Matlab-Simulink.

3.1.4. Etapa 3: enlace DC y convertidor DC-DC

El enlace en corriente continua o DC, se conecta tanto al convertidor 1 como al convertidor 2 y en la medida que su voltaje se mantenga cercano al valor de referencia, se logrará la operación desacoplada de ambos convertidores. Para el control del enlace DC se configura un voltaje de referencia o *set-point*, en inglés, que se ha elegido de forma conveniente para este caso en 660 Vdc. Este valor debe ser lo suficientemente grande para que el Convertidor 2 pueda generar la amplitud pico de la tensión alterna de la red a la que se va a conectar, en este caso se ha diseñado para ser conectado a una red trifásica de 220 Vac @60Hz (rms) o 311 Vac @60Hz (pico) que es la red eléctrica típica de baja tensión en Perú, pero podría trabajar también con redes de 380 Vac (rms) o 440 Vac (rms).

En la figura 3.8 se muestran todos los componentes del enlace DC del sistema convertidor de energía propuesto. Los condensadores son el componente básico y fundamental de todo enlace DC pero este cuenta además con un banco de baterías, un convertidor DC-DC bidireccional y una resistencia de potencia. Todos los elementos son controlados para mantener el voltaje en su valor de referencia (660 Vdc) de acuerdo a los criterios de diseño del sistema.

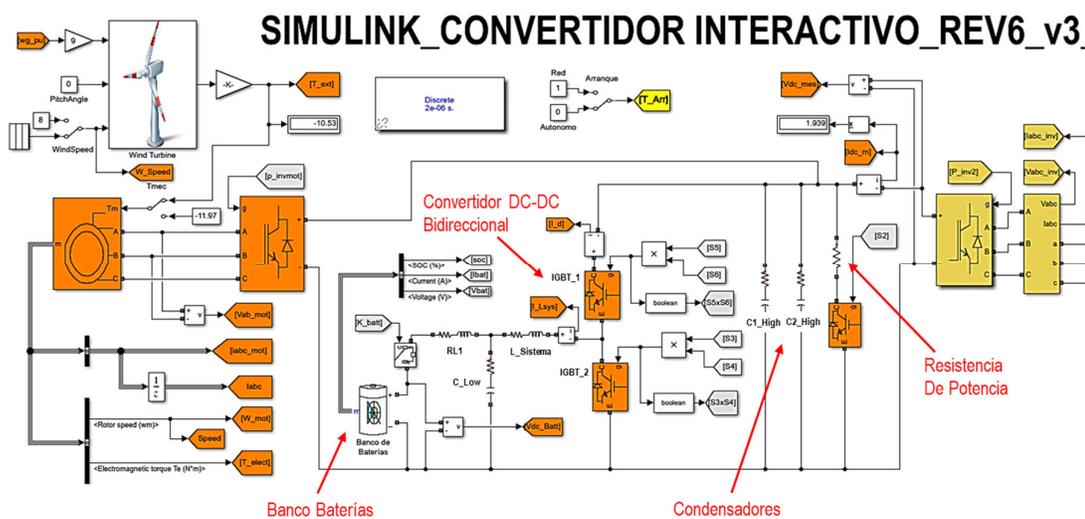


Figura 3.8 Componentes del enlace DC: Banco de Baterías, Convertidor DC-DC Bidireccional, Condensadores, Resistencia de Potencia.

3.1.4.1 Descripción del control del enlace DC o DC-Link.

Se desea que la tensión en el enlace DC se mantenga en su valor de referencia (660 Vdc) idealmente ante cualquier perturbación, sobrecarga, exceso o déficit de energía. Por lo tanto, el éxito del control implica mantener constante y cercano a la referencia, el valor de la tensión en el enlace DC en el mayor rango de escenarios posibles.

En el arranque del sistema el voltaje del enlace DC es cero y deberá alcanzar el valor de referencia en el menor tiempo posible. Teniendo en cuenta que el flujo de potencia puede ser bi-direccional desde y hacia el Convertidor 1 y desde y hacia el Convertidor 2, el arranque puede realizarse de dos formas: cargando los condensadores desde cero hasta el valor de referencia tomando la energía del banco de baterías (en ausencia de la red eléctrica, modo autónomo) o tomando la energía de la red, sin necesidad de usar el banco de baterías (en presencia de la red eléctrica, modo interactivo con la red).

Una vez que el sistema convertidor de energía entra en funcionamiento y alcanza su valor de referencia, pueden ocurrir dos escenarios en el flujo de potencia del enlace DC: el primero sería un exceso de generación de energía, esto ocurre si en ausencia de red comercial (puesto que en presencia de red, todo el excedente se entregaría a la red), la potencia de la carga es menor que la potencia generada por la micro-turbina, en este caso el convertidor DC-DC bidireccional aprovechará el exceso de energía para cargar el banco de baterías y solo en el caso de que la potencia generada siga siendo en exceso, es decir, en el supuesto que se alimente a la carga, se cargue las baterías y aún exista potencia excedente, entonces dicho excedente será disipado como calor mediante la resistencia de potencia; el segundo escenario sería un déficit de generación de energía, esto ocurre si en ausencia de red comercial (puesto que en presencia de red, todo el déficit sería cubierto por la red), la potencia de la carga es mayor que la potencia generada por la micro-turbina, en este caso el convertidor DC-DC bidireccional aprovechará la energía almacenada en el banco de baterías para suministrar la potencia faltante a la carga. En caso la energía almacenada en el banco de baterías no sea suficiente para alimentar a la carga y la ausencia de red se mantenga vigente, el sistema procederá a apagarse por sobrecarga.

3.1.4.2 El banco de baterías, el convertidor DC-DC bidireccional y la resistencia de potencia.

Existen diversas topologías de convertidores DC-DC bidireccionales para aplicaciones de carga y descarga de baterías. En este trabajo se presentará la configuración de un convertidor DC-DC tipo “Buck-Boost Bidireccional”, los criterios de diseño y su simulación en Matlab-Simulink.

En la figura 3.9 se muestra el modelo del convertidor DC-DC tipo Buck-Boost bidireccional que se ha implementado en el enlace DC del sistema. En el lado izquierdo (de menor tensión) se cuenta con un banco de baterías de 200 Vdc y en el lado derecho (de mayor tensión) se cuenta con el banco de condensadores (dos condensadores en paralelo) que se será cargado al valor de referencia de 660 Vdc.

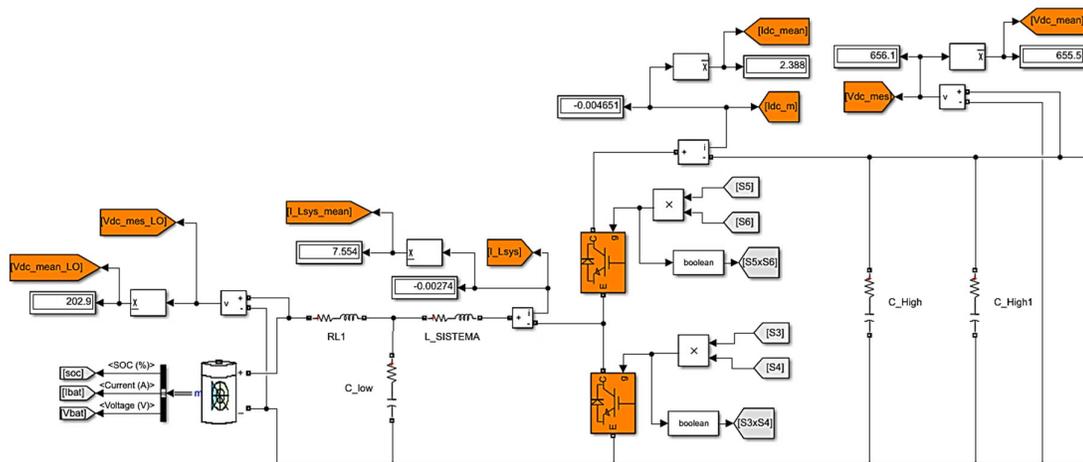


Figura 3.9 Modelo del Convertidor DC-DC tipo Buck-Boost Bi-Direccional.

El convertidor DC-DC cuenta con 02 semiconductores de potencia del tipo IGBT, cuando el IGBT1 (superior) permanece ABIERTO el convertidor funciona como elevador de tensión (*Boost* en inglés), y la conmutación del IGBT2 (inferior) hará que al estar cerrado la corriente circule desde la batería a través de la bobina etiquetada como “L_Sistema” y al abrirse la energía acumulada se entregue a los condensadores etiquetados como “C1_High” y “C2_High” y estos se carguen a la tensión de referencia de 660 Vdc.

De forma análoga cuando el IGBT2 (inferior) permanece ABIERTO el convertidor funciona como reductor de tensión (*Buck* en inglés) y la conmutación del IGBT1 (superior) hará que al estar cerrado la corriente circule desde los condensadores “C1_High” y “C2_High” hacia la bobina “L_Sistema” y al abrirse la energía acumulada en ella se entregue al banco de baterías cargándolo.

Con la implementación de este convertidor DC-DC se consigue mejorar el control del flujo de potencia en el sistema convertidor de energía, debido a que cuando se tiene déficit de potencia el banco de baterías puede inyectar potencia al sistema, y cuando se tiene exceso de potencia el banco de baterías puede ser cargado y consumir potencia del sistema.

En la tabla 3.4 se presentan los valores obtenidos de acuerdo al método propuesto en Anexo G de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/anexo-g.html>), para el cálculo de todos los parámetros del enlace DC. Los mismos que han sido

ingresados en el software Matlab-Simulink para la implementación de la simulación, tal como se muestra en la figura 3.10.

Tabla 3.4 Parámetros del enlace DC

Enlace DC o DC-Link		
Parámetro	Valor	Unidades
Bco. Baterías	200	(Vdc)
R (todas)	0.01	(ohm)
L1	30	(mH)
C_low	1200	(uF)
L_Sys	1	(mH)
Freq IGBT1	5000	(Hz)
D1 IGBT1	20	(%)
Freq IGBT2	5000	(Hz)
D1 IGBT2	50	(%)
C1_High	1200	(uF)
C2_High	1200	(uF)
Rpot	130	(ohm)@5KW
Vref_LinkDC	660	(Vdc)

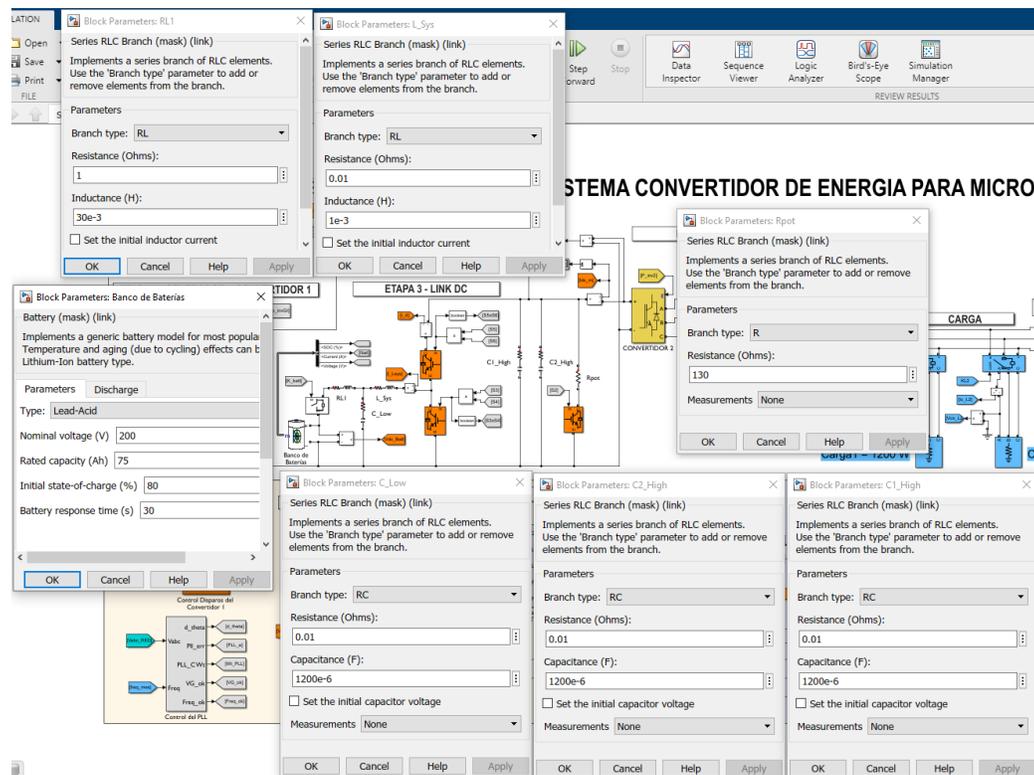


Figura 3.10 Parámetros del enlace DC en el software de simulación Matlab-Simulink.

3.1.5. Etapa 4: convertidor 2 y filtro LCL

El Convertidor 2 (convertidor del lado de la red) funciona como convertidor fuente de tensión controlado por corriente para el caso de operación en modo interactivo con la red y controlado por tensión para el caso de operación en modo autónomo. En el modo interactivo con la red, inyecta hacia la carga toda la potencia eléctrica generada por la micro-turbina y en caso de una carga baja, el excedente se entrega a la red, mientras que, en caso de una carga alta, el déficit es cubierto por la red. En el modo autónomo, el Convertidor 2 igualmente inyecta hacia la carga toda la potencia eléctrica generada por la micro-turbina, en caso de una carga baja el excedente es usado para cargar las baterías conectadas al sistema y/o es disipado como calor a través de una resistencia de potencia, mientras que, en el caso de una carga alta, el déficit es cubierto por la energía almacenada en las baterías lo cual le da mayor confiabilidad y robustez al sistema, que sin embargo, se apagará por sobrecarga si la energía de la microturbina sumada a la de las baterías es insuficiente.

En ambos modos de operación, se utiliza un control vectorial con modulación senoidal PWM (SPWM) lo cual genera un considerable contenido de armónicos debido a la conmutación de los dispositivos de potencia IGBT que lo conforman. Para atenuar dicho contenido armónico y entregar una señal sinusoidal, se diseña un filtro de armónicos tipo LCL que permite al sistema cumplir con los estándares de calidad que exige la normativa IEEE e IEC para sistemas interconectados a la red.

El sistema está conectado a una carga y red trifásica de 220 VAC eficaces y 60 Hz, con las mismas características de operación que la red eléctrica del sistema interconectado nacional del Perú. En la Figura 3.11 se muestra el esquema general de la etapa 4 que representa la interacción del Convertidor 2, filtro de acoplamiento tipo LCL, carga y red.

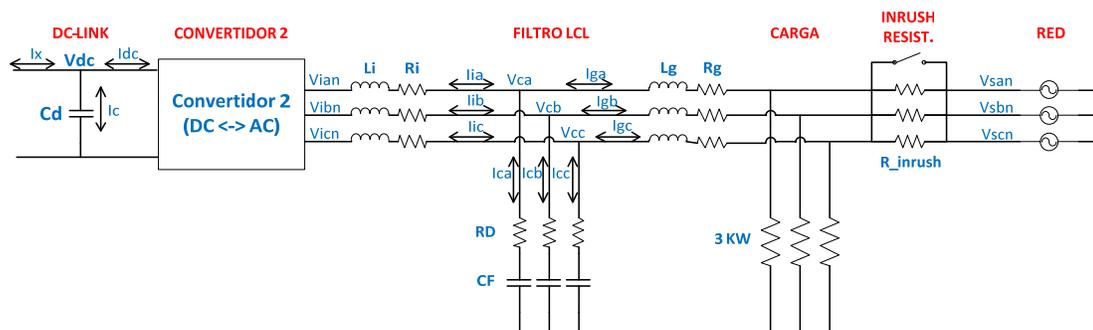


Figura 3.11 Esquema general etapa 4: Convertidor 2, filtro LCL, carga y red.

3.1.5.1 Diseño del filtro de acoplamiento e interacción con la red

Para la conexión del sistema convertidor de energía a la carga y a la red, es necesario realizar el filtrado de la señal que se genera por modulación de ancho de pulso (PWM) en el Convertidor 2 (del lado de la red) debido a que la conmutación de los dispositivos de potencia (IGBT's) genera una indeseable contaminación armónica en las señales de voltaje y corriente del sistema. Además, debido a su interacción con la red eléctrica pública, es necesario que el convertidor suministre la energía dentro de los estándares de calidad que exigen las normas para los sistemas de generación interconectados. Para tal fin se ha diseñado el filtro tomando en cuenta los estándares de la norma americana IEEE Std. 519, IEEE Std. 1547 y la europea IEC 61727. En la tabla 3.5 se muestra un resumen del contenido armónico máximo aceptable para sistemas interconectados a la red.

Tabla 3.5 Estándares Internacionales para el Límite de Distorsión Armónica

LIMITES DE DISTORSIÓN ARMÓNICA				
Estándar ->	IEEE-519	IEEE-1547	IEC-61727	THDi Total
Arm. Impares	Límite Max.	Límite Max.	Límite Max.	
h < 11	4%	4%	4%	< 5%
11 ≤ h ≤ 15	2%	2%	2%	
17 ≤ h ≤ 21	1.5%	1.5%	1.5%	
23 ≤ h ≤ 35	0.6%	0.6%	0.6%	
35 a más	0.3%	0.3%	s/d	
Arm. Pares	Límite Max.	Límite Max.	Límite Max.	
2 ≤ h ≤ 8	1%	1%	1%	
10 ≤ h ≤ 14	0.5%	0.5%	0.5%	
16 ≤ h ≤ 20	0.375%	0.375%	0.5%	
22 ≤ h ≤ 34	0.15%	0.15%	0.5%	
36 a más	0.075%	0.075%	s/d	

Para obtener la calidad de la señal deseada, es posible diseñar filtros de primer orden “tipo L”, o de tercer orden “tipo LCL”; siendo el filtro “tipo LCL” que se muestra en la figura 3.16 el que se ha elegido para el sistema convertidor de energía debido a que presenta varias ventajas sobre el filtro puramente inductivo de primer orden, si bien su diseño es más complejo, el filtro de tercer orden permite alcanzar una adecuada calidad de la señal con valores de inductancia relativamente pequeños (reducido peso y tamaño) y de bajo costo. Para obtener una calidad similar con el filtro “tipo L”, se requeriría valores de L muy grandes que harían más costoso el filtro, mecánicamente más grande y pesado (poco práctico) y eléctricamente menos eficiente puesto que a grandes valores de L se tiene una mayor caída de tensión a la salida del filtro.

En el diagrama de bode de la figura 3.12 se muestra que el filtro LCL de tercer orden es más eficiente para atenuar los armónicos de frecuencias altas debido a su mayor pendiente de atenuación (-60dB/dec). Sin embargo, se aprecia también la aparición de una frecuencia de resonancia (que no aparece en el filtro tipo L) que es necesario amortiguar si se desea evitar que un armónico cercano a dicha frecuencia sea amplificado y esto genere inestabilidad o comportamientos indeseados en el sistema.

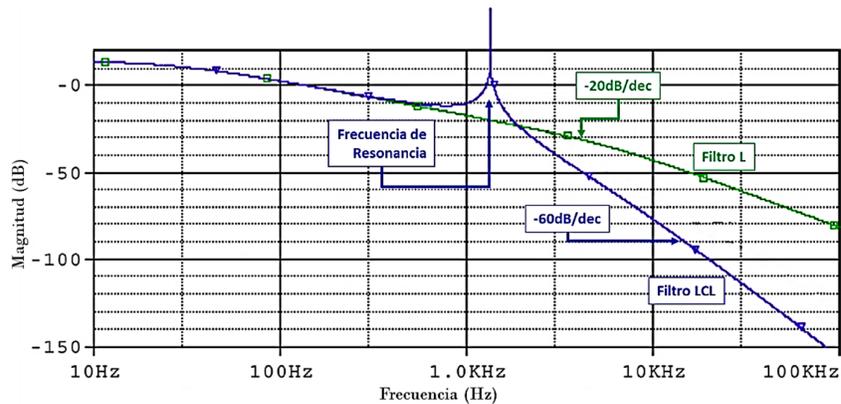


Figura 3.12 Diagrama de Bode. Filtro tipo L de primer orden (-20dB/dec) vs Filtro tipo LCL de tercer orden (-60dB/dec)

Se puede calcular la frecuencia de resonancia de un filtro tipo LCL no amortiguado como el de la figura 3.13 despejando la función de transferencia teniendo en cuenta que R_i y R_g son las resistencias en el cobre de cada bobina (valores muy pequeños) y por lo tanto no influyen en el circuito por lo que se tiene la siguiente expresión:

$$M(s) = \frac{I_2(s)}{V_{pwm}(s)} = \frac{1}{s^3 \cdot L_i \cdot L_g \cdot C_f + s \cdot (L_i + L_g)} \quad (3.8)$$

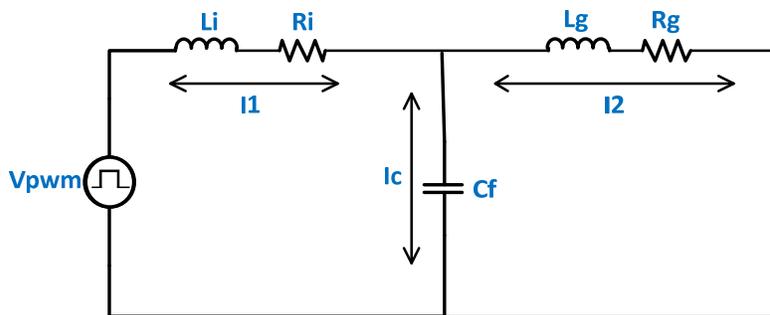


Figura 3.13 Circuito Equivalente de un filtro tipo LCL. No amortiguado.

De acuerdo con la ecuación 3.8 la frecuencia de resonancia será aquella en la que la ganancia de $M(s)$ se hace infinito, es decir cuando el denominador es igual a cero:

$$W_{res} = 2\pi f_{res} = \sqrt{\frac{L_i + L_g}{L_i L_g C_f}} \quad (3.9)$$

Para realizar el amortiguamiento de la frecuencia de resonancia del filtro LCL es posible utilizar métodos pasivos o activos. Los métodos pasivos proponen insertar resistencias en el circuito de tal manera que se logre amortiguar la resonancia tal como se muestra en la figura 3.14. La principal desventaja del método pasivo es la pérdida de potencia por efecto Joule en la resistencia de amortiguamiento. Por otra parte, en los métodos activos se consigue atenuar la resonancia sin necesidad de insertar resistencias, pero es necesario insertar bloques de control y sensores en el sistema lo cual hace más complejo su diseño e implementación. Por tanto, para convertidores de gran potencia se justifica el uso de métodos de amortiguamiento activo puesto que las pérdidas por efecto Joule tienen un mayor costo económico y energético en el sistema. Sin embargo, para el sistema convertidor de energía del presente trabajo de tesis (potencias de hasta 100 KW), es suficiente el uso de métodos pasivos por su bajo costo de implementación, buen funcionamiento y relativamente bajo nivel de pérdidas de potencia en la resistencia de amortiguamiento que no representan un costo económico ni energético considerable.

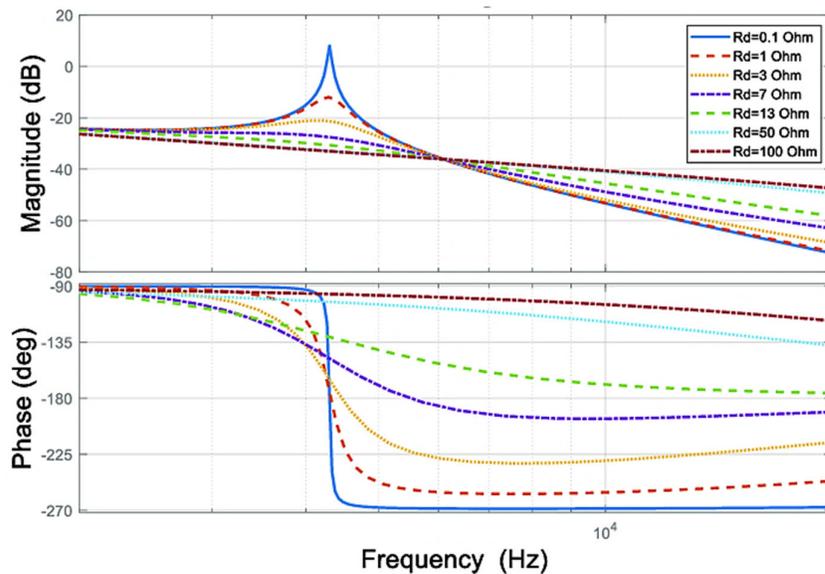


Figura 3.14 Amortiguamiento pasivo de la frecuencia de resonancia. Filtro tipo LCL con resistencia R_d en serie al condensador C_f .

Dentro de los métodos pasivos, se ha elegido la topología: “LCL con resistencia en serie al condensador” porque es la que presenta un mejor comportamiento tanto en magnitud como en fase para el sistema convertidor de energía propuesto.

En la figura 3.15 se muestra el circuito equivalente para el funcionamiento del convertidor en modo conectado a red de una de las tres fases idénticas del filtro de acoplamiento propuesto.

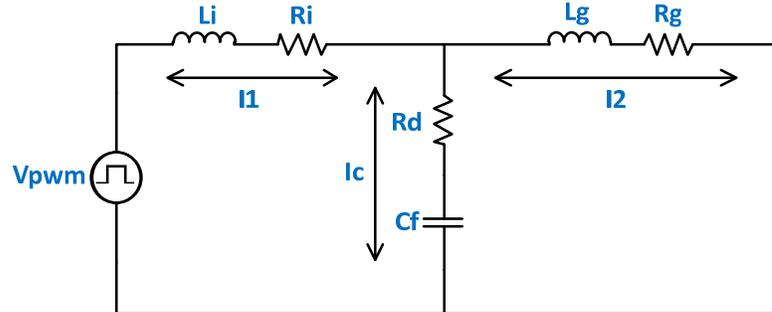


Figura 3.15 Circuito Equivalente del filtro tipo LCL cuando el convertidor funciona en modo conectado a red.

Las resistencias R_i y R_g son despreciables debido a que representan la resistencia en el cobre de las bobinas L_i y L_g respectivamente, entonces mientras más pequeño es el valor de la inductancia L , menor será el valor de su resistencia asociada:

$$0.03 \text{ ohm} < R_i \text{ o } R_g < 0.5 \text{ ohm} \quad (\text{para } 1 \text{ mH} < L < 30 \text{ mH}) \quad (3.10)$$

La función de transferencia $M(s) = \frac{I_2(s)}{V_{pwm}(s)}$ nos dará la expresión de la planta que será controlada por los lazos de control en el Convertidor 2 cuando funciona en el modo conectado a red. Entonces se aplica Kirchoff al circuito de la figura 3.15 y se obtiene:

$$V_{pwm}(s) = I_1(s) \cdot sL_i + I_2(s) \cdot sL_g \quad (3.11)$$

$$I_1(s) = I_c(s) + I_2(s) \quad (3.12)$$

$$I_c(s) = \frac{I_2(s) \cdot sL_g}{R_d + \frac{1}{sC_f}} \quad (3.13)$$

Siendo la función de transferencia $M(s)$ para el modo conectado a red:

$$M(s) = \frac{I_2(s)}{V_{pwm}(s)} = \frac{s \cdot C_f \cdot R_d + 1}{s^3 \cdot L_i \cdot L_g \cdot C_f + s^2 \cdot C_f \cdot R_d \cdot (L_i + L_g) + s \cdot (L_i + L_g)} \quad (3.14)$$

En la figura 3.16 se muestra el circuito equivalente fuente de voltaje de una de las tres fases idénticas del filtro de acoplamiento propuesto. Siendo Z_g la impedancia equivalente de la carga en una fase.

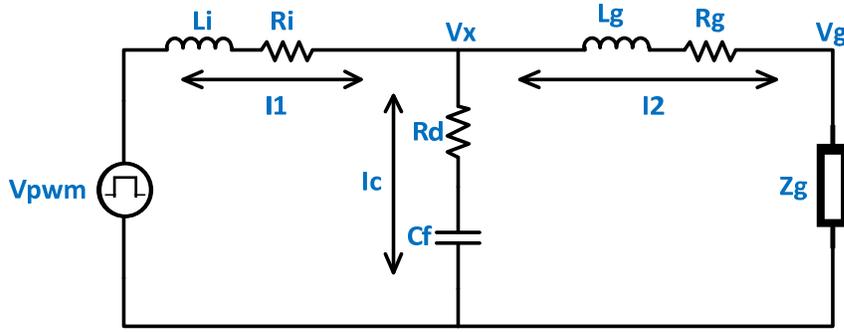


Figura 3.16 Circuito Equivalente del Filtro tipo LCL cuando el convertidor funciona en modo autónomo.

La función de transferencia $M(s) = \frac{V_g(s)}{V_{pwm}(s)}$ nos dará la expresión de la planta que será controlada por los lazos de control en el Convertidor 2 cuando funciona en el modo autónomo. Entonces se aplica Kirchoff al circuito de la figura 3.16 y se obtiene:

$$V_{pwm}(s) = I_1(s) \cdot sL_i + I_2(s) \cdot sL_g + V_g \quad (3.15)$$

$$I_2(s) = \frac{V_g(s)}{Z_g} \quad (3.16)$$

$$I_c(s) = \frac{V_x(s)}{R_d + \frac{1}{sC_f}} \quad (3.17)$$

$$I_1(s) = I_c(s) + I_2(s) \quad (3.18)$$

Siendo la función de transferencia $M(s)$ para el modo autónomo:

$$M(s) = \frac{V_g(s)}{V_{pwm}(s)} = \frac{s \cdot C_f \cdot R_d \cdot Z_g + Z_g}{s^3 \cdot L_i \cdot L_g \cdot C_f + s^2 \cdot C_f (L_i \cdot Z_g + L_i \cdot R_d + L_g \cdot R_d) + s \cdot (L_i + L_g + R_d \cdot C_f \cdot Z_g) + Z_g} \quad (3.19)$$

Se han realizado diversos estudios e investigaciones en torno a cómo diseñar el mejor filtro de acoplamiento para conectar convertidores de potencia a la red [3], [7], [20], [44]. En base a ello, en el anexo H de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/anexo-h.html>), se propone un método para el cálculo de los valores del filtro, de forma que se logre cumplir con los estándares de contenido armónico de las normas IEEE Std. 519, IEEE Std. 1547 e IEC 61727 y al mismo tiempo lograr un buen compromiso costo/eficiente para el filtro de tercer orden tipo LCL con amortiguamiento pasivo (resistencia en serie al condensador) propuesto para el sistema convertidor de energía del presente trabajo de tesis.

En la tabla 3.6 se presentan los valores obtenidos de acuerdo al método propuesto en Anexo H de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/anexo->

h.html), para el filtro LCL. En la figura 3.17 se muestran los valores que han sido introducidos en Matlab-Simulink para la simulación del sistema.

Tabla 3.6 Parámetros filtro LCL

FILTRO LCL		
Parámetro	Valor	Unidades
Potencia Convertidor	2,984	(VA)
Vrms L-L	220	(V)
Vrms L-N	127	(V)
F-red	60	(Hz)
Vdc - Link	660	(Vdc)
F-Conv.2	8,000	(Hz)
Inductancia Li	2.80	(mH)
Inductancia Lg	1.40	(mH)
Capacitor Cf	8.20	(uF)
Resistencia Rd	4.00	(Ohm)
Resistencia Ri	0.001	(Ohm)
Resistencia Rg	0.001	(Ohm)

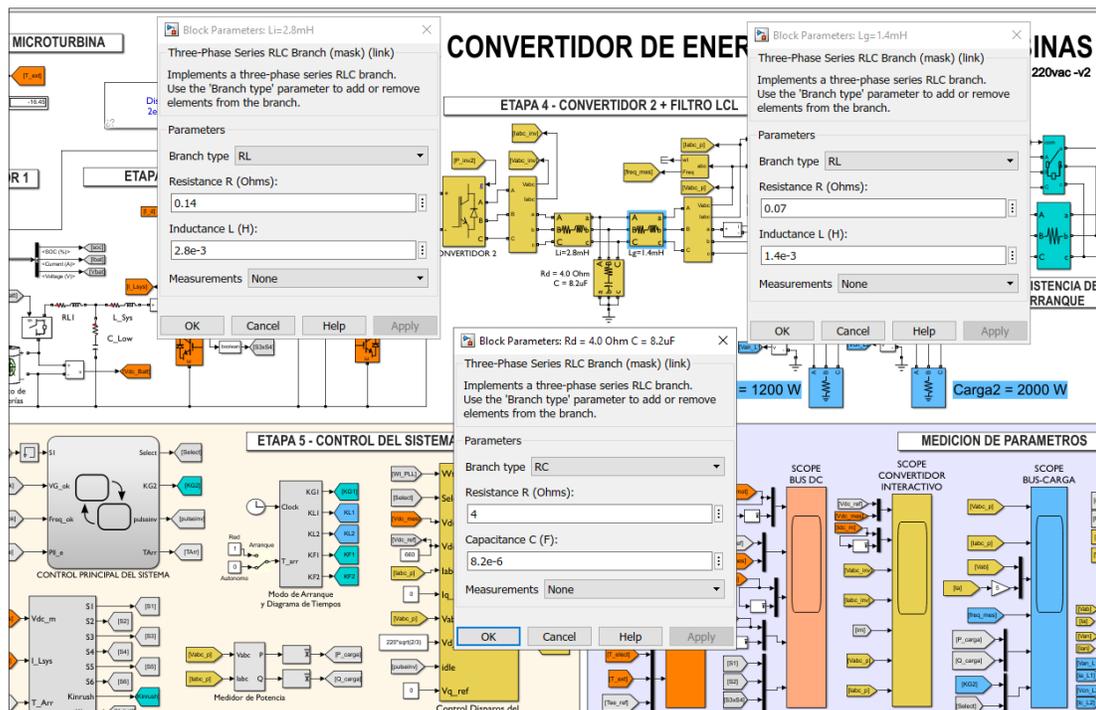


Figura 3.17 Parámetros del filtro LCL en el software de simulación Matlab-Simulink.

3.1.5.2 Control del convertidor 2 en el modo conectado a red

El modelamiento matemático del funcionamiento del Convertidor 2 ha sido explicado en el capítulo 2 y las ecuaciones 2.87 y 2.88 que describen el comportamiento eléctrico del sistema pueden ser escritas como en las ecuaciones 3.20 y 3.21 para desarrollar el diagrama de control que se muestra en la figura 3.18.

$$m_d \left(\frac{V_{dc}}{2} \right) - V_{sd} = X1 - Lt. Ws. Isq \quad (3.20)$$

$$m_q \left(\frac{V_{dc}}{2} \right) - V_{sq} = X2 + Lt. Ws. Isd \quad (3.21)$$

Siendo $V_{cd} = m_d \left(\frac{V_{dc}}{2} \right)$ y $V_{cq} = m_q \left(\frac{V_{dc}}{2} \right)$ los voltajes a la salida del Convertidor 2 en los ejes directo (eje "d") y cuadratura (eje "q") respectivamente.

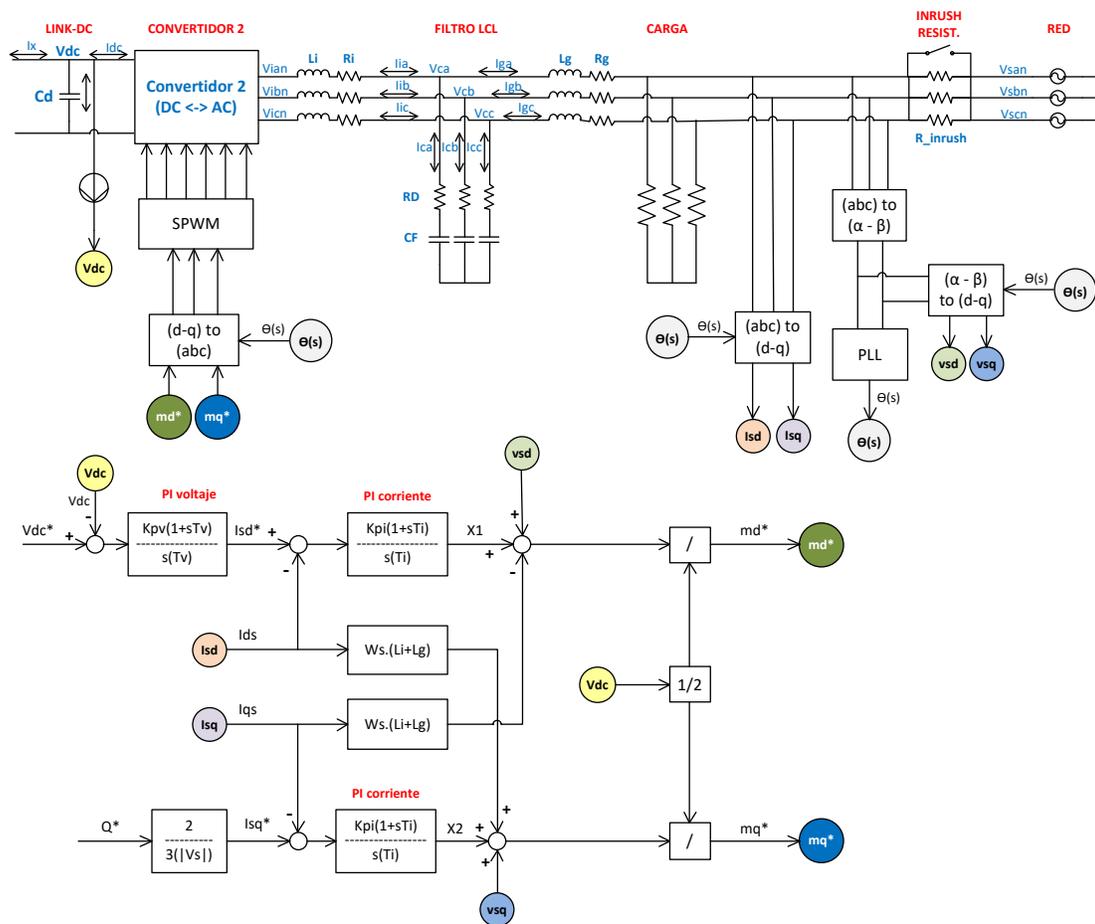


Figura 3.18 Circuito eléctrico, señales y diagrama de bloques del control vectorial del Convertidor 2 en el modo conectado a red.

En la tabla 3.7 se presentan los valores obtenidos de acuerdo al método propuesto en Anexo N de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/anexo-n.html>), para el cálculo de todos los parámetros de los controladores PI del Convertidor 2 en el modo conectado a red, los mismos que han sido ingresados en el software Matlab-Simulink para la implementación de la simulación, tal como se muestra en la figura 3.19.

Tabla 3.7 Parámetros de los controladores PI del Convertidor 2, en el modo interactivo o conectado a red.

Constantes de los PI de Corriente		
Parámetro	Valor	Unidades
Kc (Isd)	14.5	(-)
Ki (Isd)	725	(-)
Tc (Isd)	0.02	(s)
Kc (Isq)	14.5	(-)
Ki (Isq)	725	(-)
Tc (Isq)	0.02	(s)

Constantes del PI de Voltaje		
Parámetro	Valor	Unidades
Kv	1.52	(-)
Ki	475	(-)
Tv	0.0032	(s)

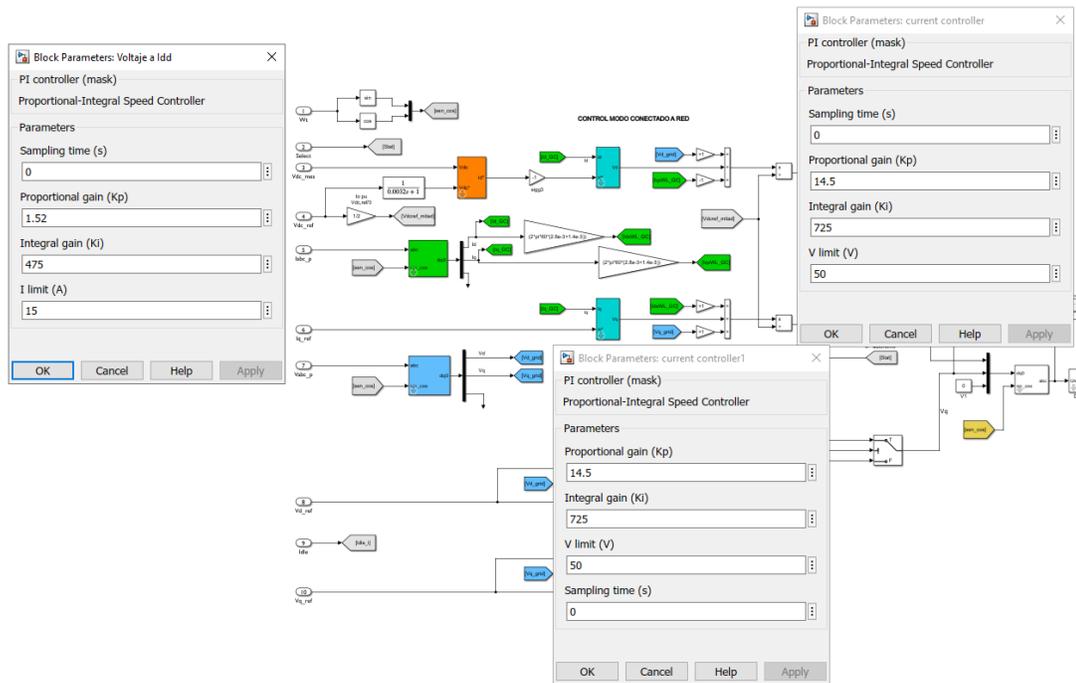


Figura 3.19 Parámetros de los controladores PI del Convertidor 2 en el modo conectado a red, en el software de simulación Matlab-Simulink.

3.1.5.3 Control del convertidor 2 en el modo autónomo o aislado de la red

Se presenta el modelamiento matemático del funcionamiento del Convertidor 2 en el modo autónomo. El control tiene como objetivo regular la amplitud y la frecuencia de la tensión que se entrega a la carga cuando el sistema trabaja en ausencia de red. En las ecuaciones 3.22 a 3.24 se describe el comportamiento eléctrico del sistema en el marco de referencia "a-b-c" teniendo en cuenta el circuito en modo autónomo que se muestra en la figura 3.20.

$$C_f \left(\frac{dV_{ca}}{dt} \right) = I_{ia} - I_{ga} \quad (3.22)$$

$$C_f \left(\frac{dV_{cb}}{dt} \right) = I_{ib} - I_{gb} \quad (3.23)$$

$$C_f \left(\frac{dV_{cc}}{dt} \right) = I_{ic} - I_{gc} \quad (3.24)$$

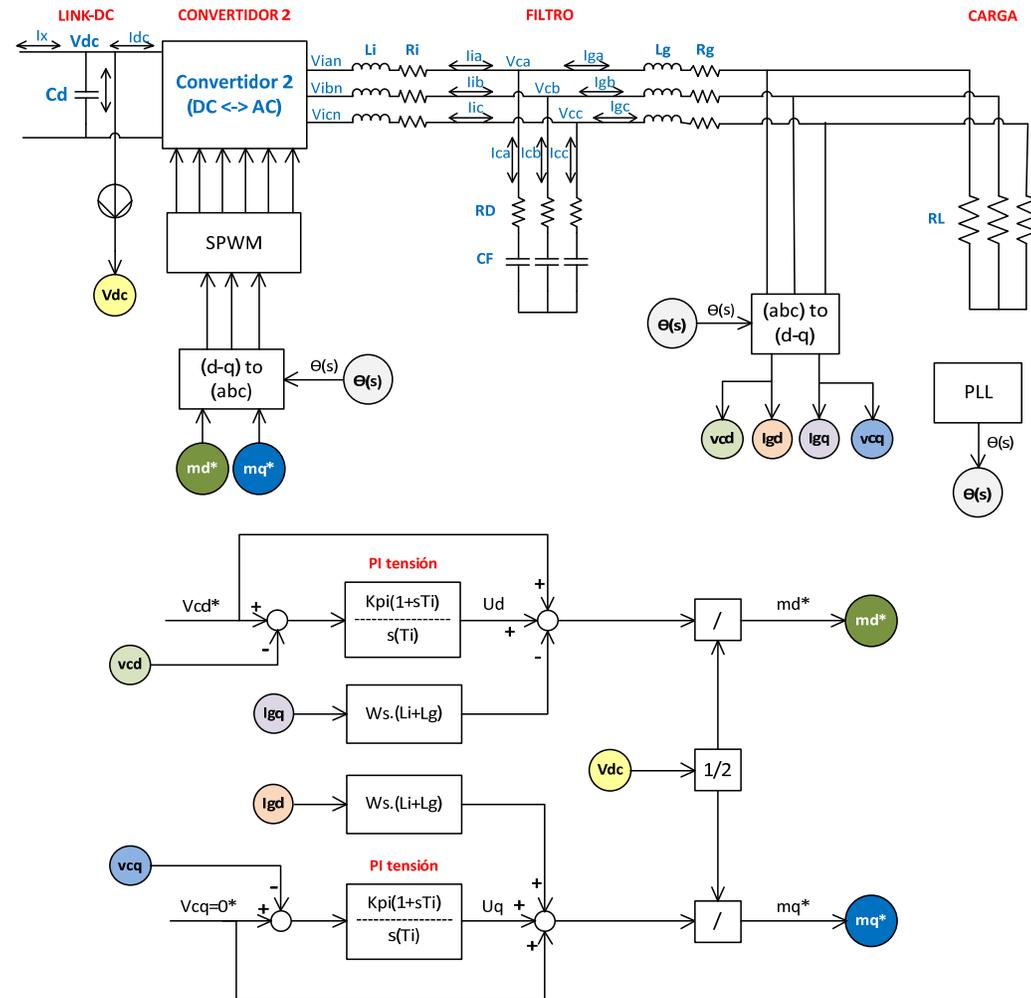


Figura 3.20 Circuito eléctrico, señales y control vectorial del Convertidor 2 en el modo autónomo.

Se realiza la transformación del marco de referencia fijo “a-b-c” al marco de referencia giratorio “d-q” de forma análoga a lo desarrollado en la sección 2.6 y se obtiene:

$$Cf \left(\frac{dV_{cd}}{dt} \right) - Cf. Ws. V_{cq} = I_{id} - I_{gd} \quad (3.25)$$

$$Cf \left(\frac{dV_{cq}}{dt} \right) + Cf. Ws. V_{cd} = I_{iq} - I_{gq} \quad (3.26)$$

En la tabla 3.8 se presentan los valores obtenidos de acuerdo al método propuesto en Anexo N de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/anexo-n.html>), para el cálculo de todos los parámetros de los controladores PI del Convertidor 2 en el modo conectado a red, los mismos que han sido ingresados en el software Matlab-Simulink para la implementación de la simulación, tal como se muestra en la figura 3.21.

Tabla 3.8 Parámetros de los controladores PI del Convertidor 2, en el modo autónomo.

Constantes de los PI de Tensión		
Parámetro	Valor	Unidades
Kc (Vcd)	0.05	(-)
Ki (Vcd)	152	(-)
Tc (Vcd)	0.00033	(s)
Kc (Vcq)	0.05	(-)
Ki (Vcq)	152	(-)
Tc (Vcq)	0.00033	(s)

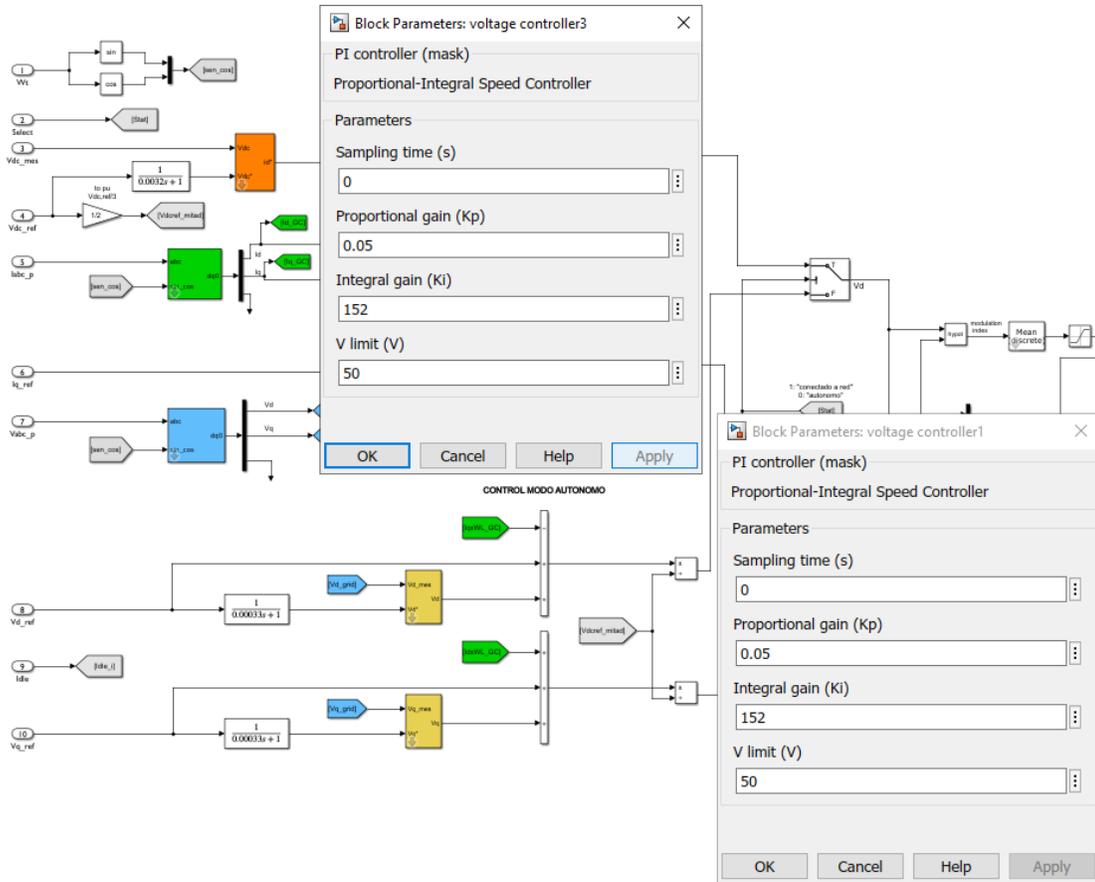


Figura 3.21 Parámetros de los controladores PI del Convertidor 2 en el modo autónomo, en el software de simulación Matlab-Simulink.

3.1.6. Etapa 5: control del sistema

Se desarrolla un sistema de control para las cuatro etapas ya descritas, de tal manera que el sistema convertidor de energía funcione de forma estable, robusta y automática; en los modos de operación autónomo e interactivo con la red eléctrica.

3.1.6.1 Descripción general del control del sistema convertidor de energía.

En la etapa 1: Se implementa un sensor de velocidad en el eje de la turbina o en el eje del generador de inducción, de tal manera que se pueda conocer la presencia de viento (o energía mecánica en el eje) y si esta se encuentra dentro del rango de funcionamiento del sistema (Se ha etiquetado como: "Hay Viento?" en el Diagrama de Flujo (D.F.) de la sección 3.1.6.2). En este caso, el rango de operación será aprox. entre los 900 rpm y los 1800 rpm en el eje del generador de inducción.

En la etapa 2: Conociendo la velocidad en el eje del generador de inducción y verificando que se encuentra dentro del rango de trabajo, se fija mediante control vectorial una velocidad de campo en el rotor ligeramente menor a la del eje de tal manera que se empieza a extraer energía eléctrica de la micro-turbina (“Func.Conv.1” en el D.F. de la sección 3.1.6.2).

En la etapa 3: Se implementa un sensor de voltaje en el enlace-DC y un convertidor DC-DC bidireccional que permite entregar energía al sistema desde las baterías (“Batt-Boost” en el D.F. de la sección 3.1.6.2) cuando el sistema está en déficit de energía y recibir energía del sistema para cargar las baterías (“Cargar Batt” en el D.F. de la sección 3.1.6.2) cuando el sistema cuenta con superávit de energía; Se implementa también una resistencia de potencia para disipar energía en caso el sistema esté entregando energía a la carga, cargando las baterías y continúe habiendo exceso de generación potencia (“Resistencia Quemado” en el D.F. de la sección 3.1.6.2).

En la etapa 4: Se implementa un sensor de voltaje, corriente y frecuencia de las tres fases de la red, de tal manera que se pueda determinar la presencia de la red y si ésta se encuentra dentro de los valores de calidad aceptables (“Presencia de RED?” en el D.F. de la sección 3.1.6.2). De esta manera se determina el modo de operación del sistema, teniendo como prioridad el funcionamiento en modo de sincronismo con la red (“Modo RED” en el D.F. de la sección 3.1.6.2) y solo en caso de ausencia de red, el sistema trabaja en modo autónomo (“Modo AUTONOMO” en el D.F. de la sección 3.1.6.2).

En la etapa 5: Se implementa una lógica de control, que permite que las cuatro etapas precedentes operen de forma automática, coordinada y eficiente de tal manera que en su conjunto formen un solo sistema, al que se ha denominado: Sistema Convertidor de Energía para Micro-Turbinas, Autónomo e Interactivo con la Red Eléctrica.

3.1.6.2 Diagrama de flujo del control del sistema.

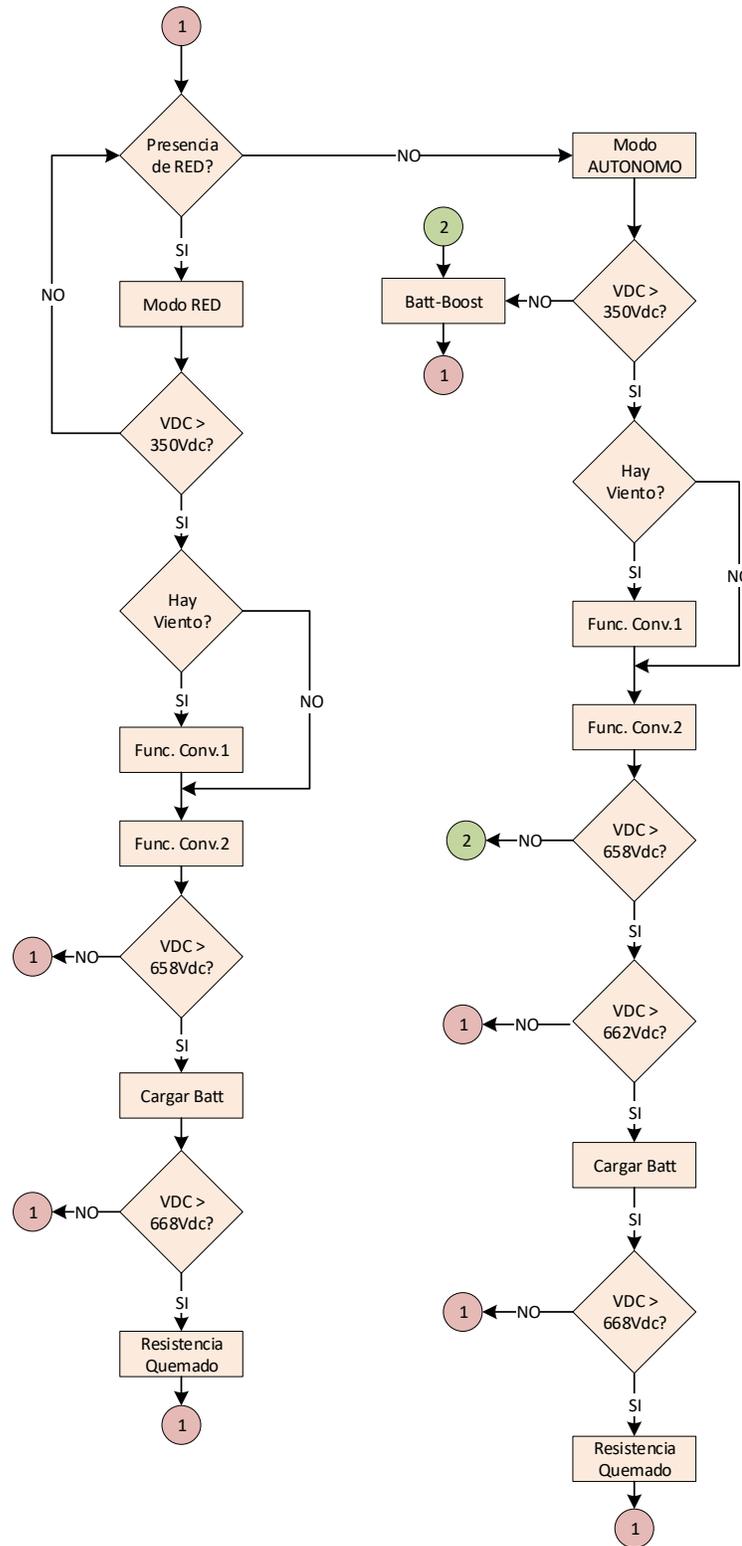


Figura 3.22 Diagrama de flujo del control del sistema.

3.1.6.3 Control del modo de operación (autónomo o red).

Para definir el modo de operación en el que debe trabajar el sistema convertidor de energía es necesario detectar la presencia o ausencia de red eléctrica comercial y en caso de presencia de red (modo RED) se debe además sincronizar el voltaje del convertidor con el de la red. Se realiza para ello el censado de voltaje de la red y mediante la sintonización adecuada de un lazo de seguimiento de fase (también conocido como PLL: *Phase Locked Loop* en inglés), se logra el sincronismo deseado. En la figura 3.23 se muestra el bloque de control del PLL.

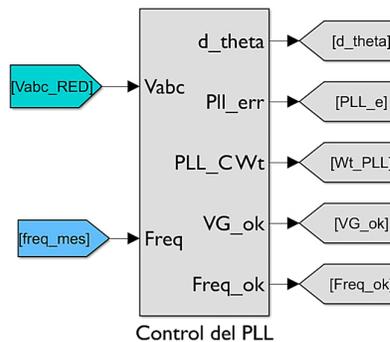


Figura 3.23 Bloque de control del PLL en Matlab-Simulink.

Variables de entrada:

- **Vabc_RED:** Voltaje trifásico de la RED (análoga)
- **freq_mes:** Frecuencia del voltaje de la RED (análoga)

Variables de salida:

- **d_theta:** Valor del error de fase (análoga)
- **PLL_e:** Estado del error de fase (digital)
 - 0: El error de fase está "OK"
 - 1: El error de fase está fuera de rango
- **Wt_PLL:** Frecuencia generada en el PLL (análoga)
- **Vg_ok:** Estado del voltaje de la RED (digital)
 - 0: El valor RMS está fuera de rango
 - 1: El valor RMS está "OK"
- **Freq_ok:** Estado de la frecuencia de la RED (digital)
 - 0: El valor de frecuencia está fuera de rango
 - 1: El valor de frecuencia está "OK"

En la figura 3.24 se muestra el diagrama de bloques de control del PLL, se tiene a la entrada la señal de voltaje de la red y a la salida la frecuencia de operación del convertidor

de energía debidamente sincronizada. Se observa también que, en el caso de ausencia de red (modo AUTONOMO), los lazos de realimentación se hacen cero y por lo tanto la frecuencia será autogenerada con el valor de la frecuencia nominal de la red (frecuencia “Wo”) es decir $2\pi \cdot 60\text{Hz}$, en caso de retornar la red, nuevamente se activan los bloques de control y la frecuencia de salida “Wt” seguirá en frecuencia y fase a la red.

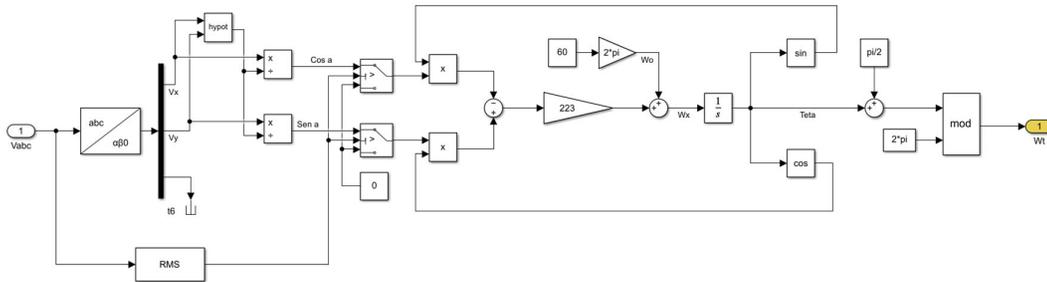


Figura 3.24 Diagrama de bloques del PLL que controla la frecuencia de operación del sistema convertidor de energía.

Si se tiene en cuenta las ecuaciones 3.27 y 3.28 el diagrama de bloques puede ser simplificado tal como se muestra en la figura 3.25.

$$\text{Sen}(a - \theta) = \text{Sen}(a)\text{Cos}(\theta) - \text{Cos}(a)\text{Sen}(\theta) \quad (3.27)$$

$$\text{Sen}(a - \theta) \approx a - \theta = \Delta\theta \quad (\text{para pequeños } \Delta\theta) \quad (3.28)$$

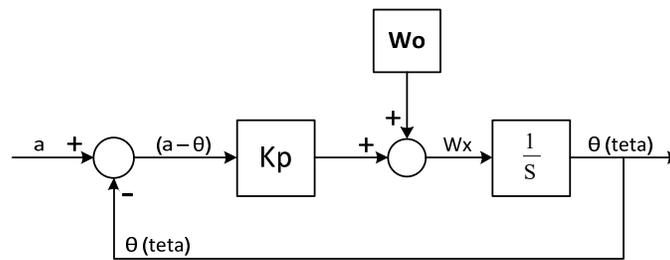


Figura 3.25 Diagrama de bloques del PLL simplificado.

Se obtienen las funciones de transferencia de lazo abierto y lazo cerrado del diagrama de bloques simplificado de la figura 3.25.

$$M_A(s) = (Kp + Wo) \left(\frac{1}{s}\right) \quad (3.29)$$

$$M_C(s) = \frac{\theta(s)}{a(s)} = \frac{M_A(s)}{1 + M_A(s)} = \frac{1}{\left(\frac{1}{Kp + Wo}\right)s + 1} \quad (3.30)$$

Se observa en la ecuación 3.32 que para una variación del tipo escalón del ángulo de fase de la red, el error en estado estacionario del sistema es cero y por lo tanto es posible (y suficiente) implementar un controlador proporcional K_p para lograr el sincronismo.

$$\frac{E(s)}{a(s)} = \frac{a(s) - \theta(s)}{a(s)} = 1 - \frac{\theta(s)}{a(s)} = \frac{s}{s + K_p + W_o} \quad (3.31)$$

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot E(s) = s \cdot \frac{s}{s + K_p + W_o} \cdot \frac{1}{s} = 0 \quad (3.32)$$

Se tiene por lo tanto el sistema de primer orden de la forma:

$$M(s) = \frac{1}{\left(\frac{1}{K_p + W_o}\right)s + 1} = \frac{1}{T s + 1} \rightarrow T = \frac{1}{K_p + W_o} \quad (3.33)$$

Se elige el tiempo de establecimiento (T_{est}) para que el error de fase sea menor al 1% antes de que transcurra medio ciclo de la señal y esto se da conforme se muestra en la figura 3.26 cuando $T_{est} = 5T$ y así se obtiene:

$$T_{est} = 5T = \frac{1}{2} T_o = \frac{1}{2} \frac{1}{f_o} = \frac{1}{2} \frac{1}{60 \text{ Hz}} = 0.0083 \text{ s} \rightarrow T = 0.0016 \text{ s} \quad (3.34)$$

$$(K_p + W_o) = \frac{1}{T} = 600 \rightarrow K_p = 223 \quad (3.35)$$

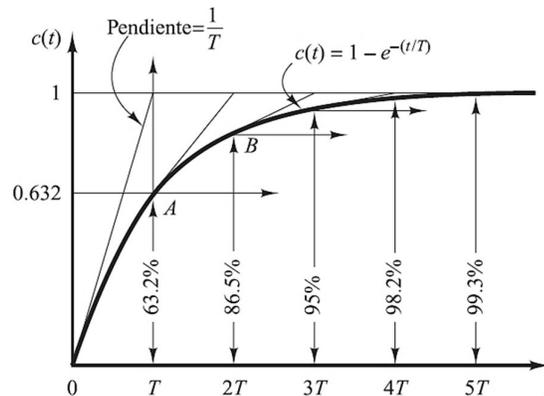


Figura 3.26 Curva de respuesta de una función de transferencia de primer orden.

(Fuente: referencia [25])

3.1.6.4 Control automático. máquina de estado.

Se ha implementado una máquina de estados para controlar el funcionamiento del sistema completo. En la figura 3.27 se muestra el bloque de control.

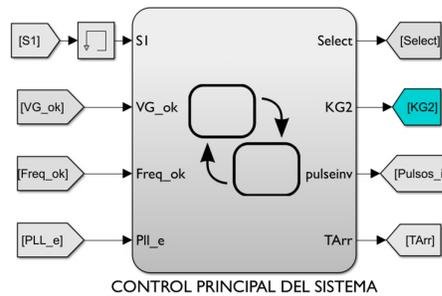


Figura 3.27 Bloque de control del sistema completo en Matlab-Simulink.

Variables de entrada:

- **S1:** Estado de operación del Sistema (digital)
 - 0: El sistema está trabajando “OK”
 - 1: El sistema está en “ERROR”
- **Vg_ok:** Estado del voltaje de la RED (digital)
 - 0: El valor RMS está fuera de rango (220VAC +/- 10%)
 - 1: El valor RMS está “OK” (220VAC +/- 10%)
- **Freq_ok:** Estado de la frecuencia de la RED (digital)
 - 0: El valor de frecuencia está fuera de rango (60 Hz +/- 0.3 Hz)
 - 1: El valor de frecuencia está “OK” (60 Hz +/- 0.3Hz)
- **PLL_e:** Estado del error de fase en el PLL (digital)
 - 0: El error de fase está “OK” ($0 \leq E(s) \leq 0.2$)
 - 1: El error de fase está fuera de rango ($0.2 < E(s) \leq 1$)

Variables de salida:

- **Select:** Define el modo de operación del Convertidor 2 (digital)
 - 0: Modo AUTONOMO
 - 1: Modo RED
- **KG2:** Define la apertura o cierre del interruptor de red (digital)
 - 0: El interruptor de red está abierto
 - 1: El interruptor de red está cerrado
- **Pulseinv:** Define la operación o no del Convertidor 2 (digital)
 - 0: El Convertidor 2 NO opera (estado de “espera” hasta sincronizar)
 - 1: El Convertidor SI opera
- **TArr:** Define el tipo de arranque del sistema (digital)
 - 0: El sistema arranca en modo AUTONOMO (con Baterías)
 - 1: El sistema arranca en modo RED (sin Baterías, con energía de la RED y resistencias de supresión de pico en el arranque).

En la figura 3.28 se muestra el detalle del funcionamiento de la máquina de estados y las condiciones que debe cumplir cada transición.

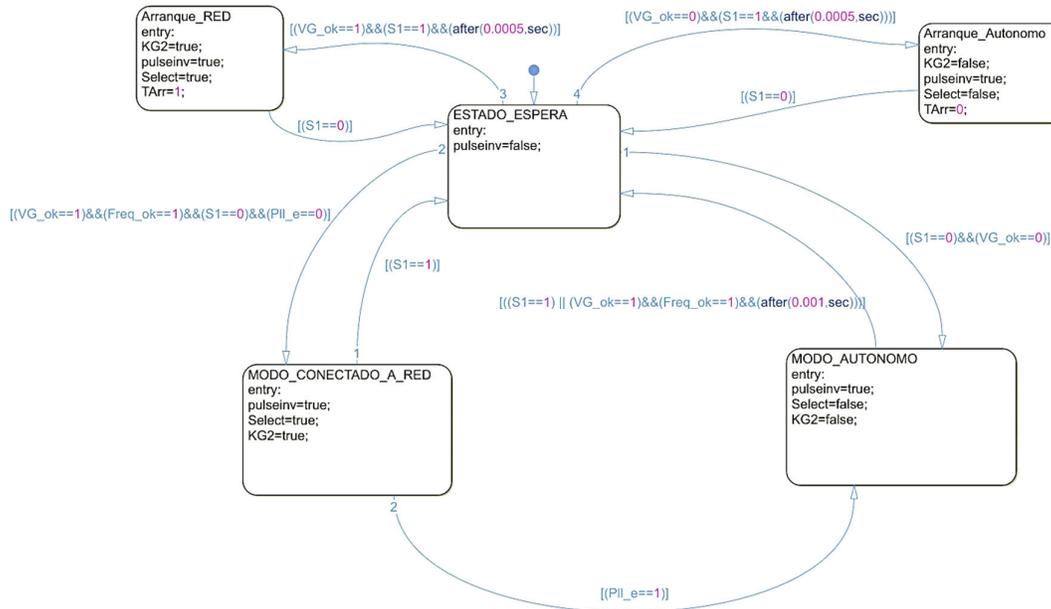


Figura 3.28 La máquina de estados que controla el funcionamiento del sistema.

3.1.6.5 Control del enlace DC o DC-Link.

El control del enlace en corriente continua bidireccional o LINK-DC tiene gran importancia en la estabilidad del sistema y su función principal es mantener el voltaje DC en el valor de referencia (definido para este caso en 660 VDC) ante cualquier variación de la carga, ausencia o presencia de red. En la figura 3.29 se muestra el bloque de control.

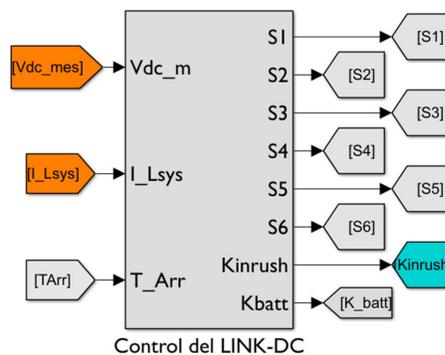


Figura 3.29 Bloque de control del Link DC en Matlab-Simulink

Variables de entrada:

- **Vdc_mes:** Voltaje DC medido en el LINK (análoga)
- **I_Lsys:** Corriente en el Convertidor DC-DC bidireccional (análoga)
- **TArr:** El tipo de arranque del Sistema (digital)
 - 0: Arranque en modo AUTONOMO
 - 1: Arranque en modo RED

Variables de salida:

- **S1:** Estado de operación del Sistema (digital)
 - 0: El sistema está trabajando "OK"
 - 1: El sistema está en "ERROR"
- **S2:** Define la operación de la resistencia de "quemado" Rpot (digital)
 - 0: La resistencia NO consume energía
 - 1: La resistencia SI consume energía del sistema
- **S3:** Define la operación del convertidor DC-DC en modo "Boost" (digital)
 - 0: El convertidor DC-DC NO opera en modo "Boost"
 - 1: El convertidor DC-DC SI opera en modo "Boost"
- **S4:** Señal PWM del modo "Boost" del convertidor DC-DC (digital PWM)
 - 5 Khz @50%: Se multiplica por S3
- **S5:** Define la operación del convertidor DC-DC en modo "Buck" (digital)
 - 0: El convertidor DC-DC NO opera en modo "Buck"
 - 1: El convertidor DC-DC SI opera en modo "Buck"
- **S6:** Señal PWM del modo "Boost" del convertidor DC-DC (digital PWM)
 - 5 Khz @20%: Se multiplica por S5
- **Kinrush:** Define la operación de las resistencias de arranque (digital)
 - 0: Las resistencias de arranque del sistema están ACTIVAS
 - 1: Las resistencias de arranque del sistema están INACTIVAS
- **K_batt:** Define la operación del banco de baterías (digital)
 - 0: El banco de baterías NO opera.
 - 1: El banco de baterías SI opera.

En la figura 3.30 se muestran los valores de referencia de voltaje configurados en los controladores de tipo histéresis (con ventana de operación de +/- 5 voltios) en el control del LINK-DC.

En la figura 3.31 se muestra el detalle de los bloques de control del LINK-DC.

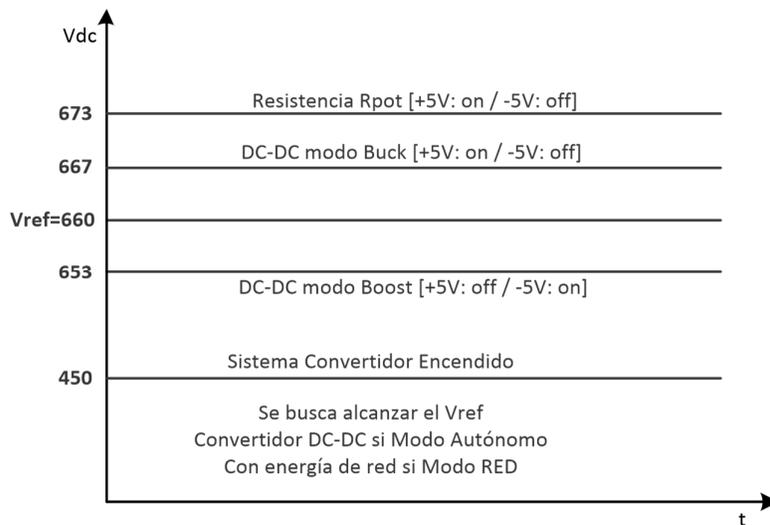


Figura 3.30 Valores de referencia de los voltajes de control del LINK-DC

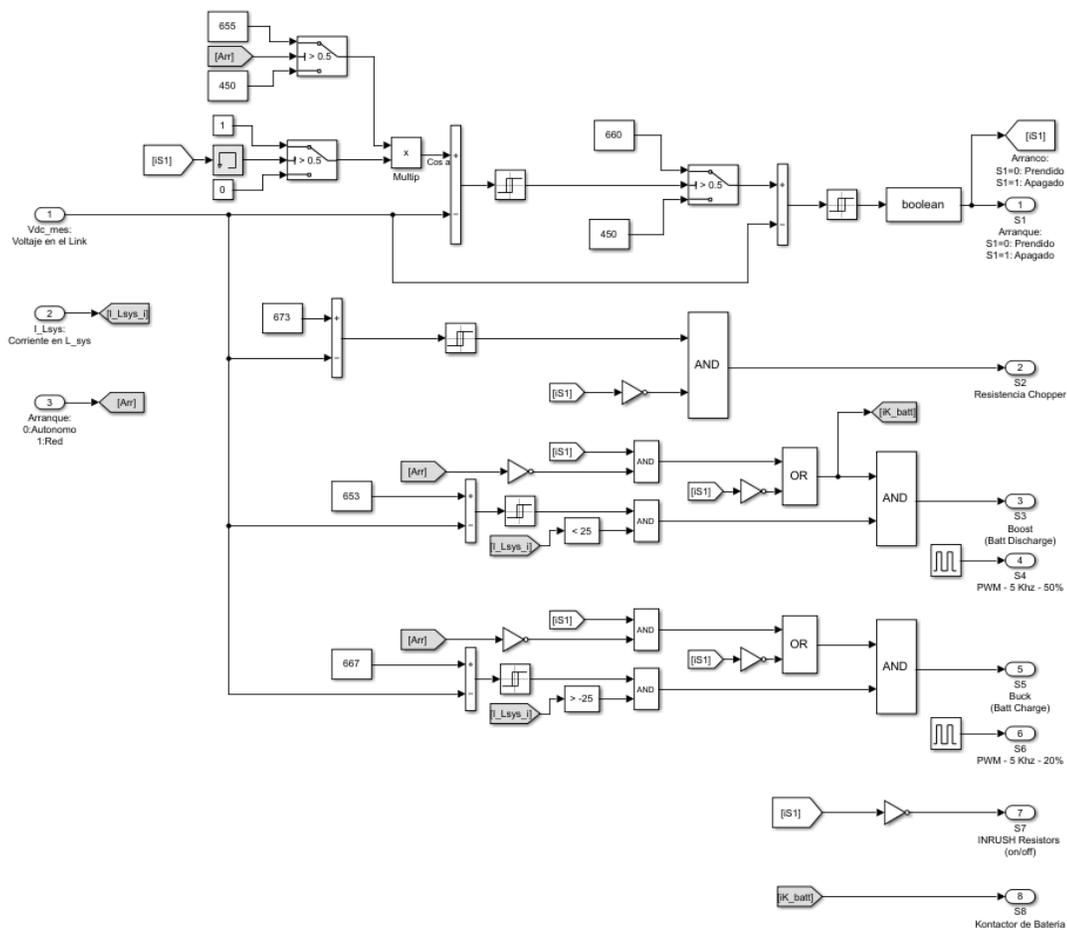


Figura 3.31 Diagrama de bloques del control de voltaje del LINK-DC en Matlab-Simulink.

3.1.6.6 Control del convertidor 1.

El bloque de control del Convertidor 1 que se muestra en la figura 3.32 es encargado de generar los pulsos de activación de los IGBT de potencia que controlan el Generador de Inducción.

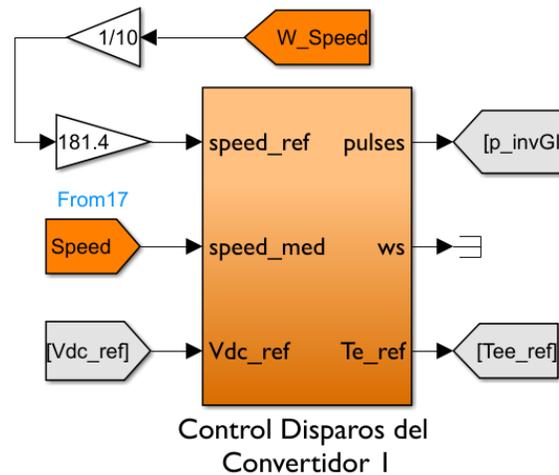


Figura 3.32 Bloque de control de Convertidor 1 en Matlab-Simulink

Variables de entrada:

- **W_Speed:** Velocidad del viento convertida a radianes/segundo (análógica)
- **Speed:** Velocidad medida en el eje del rotor en radianes/segundo (análógica)
- **Vdc_ref:** Voltaje de referencia LINK-DC (en nuestro caso 660V) (constante)

Variables de salida:

- **P_invGI:** Pulsos de activación de los 6 IGBTs del Convertidor 1 (digital)
 - Frec. de activación: 8 KHz
- **Tee_ref:** Torque Eléctrico de Referencia del Generador (análógica).

Como se desarrolló en la sección 3.1.3.2 el control del Convertidor 1 cuenta con dos lazos de control PI de corriente y un lazo de control PI de velocidad los mismos que se muestran en color naranja en la figura 3.33

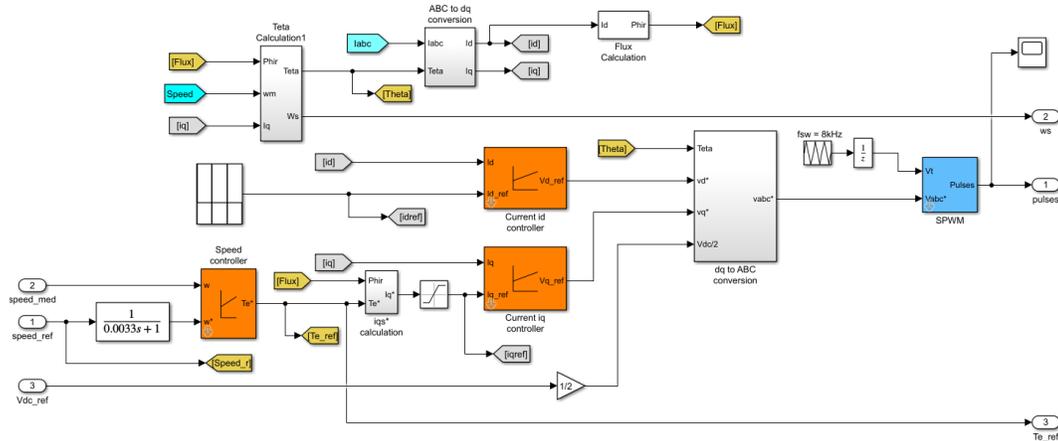


Figura 3.33 Diagrama de bloques del control del Convertidor 1 en Matlab-Simulink.

3.1.6.7 Control del convertidor 2.

El bloque de control del Convertidor 2 que se muestra en la figura 3.34 es encargado de generar los pulsos de activación de los IGBT de potencia que controlan el voltaje, la frecuencia y la fase que se entrega a la carga y a la red, así como el voltaje del Link-DC cuando el sistema opera en modo RED.

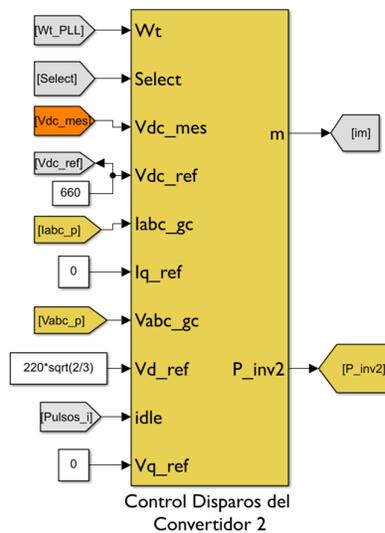


Figura 3.34 Bloque de control de Convertidor 2 en Matlab-Simulink

Variables de entrada:

- **Wt_PLL:** Frecuencia generada en el PLL (análogo)
- **Select:** Define el modo de operación del Convertidor 2 (digital)
 - 0: Modo AUTONOMO
 - 1: Modo RED

3.2 Desarrollo del prototipo del sistema convertidor de energía para micro-turbinas

En esta sección se presenta la implementación del prototipo del sistema convertidor de energía para micro-turbinas.

3.2.1 Prototipo del sistema convertidor de energía para micro-turbinas: esquema general

En la figura 3.36 se presenta una imagen del prototipo completo y en la figura 3.37 se muestra su diagrama esquemático.



Figura 3.36 Prototipo del sistema convertidor de energía

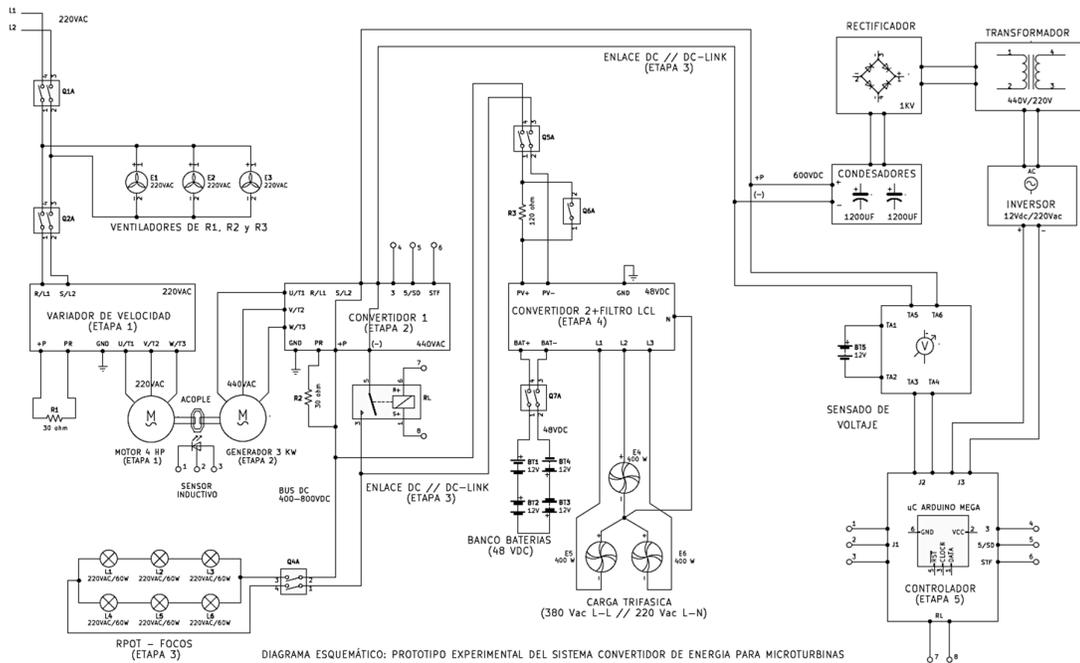


Figura 3.37 Diagrama esquemático del prototipo experimental del sistema convertidor de energía para micro-turbinas.

3.2.2 Etapa 1: Micro-turbina eólica (La máquina prima)

Como máquina prima, se ha implementado un motor de inducción trifásico de 4 HP de potencia, configurado a una tensión de 220 Vac @60Hz, cuya hoja de datos se encuentra en el Anexo A de [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/anexo-a.html>). Dicho motor es controlado por un variador de velocidad modelo SC3-021-2.2K cuya hoja de datos se encuentra en el Anexo E de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/anexo-e.html>). El conjunto variador-motor hace las veces de turbina de velocidad variable y está acoplado al eje del generador de inducción, tal como lo haría una micro-turbina real.

Para emular el funcionamiento de la micro-turbina real AEOLOS-H de 5 KW, cuya hoja técnica se encuentra en el Anexo B de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/anexo-b.html>), se ha elaborado la tabla 3.9 que presenta los valores a escala para el simulador de micro-turbina del prototipo. Se aprecia en color verde el rango de operación de la velocidad del viento y en color amarillo su correspondiente rango de velocidad en el eje del generador de inducción. Para el viento el rango de velocidad será de 5 m/s a 10 m/s y para la velocidad angular mecánica en el eje del

generador, será de 866 rpm o 91 rad/s (equivale a 30 Hz eléctricos) a 1732 rpm o 181 rad/s (equivale a 60 Hz eléctricos).

Tabla 3.9 Parámetros del simulador de micro-turbina eólica

VALORES TEORICOS DE TORQUE, VELOCIDAD Y POTENCIA DE LA MICRO-TURBINA EOLICA										
Veloc. Viento(m/s)	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Pot. del viento(W)	532.28	1261.70	2464.26	4258.23	6761.92	10093.59	14371.54	19714.05	26239.40	34065.87
Coef. Potencia (Cp)	0.33	0.38	0.39	0.36	0.34	0.31	0.30	0.27	0.24	0.20
Pot. eje Turbina (W)	177.08	479.17	968.75	1523.96	2302.08	3125.00	4270.83	5366.67	6250.00	6979.17
Efic. Caja Veloc. (1:9)	0.556	0.556	0.556	0.556	0.556	0.556	0.556	0.556	0.556	0.556
Pot. Eje GI (W)	98.46	266.42	538.63	847.32	1279.96	1737.50	2374.58	2983.87	3475.00	3880.42
Wr Eje GI (rad/s)	54.41	72.55	90.69	108.82	126.96	145.10	163.24	181.37	199.51	217.65
Wm Eje GI (rpm)	520	693	866	1039	1212	1386	1559	1732	1905	2078
Frec Electrica GI (Hz)	18.00	24.00	30.00	36.00	42.00	48.00	54.00	60.00	66.00	72.00
Torque Eje GI (N*m)	1.81	3.67	5.94	7.79	10.08	11.97	14.55	16.45	17.42	17.83
Efic. Generador	0.7	0.75	0.8	0.82	0.83	0.84	0.852	0.852	0.852	0.852
Pot. Electrica GI (W)	68.92	199.81	430.90	694.80	1062.37	1459.5	2023.15	2542.25	2960.70	3306.12

En la figura 3.38 (izquierda) se muestra el conjunto motor+variador que funciona como simulador de la micro-turbina entregando un torque y velocidad al eje. Se reproduce así el funcionamiento de la turbina eólica que entrega un torque y velocidad en su eje, luego de que la caja de velocidades transforma la velocidad lineal del viento en velocidad angular en el eje del generador de inducción.

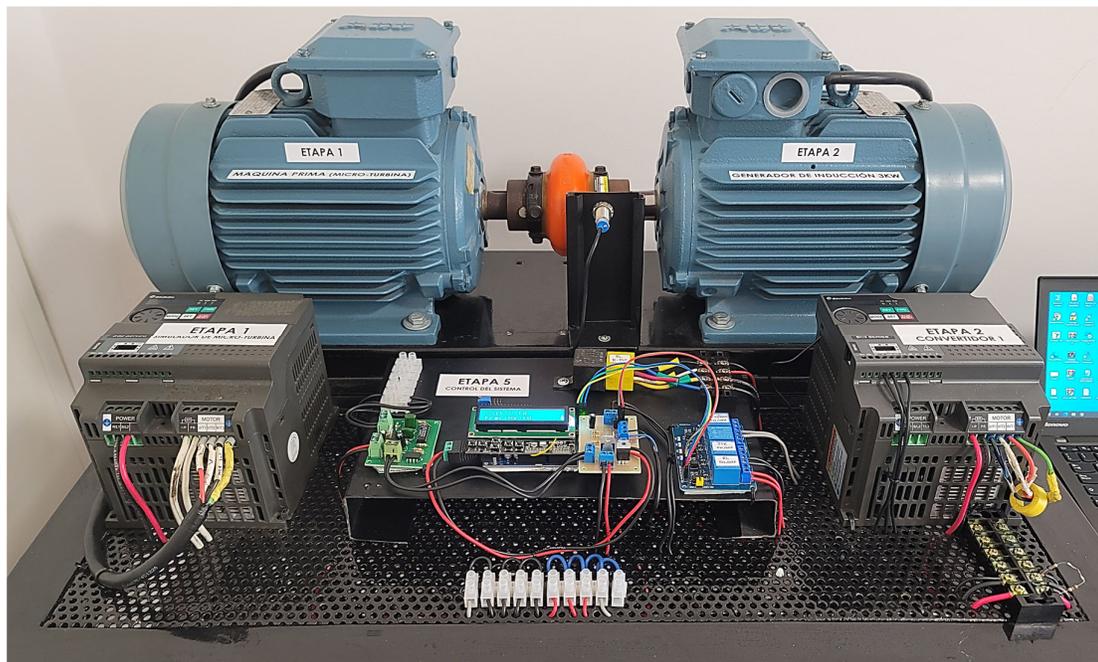


Figura 3.38 Izquierda: Etapa 1 conjunto Variador+Motor. Derecha: Etapa 2 conjunto Generador+Convertidor 1. Centro: Control del Sistema (Etapa 5).

Con un control de velocidad de lazo abierto, el conjunto variador+motor de la etapa 1, es capaz de fijar y/o variar los valores de velocidad en el eje del motor de inducción, dentro del mismo rango de trabajo de torque, así como la velocidad de la micro-turbina eólica modelo AEOLOS-H presentada en el Anexo B de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/anexo-b.html>).

3.2.3 Etapa 2: Generador de inducción y convertidor 1

La etapa 2 cuenta con una máquina de inducción idéntica a la de la etapa 1 utilizada para el simulador de la micro-turbina pero en este caso, operando como como generador de inducción y configurado a una tensión de trabajo de 440 Vac @60Hz. De acuerdo a su hoja de datos presentada en el Anexo A de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/anexo-a.html>), la máquina tiene una eficiencia de 85%, por lo que es capaz de entregar hasta 2.5 KW de potencia eléctrica al sistema. En la figura 3.38 (derecha) se muestra el generador de inducción y el Convertidor 1.

Para controlar la velocidad del campo magnético en el rotor del generador de inducción, se ha instalado un variador de frecuencia modelo SC3-043-2.2K cuya hoja de datos se encuentra en el Anexo E de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/anexo-e.html>). Este variador realiza la función del Convertidor 1 y cuenta internamente con un puente trifásico de 6 IGBT's capaces de entregar hasta 2.2 KW de potencia eléctrica; se configura en el modo "*vector control*" permitiendo que el equipo utilice la técnica de control vectorial indirecto. A este variador se le ha implementado un lazo de control de velocidad, tal como se muestra en la figura 3.39.

En la figura 3.39 se muestran los componentes involucrados en el control del lazo cerrado de velocidad del Convertidor 1: El sensor de velocidad (sensor inductivo), la tarjeta de censado de velocidad, el uC Arduino Mega, el Convertidor 1 y el Generador de Inducción. Se puede ver la hoja de datos del sensor inductivo en el Anexo I de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/anexo-i.html>), los diagramas de la tarjeta de censado de velocidad en el Anexo J de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/anexo-j.html>), y la hoja de datos del microcontrolador Arduino Mega en el Anexo K de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/anexo-k.html>).

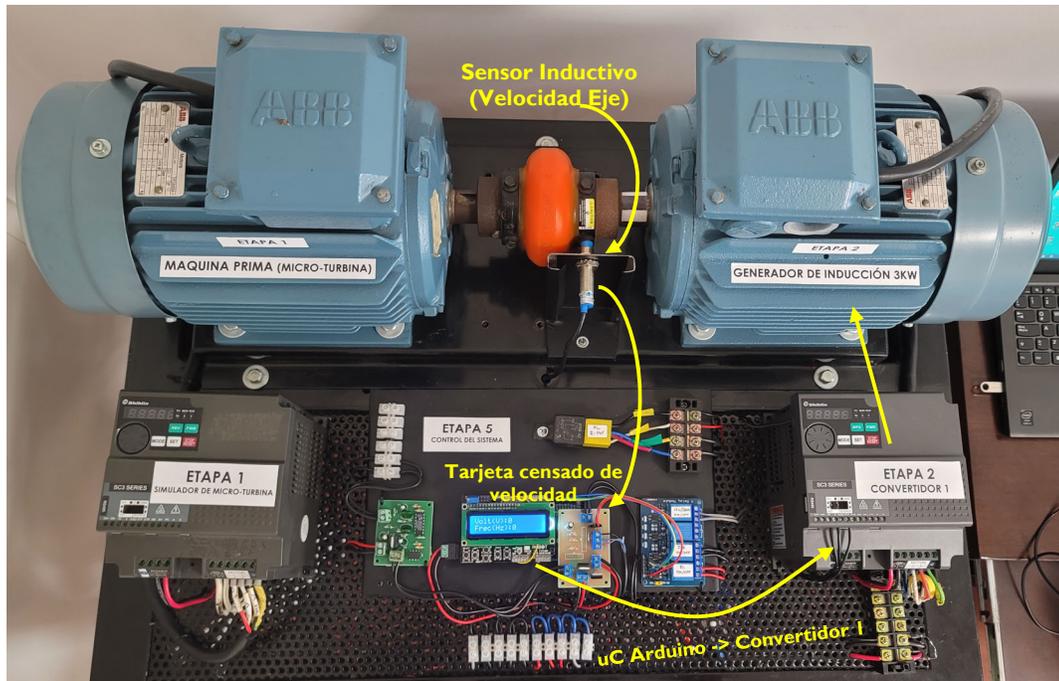


Figura 3.39 Control de velocidad el generador de Inducción y el Convertidor 1 con control de velocidad en Lazo Cerrado.

3.2.4 Etapa 3: Enlace DC y convertidor DC-DC

El enlace DC o *DC-Link* del prototipo del sistema convertidor de energía ha sido implementado para permitir la interacción del Convertidor 1 y el Convertidor 2 de forma desacoplada. Para ello es necesario mantener el valor de la tensión en el enlace DC, lo más cercano posible a su valor de referencia (600 Vdc para el prototipo y 660 Vdc para la simulación). Además, el Convertidor 1 del prototipo es un variador de frecuencia comercial que cuenta con su propio *DC-Link* interno tal como se muestra en el esquema de la figura 3.40. Lo mismo ocurre con el Convertidor 2, que cuenta internamente, no solo con un *DC-Link* propio, sino también con un convertidor DC-DC (*System DC-DC converter*, en inglés) el cual es alimentado también por un banco de baterías de 48 VDC.

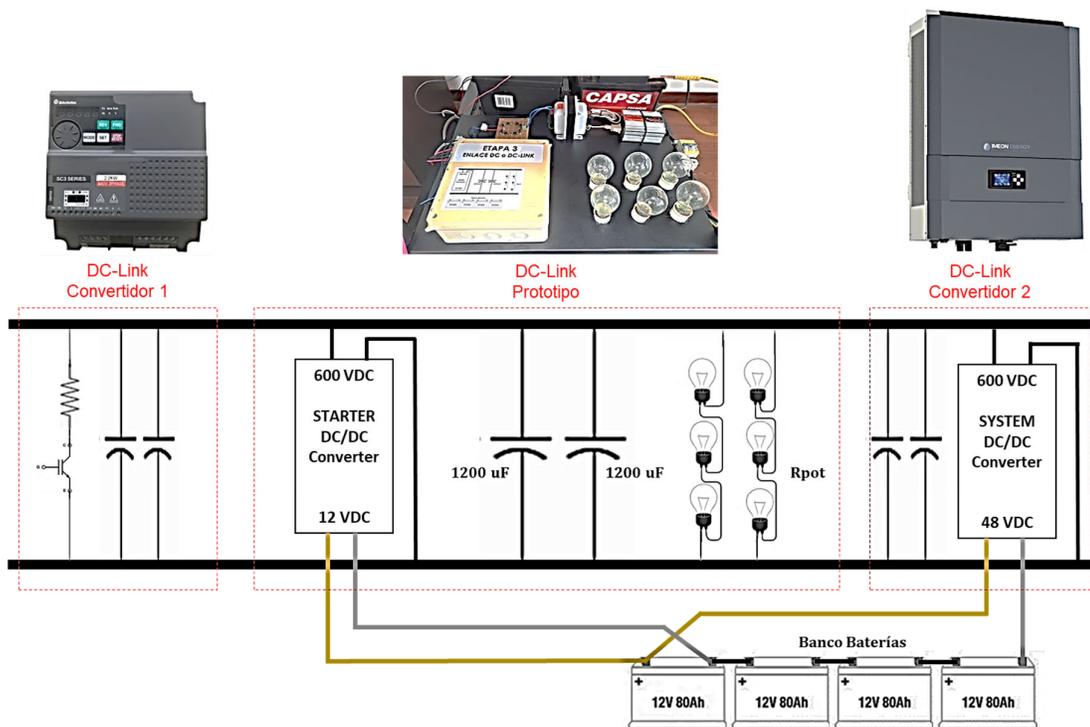


Figura 3.40 Esquema de componentes del enlace DC o *DC-Link* del prototipo del sistema convertidor de energía para micro-turbinas.

Como se muestra en la figura 3.40, el enlace DC o *DC-Link* del prototipo del sistema convertidor de energía ha sido conectado a los *DC-Link* de cada convertidor. Para conectar el *DC-Link* del Convertidor 1, ha sido necesario intervenir el variador de frecuencia internamente, y en el caso del Convertidor 2 (inversor solar) si cuenta con terminales externos a través de su entrada DC diseñada para conectar los paneles solares en un rango de tensión de 380 a 750 Vdc; dicha entrada está directamente conectada a su *DC-Link* interno. El convertidor DC-DC o *System DC-DC converter* que viene incorporado en el Convertidor 2, cumple la misma función que el que ha sido implementado en la simulación, es decir carga las baterías cuando se tiene exceso de potencia en el sistema y toma energía de las baterías cuando se tiene déficit de potencia. En el caso del Convertidor 2 (inversor solar), está diseñado para el uso de un banco de baterías de 48 Vdc por lo que se ha implementado con cuatro baterías de ácido-plomo de 12 Vdc conectadas en serie.

Para el arranque del sistema y en particular para el encendido del Convertidor 1, se necesita tener la micro-turbina girando a una velocidad mayor a 900 rpm (30 Hz eléctricos) y 280 Vdc en el *DC-Link* del Convertidor 1, con una potencia de aprox. 30 vatios (o incluso menos). Estos valores de arranque pueden variar, dependiendo del diseño. La pequeña

potencia inicial es necesaria para que el Convertidor 1 entregue un voltaje y frecuencia mínimos en los bornes del estator del generador de inducción y este por inducción electromagnética genere un campo magnético en el rotor que gire a la velocidad impuesta por el Convertidor 1. Como el rotor estará girando mecánicamente a una velocidad ligeramente mayor que la velocidad del campo magnético impuesto por el convertidor 1, debido a la energía mecánica de la micro-turbina, la máquina de inducción empezará a funcionar como generador e inyectará una corriente continua en los condensadores del *DC-Link* del Convertidor 1 y del *DC-Link* del prototipo.

Para obtener esta energía inicial en el arranque del prototipo, se ha implementado un pequeño convertidor DC-DC de arranque o *Starter DC-DC Converter* que se muestra en la figura 3.41. Este convertidor DC-DC está compuesto de un inversor comercial de 200 vatios de potencia que trabaja de 12 Vdc a 220 Vac conectado a un transformador de 220Vac a 440Vac (eficaces), que a su vez está conectado a un rectificador puente de diodos de onda completa y este, al banco de condensadores que se encuentra -por seguridad- dentro de la caja color crema, debido a la cantidad de energía que son capaces de almacenar. El convertidor DC-DC de arranque, toma los 12 Vdc de una de las cuatro baterías del banco y solo trabaja durante algunos segundos (aprox. 7 segundos), luego de lo cual se apaga y el sistema se sostiene únicamente con la energía generada por la micro-turbina.

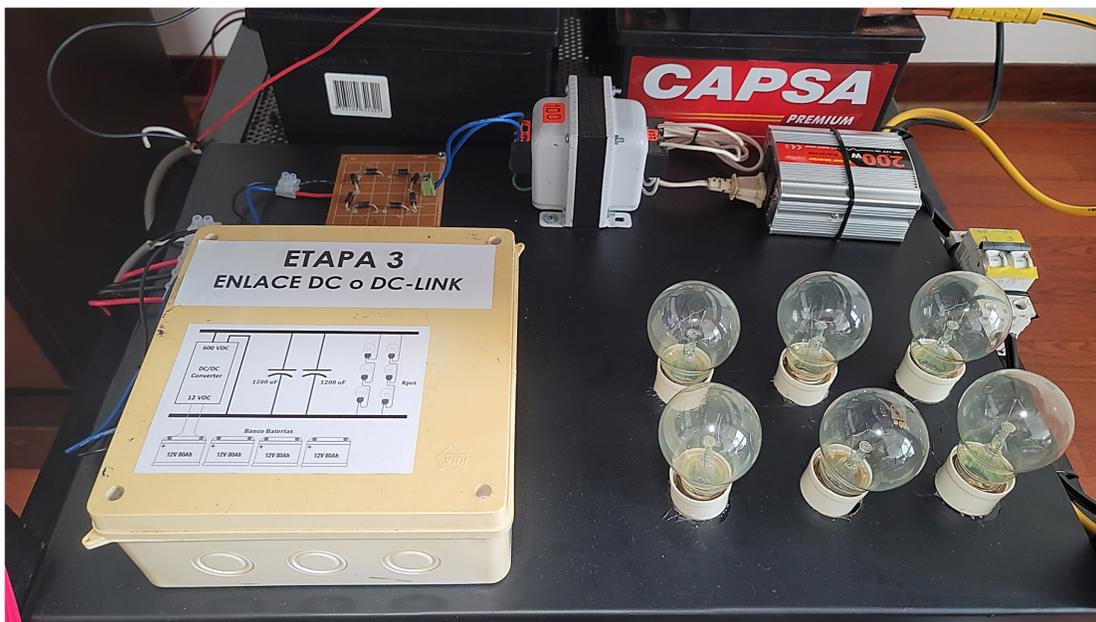


Figura 3.41 Enlace DC o *DC-Link* del prototipo: convertidor DC-DC de arranque, banco de condensadores (en la caja) y resistencia de potencia (6 focos de 60 vatios c/u).

Una vez arrancado el sistema, la corriente eléctrica generada fluye desde el generador de inducción hacia el *DC-Link* del Convertidor 1 y a su vez hacia los condensadores del *DC-Link* del prototipo, los cuales se cargan hasta un valor de tensión previamente definido en el control (en este caso el valor de referencia o *set point* es 600 Vdc). Una vez que los condensadores alcanzan su valor de referencia (600 Vdc), si no se tiene ninguna carga que consuma la energía eléctrica generada, el valor de la tensión seguirá incrementándose indefinidamente. Para evitarlo se ha implementado un lazo cerrado de control de tensión, que controla el *uC* Arduino Mega con ayuda de una resistencia de potencia con 6 focos de 60 vatios cada uno, que permiten consumir hasta 360 vatios de energía y un control de velocidad en el campo del rotor del Convertidor 1. De tal manera que se aumenta o disminuye la corriente generada, a fin de mantener dentro de un rango aceptable el valor de referencia de la tensión en el *DC-Link*. Se ha comprobado experimentalmente que siempre que el enlace DC del prototipo se mantenga dentro de un rango aceptable (de 380 a 750 Vdc) de operación tanto para el Convertidor 1 como para el Convertidor 2, el sistema convertidor de energía, logrará suministrar energía eléctrica a una carga trifásica de forma confiable, ya sea en modo de operación autónomo o interactivo con la red eléctrica.

Debido a que el convertidor DC-DC del sistema o *System DC-DC Converter* está implementado dentro del *DC-Link* del Convertidor 2, su funcionamiento será descrito en la sección 4.1.5 siguiente.

3.2.5 Etapa 4: Convertidor 2 y filtro LCL (incluye convertidor DC-DC del sistema).

El Convertidor 2 y su filtro de armónicos tipo LCL han sido implementados en el prototipo del sistema convertidor de energía con un inversor solar híbrido o *hybrid solar inverter* marca IMEON modelo 9.12 diseñado para entregar, a partir de una fuente de energía fotovoltaica, hasta 9 KW de potencia a una carga trifásica (3 fases + neutro); su hoja de datos técnica figura en el Anexo F de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/anexo-f.html>). En la figura 3.42 se muestra una vista exterior del IMEON 9.12



Figura 3.42 Convertidor 2 implementado en el prototipo del sistema convertidor de energía: Inversor solar híbrido IMEON 9.12

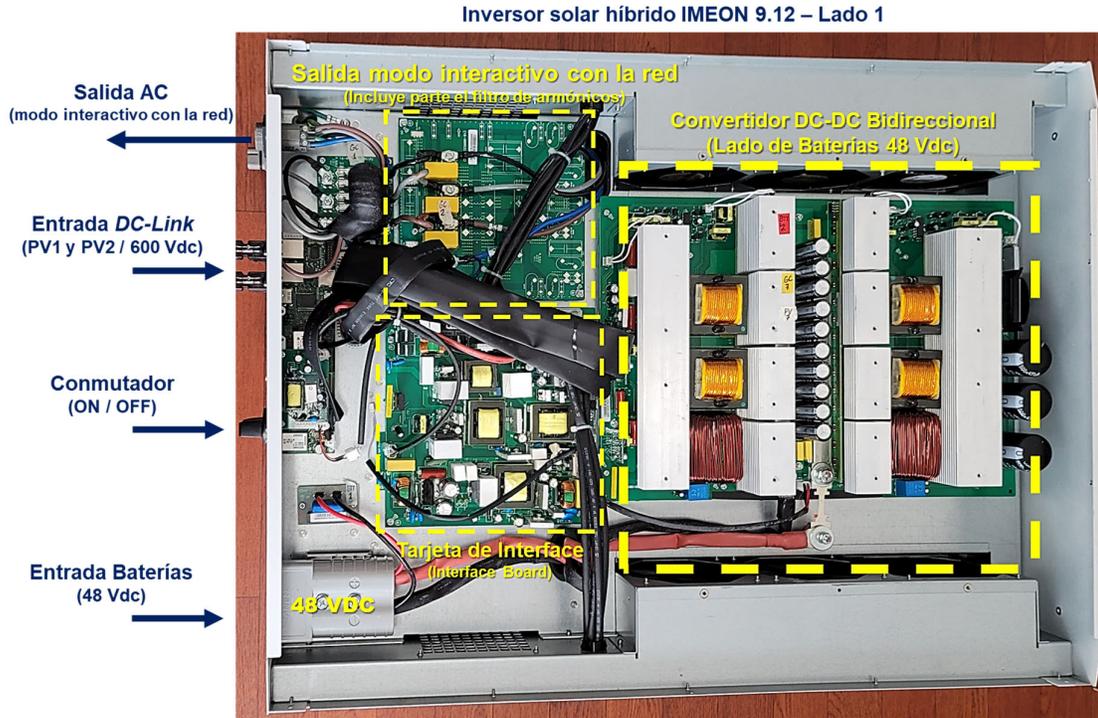


Figura 3.43 Vista interior del “Lado 1” del Convertidor 2 del prototipo
(Inversor solar híbrido IMEON 9.12).

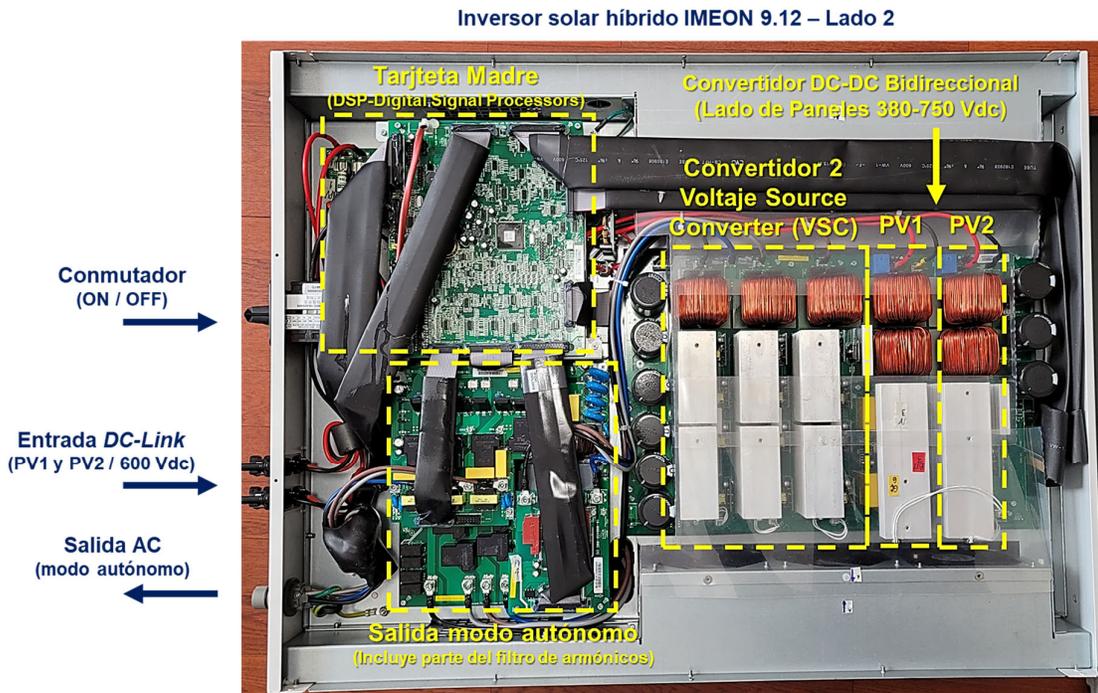


Figura 3.44 Vista interior del “Lado 2” del Convertidor 2 del prototipo
(Inversor solar híbrido IMEON 9.12)

Como se muestra en las figuras 3.43 y 3.44, este equipo tiene implementado internamente un Convertidor Fuente de Tensión o Voltage Source Converter (VSC), un filtro LCL y un convertidor DC-DC bi-direccional, de características muy similares a los dispositivos implementados en la simulación por software del presente trabajo de tesis. Este equipo ha sido elegido para la implementación del prototipo, luego de una exhaustiva búsqueda de opciones comerciales, porque se ajusta adecuadamente a las técnicas de control y al diseño del sistema implementado en la simulación.

El convertidor DC-DC bi-direccional incorporado en el IMEON 9.12, debido a la potencia (9 KW) y a los valores de tensión que maneja (48 Vdc en el lado bajo y 380-750 Vdc en el lado alto), requiere de la mayor parte del espacio en el alojamiento mecánico y ha sido implementado en ambos lados del mismo. En la figura 3.43 se visualiza la etapa de potencia del lado bajo de tensión DC (48 Vdc, entrada de baterías) y en la figura 3.44 la del lado alto de tensión DC (380-750 Vdc, entrada de los paneles solares o en este caso del *DC-Link* del convertidor 2). Su funcionamiento es análogo al descrito en la simulación, es decir, cuando el sistema tiene déficit de generación de energía el convertidor DC-DC del sistema toma energía de las baterías y la entrega al sistema y cuando el sistema tiene superávit de generación de energía, toma energía del sistema y carga las baterías.

La etapa de potencia del Convertidor 2 se visualiza en la figura 3.44. Se trata de un Convertidor Fuente de Tensión o *Voltage Source Converter* (VSC) trifásico, configurable a las tensiones 230VAC+N (+/-15%) o 400VAC+N (+/-15%), a una frecuencia de operación también configurable de 50 o 60 Hz. Para el prototipo del sistema convertidor de energía, este convertidor se ha configurado para trabajar en 380 VAC + N a una frecuencia de red de 60Hz. De acuerdo a la información proporcionada por el fabricante, el equipo no puede conectarse directamente a una red trifásica de 220 Vac conexión delta, como es el caso de la red eléctrica domiciliaria del Perú. Esto, debido a la necesidad de tener el neutro conectado para una adecuada operación ante sistemas con cargas desbalanceadas (lo cual es muy común), por ello es necesario instalar un transformador trifásico en configuración estrella-delta 380//220 Vac para conectar el equipo a la red eléctrica comercial. Este convertidor tiene la capacidad de trabajar tanto en modo autónomo como en modo interactivo con la red.

En cuanto al filtro de armónicos, debido a la gran cantidad de configuraciones disponibles, es difícil identificar por simple inspección el tipo exacto de filtro que está usando el IMEON 9.12, por los resultados obtenidos (el filtrado de la señal funciona

bastante bien) se infiere que se trata de un filtro activo del tipo LC o LCL. Como es entendible, los fabricantes no brindan los planos de detalle de sus desarrollos por temor que su ingeniería sea copiada, sin embargo, se identifica fácilmente en la figura 3.44 las tres inductancias Li_1 , Li_2 y Li_3 a la salida del VSC y en la figura 3.43 y 3.44 los condensadores Cf_1 , Cf_2 , Cf_2 antes de cada salida AC, tanto para el modo autónomo como para el modo interactivo con la red. Debido a que el IMEON 9.12 ha sido diseñado con dos salidas diferentes para cada modo de operación, cuenta entonces con dos filtros de armónicos, uno para cada salida y su funcionamiento es similar al descrito para el filtro LCL con amortiguamiento pasivo (R_d en serie a C_f) de la simulación.

En la figura 3.45 se muestran las entradas y salidas del inversor solar híbrido IMEON 9.12. Cuenta con tres entradas en DC, una para el banco de baterías en 48 Vdc y otras dos para los paneles solares (PV1 y PV2) en 380-750 Vdc; y dos salidas en AC, una para el modo interactivo con la red (que va conectada a la red eléctrica) y otra para el modo autónomo (que se conecta directamente a la carga). Cuenta además con puertos de comunicación y con un conmutador para abrir y cerrar la entrada de voltaje DC de los paneles solares o en nuestro caso, de la entrada del *DC-Link*.



Figura 3.45 Enlace DC o *DC-Link* del prototipo: convertidor DC-DC de arranque, banco de condensadores (en la caja) y resistencia de potencia (6 focos de 60 vatios c/u).

En la figura 3.46 se muestra el diagrama de conexiones del IMEON 9.12 que se encuentra en el manual de instalación del equipo.

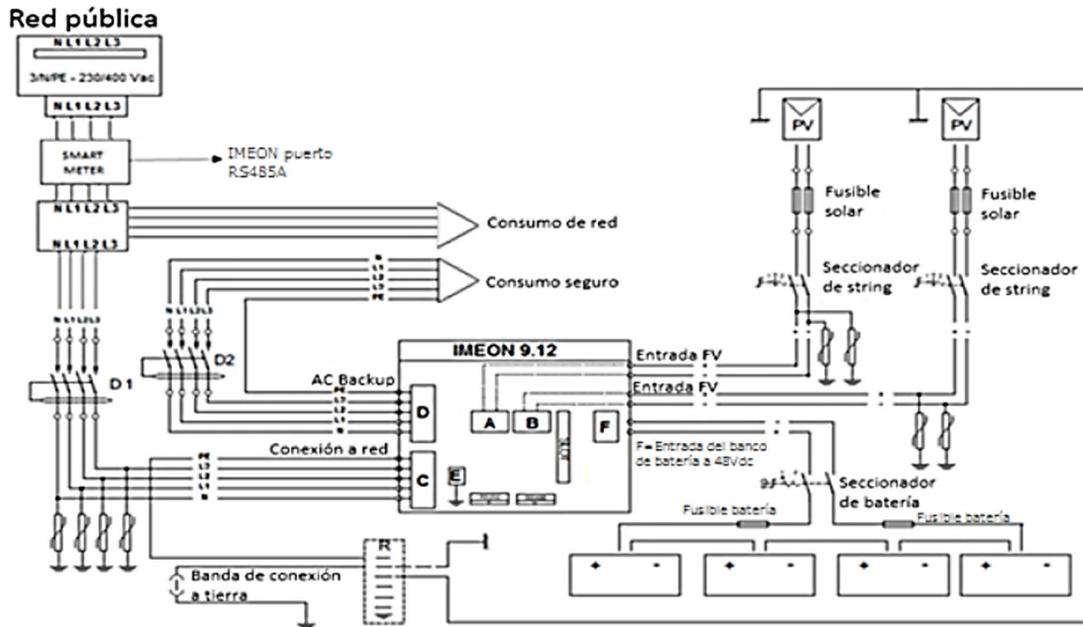


Figura 3.46 Diagrama de conexiones del inversor solar híbrido IMEON 9.12

3.2.6 Etapa 5: Control del sistema

Para el control del prototipo del sistema convertidor de energía, ha sido necesario escribir un código que desarrolle la misma lógica implementada en la simulación, tal que se pueda interactuar adecuadamente entre Convertidor 1, enlace DC y Convertidor 2, manteniendo una coherencia en el flujo de potencia que se entrega al sistema sin generar fallas o interrupciones. Para ello se ha utilizado un micro-controlador de propósito general, bajo costo y software de programación abierto (similar al lenguaje C++) modelo Arduino Mega 2560.

En la figura 3.47, se visualiza al centro, el display de 2x16 caracteres donde se muestra en tiempo real los valores del censado de voltaje en el enlace DC (en voltios, arriba) y frecuencia eléctrica en el generador de inducción (en Hertz, abajo), el mismo que se encuentra montado sobre la tarjeta del uC Arduino, a su derecha está la tarjeta de censado de velocidad y más a la derecha cuatro relés actuadores, de los cuales se han usado solo tres, uno para controlar el encendido/apagado del convertidor DC-DC de arranque, otro para controlar el encendido/apagado del control de velocidad del Convertidor 1 y el tercero que controla el encendido/apagado de un relé de mayor potencia (parte superior en amarillo con negro), que a su vez controla el encendido/apagado del flujo de corriente hacia el enlace DC; a su izquierda se encuentra la tarjeta de censado de voltaje en el enlace DC,

cuyo esquemático es muestra en el Anexo L de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/anexo-l.html>).

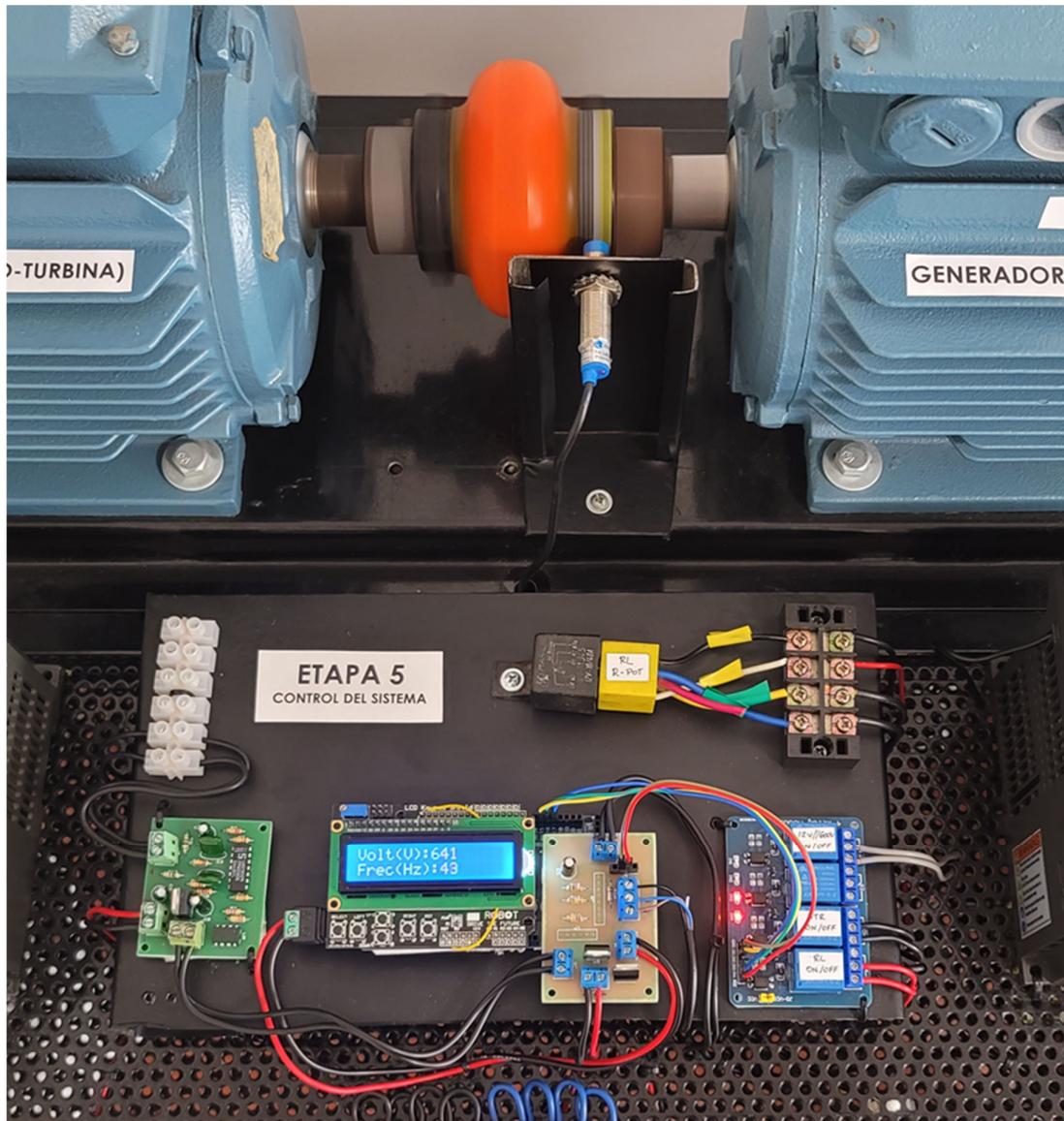


Figura 3.47 Diagrama de cableado del inversor solar híbrido IMEON 9.12

El μC Arduino controla dos lazos de realimentación, uno de velocidad (en el eje del generador de inducción) y otro de tensión en corriente continua (en el enlace DC). El lazo de control de velocidad se activa cuando la velocidad en el eje del generador de inducción acoplado a la micro-turbina, supera el valor mínimo de 900 rpm o 30 Hz eléctricos. El Arduino Mega arranca el sistema encendiendo el convertidor DC-DC de arranque y con ello se enciende el Convertidor 1, luego de que el Convertidor 1 se ha encendido el μC

Arduino envía una velocidad de referencia ligeramente menor a la velocidad en el eje del generador de inducción, de esta manera el sistema empieza a generar energía. Una vez el sistema se encuentra generando energía eléctrica, el lazo de control de tensión supervisará si el sistema cuenta con déficit o superávit de potencia generada; cuando el valor de voltaje en el enlace DC sea mayor al valor de referencia (600 Vdc para el prototipo) estaremos ante superávit de potencia y el μC Arduino activará la resistencia de potencia (6 focos de 60 vatios cada uno) para consumir potencia y si ello no es suficiente, variará la velocidad en el campo del rotor del generador de inducción para disminuir la potencia eléctrica que se extrae de la micro-turbina, hasta alcanzar el valor de referencia. Cuando el valor de voltaje en el enlace DC sea menor al valor de referencia (600 Vdc para el prototipo) estaremos ante déficit de potencia y el μC Arduino desactivará la resistencia de potencia (6 focos de 60 vatios cada uno) y de ser necesario variará la velocidad en el campo del rotor del generador de inducción para aumentar la potencia eléctrica que se extrae de la micro-turbina hasta alcanzar el valor de referencia, en el caso que extrayendo la máxima potencia de la micro-turbina el sistema no sea capaz de alcanzar el valor de referencia, entonces el voltaje en el enlace DC seguirá cayendo y al llegar a un valor menor a los 380 Vdc el sistema se apagará.

CAPÍTULO IV ANÁLISIS Y RESULTADOS

4.1 Análisis y resultados de la simulación del sistema convertidor de energía para micro-turbinas en Matlab-Simulink

En esta sección se presentan los resultados de simulación del sistema convertidor de energía en Matlab-Simulink.

4.1.1 Diagrama de bloques en Matlab-Simulink

En la figura 4.1 se muestra el diagrama de bloques completo del sistema convertidor de energía. Se visualizan las 5 etapas del sistema, la carga, la red y la medición de señales y parámetros mediante el uso de osciloscopios de Simulink.

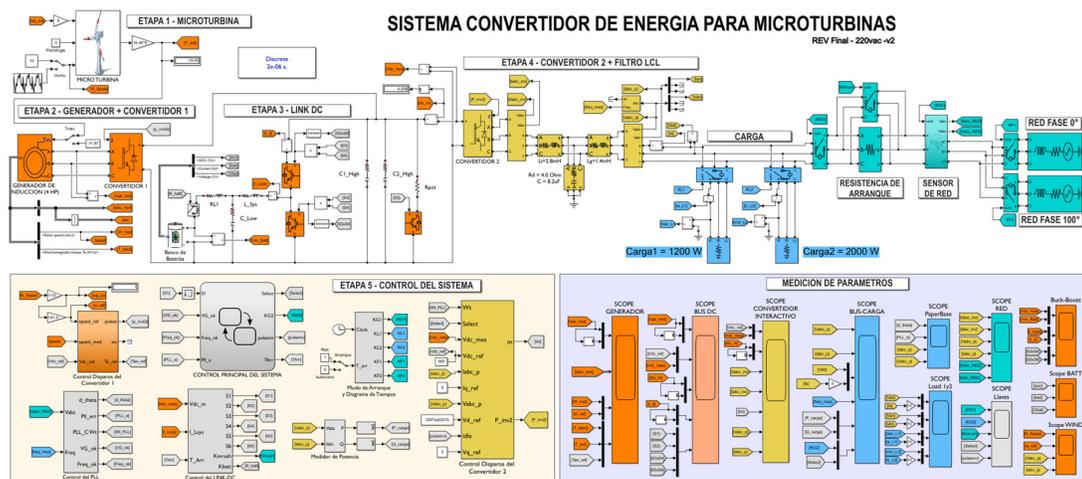


Figura 4.1 Diagrama de Bloques Completo en Matlab-Simulink del Sistema Convertidor de Energía para Micro-Turbinas.

El sistema convertidor de energía para micro-turbinas interactivo con la red, ha sido configurado para trabajar con un voltaje trifásico de línea VL-L de 220 Vrms y de fase VL-N de 127 Vrms a una frecuencia de 60 Hz. A la micro-turbina está acoplado el generador de inducción de 4HP o 2984 Vatios con una eficiencia de 85% por lo tanto la potencia máxima que puede suministrar el generador de inducción al sistema es de 2536 Vatios. El sistema es sometido a dos cargas trifásicas resistivas (conexión en estrella) una de 1200

Vatios (Carga 1) y otra de 2000 Vatios (Carga 2) haciendo un total de 3200 Vatios cuando ambas cargas operan de forma conjunta, lo cual equivale a una sobrecarga del 26% de la potencia que puede entregar el generador de inducción. A continuación, se presentan los resultados de simulación para el sistema convertidor de energía propuesto, tanto en el modo autónomo como en el modo interactivo con la red.

4.1.2 Resultado de simulación: funcionamiento del sistema con presencia de red en el arranque (modo interactivo con la red).

Escenario 1: Arranque con presencia de red y viento constante = 10 m/s. Se presentan los resultados de simulación en Matlab-Simulink para el funcionamiento del sistema convertidor de energía. Se considera presencia de red en el arranque y presencia de viento constante de 10 m/s. En la figura 4.2 se muestra el esquema de tiempos de la simulación y se visualiza el ingreso y salida de la red y las cargas del sistema.

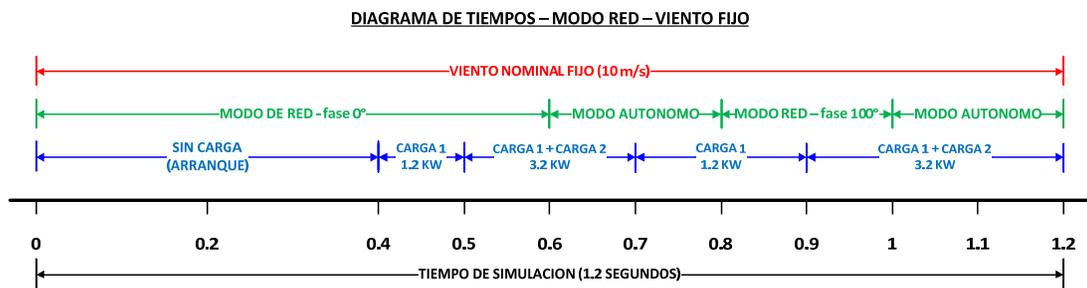


Figura 4.2 Diagrama de tiempos: viento fijo y presencia de red en el arranque.

En la figura 4.3 se muestran cuatro mediciones, la primera es la velocidad lineal del viento, siendo 10 m/s la velocidad de viento que recibe la micro-turbina eólica. Dicha velocidad es transformada por una caja de velocidades en la micro-turbina y entregada en el eje del generador de inducción a una velocidad angular de 181.4 rad/s, lo cual se visualiza en la segunda medición. Además, se visualizan los voltajes y corrientes de fase (L-N) en el bus AC, medidos en el sentido desde el convertidor 2 hacia la red.

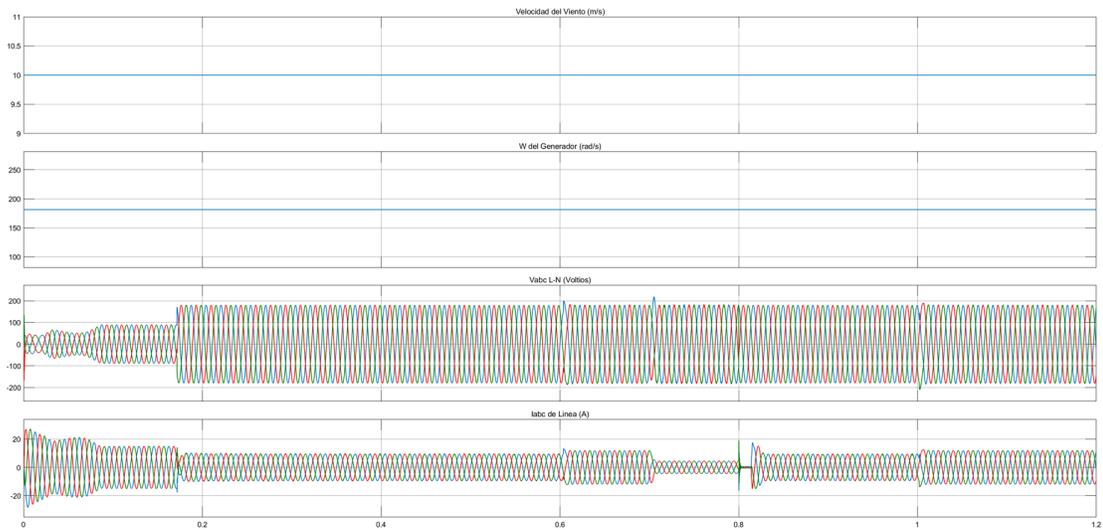


Figura 4.3 1) Velocidad lineal del viento (en m/s), 2) Velocidad angular W en el eje del generador (en rad/s) 3) Voltaje trifásico L-N en el bus AC y 4) Corriente trifásica en el bus AC.

En la figura 4.4 se muestran cuatro mediciones, la primera es el voltaje de línea V_{ab} entre el convertidor 1 y el generador de inducción (en color azul) y su valor promedio (en color rojo). En la segunda medición se muestran las corrientes de línea en el generador de inducción. En la tercera medición se muestra la velocidad de referencia que fija el control del convertidor 1 en el generador de inducción (en color rojo) y la velocidad angular del generador de inducción (en color azul), se observa que el control se ajusta correctamente aprox. a los 0.2 segundos. Finalmente se visualiza el torque mecánico del generador de inducción (en color azul), el torque mecánico que aplica la micro-turbina en el eje del generador de inducción (en color rojo) y el torque mecánico de referencia en el control del Convertidor 1 (en color verde). De la misma forma se observa que en un tiempo de aprox. 0.2 segundos se ajusta el control de torque que aplica el convertidor 1 sobre el generador de inducción. Esto se debe a que, en el arranque, el Convertidor 1 ha necesitado un tiempo de aprox. 0.2 segundos para alcanzar su estado estable al recibir la tensión mínima necesaria en su lado DC, es decir desde el enlace en continua.

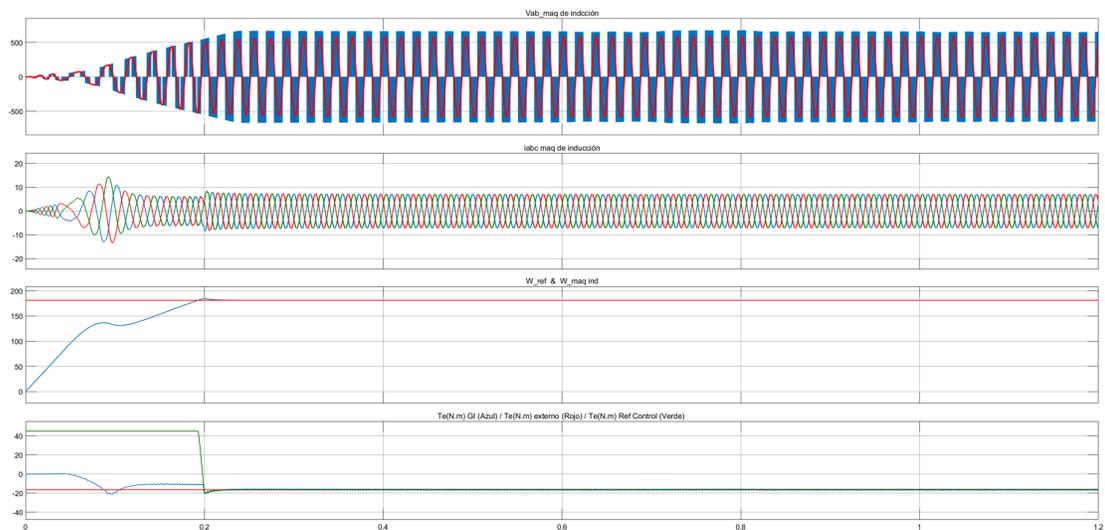


Figura 4.4 1) Voltaje V_{ab} en el Generador de Inducción (G.I.) 2) Corriente trifásica en el G.I. 3) Velocidad angular en el eje del G.I. (en rad/s). 4) Torque mecánico en el G.I. (en N.m)

En la figura 4.5 se muestran cinco mediciones, la primera es el voltaje de línea V_{ab} aplicado por el Convertidor 1 en los bornes del estator del generador de inducción (en color azul) y su promedio (en color rojo). En la segunda medición se muestra el voltaje en el enlace DC o *DC-Link* (en color rojo) y su valor de referencia 660 VDC (en color azul); se observa que a los 0.23 segundos el voltaje en el enlace DC alcanza el valor de referencia. En la tercera medición se muestra la corriente en el enlace DC (en color azul) y su valor promedio (en color rojo); los valores negativos corresponden a una corriente en el sentido desde el Convertidor 2 hacia el enlace DC y los valores positivos en el sentido desde el enlace DC hacia el Convertidor 2. En la cuarta medición se visualiza la corriente en el Convertidor DC-DC Bidireccional (en color azul) y su valor promedio en color rojo; los valores negativos corresponden a una corriente desde el enlace DC hacia el banco de baterías (carga de las baterías) y los valores positivos corresponden a una corriente desde el banco de baterías hacia el enlace DC (descarga de las baterías). En la quinta y última medición se muestra la apertura y cierre de las resistencias de arranque (“Rinrush”) (en azul) que actúan únicamente durante el arranque hasta que el sistema alcanza su estado estable, los pulsos de activación de los IGBT del convertidor DC-DC en el modo “Boost” (en color verde) que actúan cuando el banco de baterías está entregando energía al enlace DC (descarga de baterías), los pulsos de activación de los IGBT del convertidor DC-DC en modo “Buck” (en color magenta), que actúan cuando el banco de baterías está recibiendo energía del enlace DC (carga de baterías), y en color negro (debajo del magenta) los pulsos

de apertura y cierre de la resistencia de potencia (“Rpot”) que disipa la energía excedente en caso de “sobre-generación” de energía.

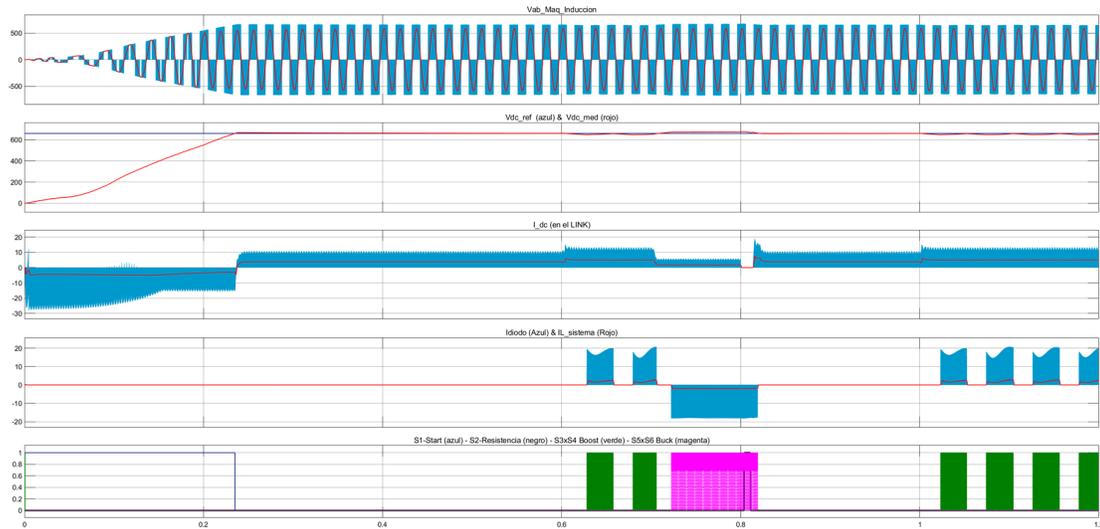


Figura 4.5 1) Voltaje Vab en el generador de inducción 2) Voltaje en el enlace DC o DC-Link. 3) Corriente en el enlace DC o DC-Link. 4) Corriente en el convertidor DC-DC. y 5) Pulsos de control R-inrush, convertidor DC-DC (buck-boost) y R-pot.

En las figuras 4.6 a la 4.10 se presenta la respuesta del sistema convertidor de energía ante el escenario de carga de la figura 4.2.

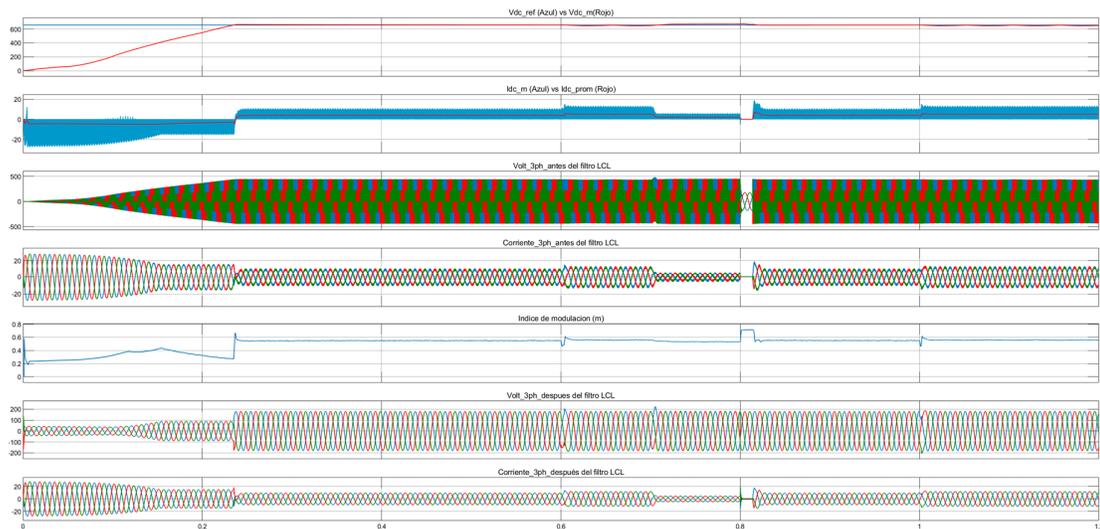


Figura 4.6 1) Voltaje en el enlace DC. 2) Corriente en el enlace DC. 3) Voltaje trifásico L-N a la salida del Convertidor 2 antes del filtro LCL. 4) Corriente trifásica a la salida del Convertidor 2 antes del filtro LCL. 5) Índice de modulación “m” en el Convertidor 2. 6) Voltaje trifásico L-N a la salida del filtro LCL. 7) Corriente trifásica a la salida del filtro LCL.

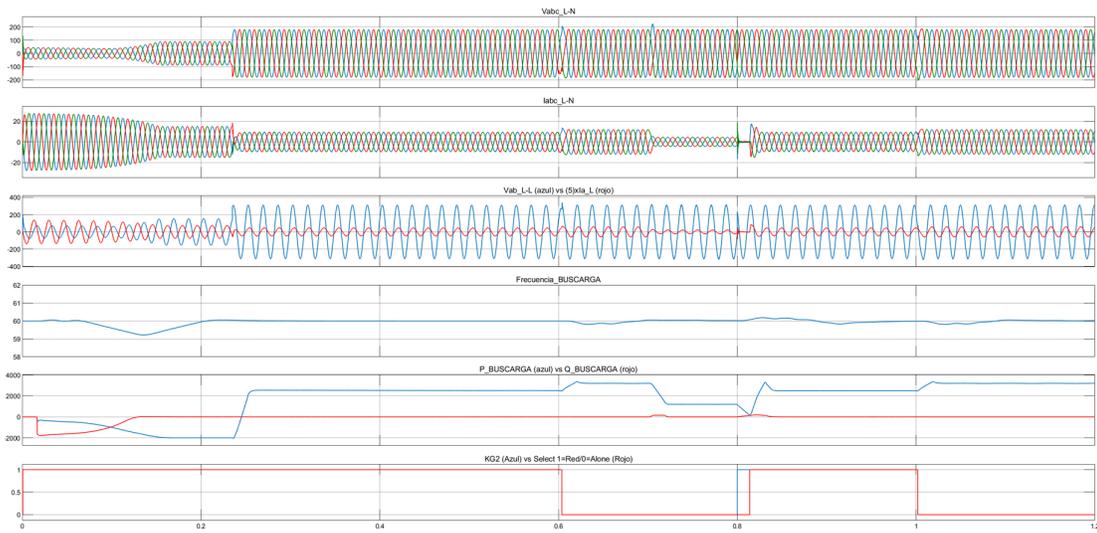


Figura 4.7 1) Voltaje trifásico L-N a la salida del filtro LCL. 2) Corriente trifásica a la salida del filtro LCL. 3) Voltaje Vab L-L (en color azul) y corriente de línea multiplicada por 5 (en rojo). 4) Frecuencia del voltaje y corriente en el bus AC, en Hertz. 5) Potencia activa “P” (en azul) en Vatios y la potencia reactiva “Q” (en rojo) en VAR. y 6) Señal de apertura y cierre del interruptor que conecta y desconecta el sistema de la red (en color azul) y señal de control (en color rojo) del modo red (en 1) y modo autónomo (en 0).

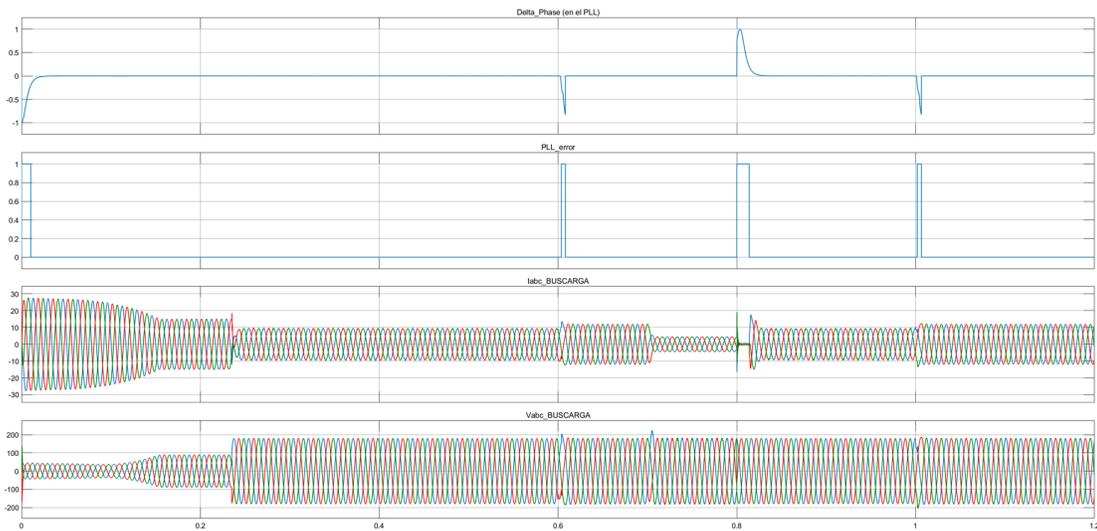


Figura 4.8 1) Error de fase en el PLL entre el voltaje de la red y el voltaje a la salida del filtro LCL. 2) Señal de control para el “modo RED” y modo “AUTONOMO”. 3) Corriente trifásica a la salida del filtro LCL. y 4) Voltaje trifásico L-N a la salida del filtro LCL.

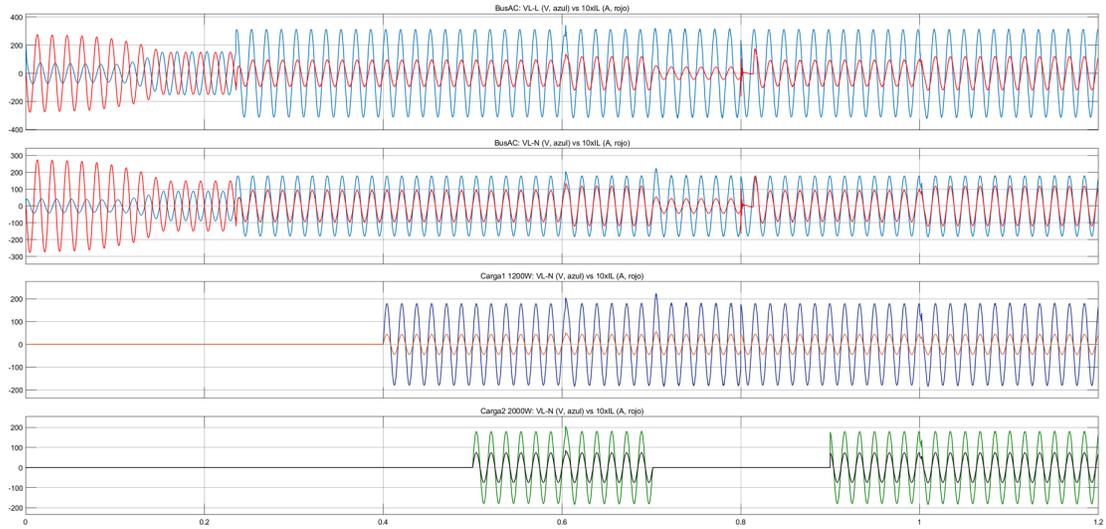


Figura 4.9 1) Voltaje de línea V_{ab} en el bus AC (en azul) y corriente de línea multiplicada x10 en el bus AC (en rojo). 2) Voltaje de fase en el bus AC (en azul) y corriente de fase multiplicada x10 en el bus AC (en rojo). 3) Voltaje de fase en la Carga 1 (en azul) y corriente de fase multiplicada x10 (en anaranjado). 4) Voltaje de fase en la Carga 2 (en verde) y corriente de fase multiplicada x10 (en negro).

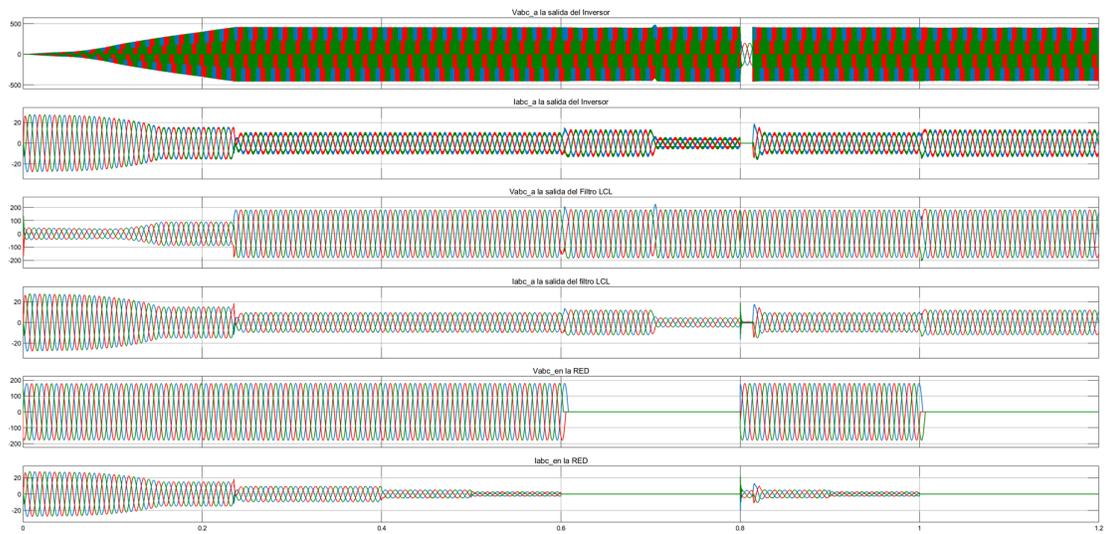


Figura 4.10 1) Voltaje trifásico L-N a la salida del inversor. 2) Corriente trifásica a la salida del Convertidor 2. 3) Voltaje trifásico L-N a la salida del filtro LCL. 4) Corriente trifásica a la salida del filtro LCL. 5) Voltaje trifásico L-N en el lado de la red. 6) Corriente trifásica en el lado de la red.

4.1.3 Resultado de simulación: funcionamiento del sistema con presencia de red en el arranque (modo red) y presencia de viento variable.

Escenario 2: Arranque con presencia de red y viento variable. En la sección resultados de simulación de [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/resultados-simulacion.html>), se presentan los resultados de simulación en Matlab-Simulink para el funcionamiento del sistema convertidor de energía bajo el “Escenario 2”.

4.1.4 Análisis de los resultados de simulación para el funcionamiento con presencia de red en el arranque (modo RED).

En la sección resultados de simulación de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/resultados-simulacion.html>), se presenta el análisis de los resultados del comportamiento del sistema convertidor de energía ante los escenarios 1 y 2.

4.1.5 Resultado de simulación: funcionamiento del sistema con ausencia de red en el arranque (modo AUTONOMO) y presencia de viento constante.

Escenario 3: Arranque en ausencia de red (modo autónomo) y viento constante = 10 m/s. En la sección resultados de simulación de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/resultados-simulacion.html>), se presentan los resultados de simulación en Matlab-Simulink para el funcionamiento del sistema convertidor de energía bajo el “Escenario 3”.

4.1.6 Resultado de simulación: funcionamiento del sistema con ausencia de red en el arranque (modo AUTONOMO) y presencia de viento variable.

Escenario 4: Arranque del sistema en ausencia de red (modo autónomo) y viento variable. En la sección resultados de simulación de [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/resultados-simulacion.html>), se presentan los resultados de simulación en Matlab-Simulink para el funcionamiento del sistema convertidor de energía bajo el “Escenario 4”.

4.1.7 Análisis de los resultados de simulación para el funcionamiento con ausencia de red en el arranque (modo AUTONOMO).

En la sección resultados de simulación de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/resultados-simulacion.html>), se presenta el análisis de los resultados del comportamiento del sistema convertidor de energía ante los escenarios 3 y 4.

4.1.8 Resultado de simulación: funcionamiento del sistema en 380 vac con ausencia de red en el arranque (modo AUTONOMO) y presencia de viento constante. (prueba única para 380 VAC)

Para probar la posibilidad de reconfigurar el sistema de simulación desarrollado para trabajar con diferentes tipos de red (podrían ser 120 VAC, 220VAC, 380VAC, 440VAC que son redes comerciales que funcionan en diferentes países), se configuró el sistema para someterlo a una red de 380VAC+N. En la sección resultados de simulación de la referencia [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/resultados-simulacion.html>), se presentan los resultados de simulación en Matlab-Simulink para el funcionamiento del sistema convertidor de energía para una red de 380VAC+N.

4.1.9 Resultado de las pruebas de contenido armónico de la energía eléctrica entregada por el sistema convertidor de energía en el bus AC.

Para probar la calidad de la energía entregada por el sistema convertidor de energía propuesto mediante simulación por software Matlab-Simulink, en la sección resultados de simulación de [27] (<https://convertidor-de-energia.blogspot.com/2022/02/resultados-simulacion.html>), se muestran los resultados del contenido armónico en la red y en la carga.

4.2 Contrastación de las hipótesis con los resultados de simulación del sistema convertidor de energía.

La hipótesis principal plantea que, si se diseña e implementa adecuadamente un sistema convertidor de energía para micro-centrales de generación, entonces será posible suministrar energía eléctrica a una carga trifásica de forma confiable, frente a variaciones de carga y/o velocidad del viento (aplicado a una micro-turbina eólica), ya sea en modo de control para operación autónoma o cambiando de forma automática, a la operación en modo interactivo con la red eléctrica comercial. Los resultados obtenidos por simulación en la sección 4.1, demuestran que el sistema convertidor de energía propuesto en la sección 3.1 ha sido capaz de suministrar energía eléctrica a una carga trifásica de forma confiable frente a variaciones de carga y/o velocidad del viento (aplicado a una micro-turbina eólica), ya sea en modo de control para operación autónoma o cambiando de forma automática, a la operación en modo interactivo con la red eléctrica comercial.

La primera hipótesis secundaria plantea que, si se modela e implementa adecuadamente una micro-turbina eólica será posible entregar energía mecánica en el eje de un generador de inducción mediante un simulador, de forma análoga a una micro-turbina eólica real. El modelo de la turbina eólica utilizada para la simulación ha sido

desarrollado en la sección 3.1.2 e implementado en base a los datos de una turbina eólica real modelo Aeolos-H de 5KW. El modelo emuló adecuadamente el funcionamiento de la micro-turbina eólica real y entregó energía mecánica en el eje del generador de inducción.

La segunda hipótesis secundaria plantea que, si se modela, diseña e implementa adecuadamente un control vectorial para el convertidor de lado del generador de inducción (Convertidor 1), será posible suministrar energía eléctrica a partir de la energía mecánica aplicada en el eje del generador. Para la simulación por software, los resultados obtenidos en la sección 4.1 han demostrado que la energía mecánica que genera la micro-turbina en el eje del generador de inducción, ha sido transformada en energía eléctrica para alimentar a una carga trifásica. Además, en la sección 3.1.3.2 se desarrolla el modelo matemático, se describe el control y se sintonizan los lazos de control para que el convertidor suministre energía eléctrica a partir de la energía mecánica en su eje.

La tercera hipótesis secundaria plantea que, si se modela, diseña e implementa adecuadamente un enlace DC entre el convertidor del lado del generador (Convertidor 1) y el convertidor del lado de la red (Convertidor 2), será posible mantener la tensión de referencia del enlace DC, dentro de un rango acotado que permita la operación del sistema ante escenarios de déficit o superávit de generación de energía eléctrica. Los resultados obtenidos mediante simulación por software (sección 4.1) han demostrado que el control desarrollado mantiene la tensión del enlace DC en un rango muy cercano al valor de referencia, lo cual permite la operación del sistema ante escenarios de déficit o superávit de generación de energía eléctrica.

La cuarta hipótesis secundaria plantea que, si se modela, diseña e implementa adecuadamente un convertidor controlado en el lado de la red (Convertidor 2), será posible suministrar potencia eléctrica a una carga trifásica ya sea en modo de operación autónomo o interactivo con la red eléctrica comercial. Mediante los resultados de simulación (sección 4.1), se comprueba que el convertidor 2 es capaz de suministrar potencia eléctrica a una carga trifásica ya sea en modo de operación autónomo o interactivo con la red eléctrica comercial. Además, en la sección 3.1.5.2 se desarrolla a detalle el funcionamiento del convertidor en modo conectado a red (o interactivo con la red eléctrica comercial) y se calculan todos sus parámetros de operación para un eficiente funcionamiento dentro del sistema convertidor de energía propuesto y de forma análoga en la sección 3.1.5.3. para el modo autónomo.

La quinta hipótesis secundaria plantea que, si se modela, diseña e implementa adecuadamente un filtro de armónicos, será posible obtener una corriente sinusoidal a la salida del sistema convertidor de energía. En la sección 3.1.5.1 se expone a detalle los criterios de diseño considerados para el filtro de armónicos tipo LCL con amortiguamiento pasivo elegido para la implementación de la simulación del sistema convertidor de energía. Se muestra el contenido armónico y en la sección 4.1 los resultados de su funcionamiento, pudiendo comprobar que se obtiene una corriente sinusoidal a la salida del convertidor de energía, siendo su contenido armónico (en corriente) menor al 5% e incluso en algunos escenarios de carga menor al 3%.

La sexta hipótesis secundaria plantea que, si se modela, diseña e implementa adecuadamente una estrategia de control centralizada, será posible una adecuada interacción de todos los componentes del sistema. En la sección 3.1.6 se describe a detalle el funcionamiento del control centralizado del sistema convertidor de energía para micro-turbinas implementado, se presenta el diagrama de flujo del algoritmo principal, la máquina de estados implementada en Matlab-Simulink, y los bloques de control del sistema completo. En la sección 4.1 se presentan los resultados de la operación del sistema convertidor de energía implementado y se comprueba que el control consigue una adecuada interacción de todos los componentes del sistema.

4.3 Análisis y resultados del funcionamiento del prototipo del sistema convertidor de energía para micro-turbinas

En esta sección se presentan los resultados experimentales del prototipo del sistema convertidor de energía para microturbinas.

4.3.1 Prototipo del sistema convertidor de energía para micro-turbinas.

En la figura 4.11 se muestra el prototipo completo del sistema convertidor de energía durante las pruebas experimentales con la carga R1 encendida. Se visualizan las 5 etapas del sistema y la carga trifásica. La medición de señales se obtiene a través de las pantallas HMI de los equipos que conforman el prototipo y mediante el uso de un osciloscopio.



Figura 4.11 Prototipo del sistema convertidor de energía para micro-turbinas en fase de pruebas experimentales (carga R1 encendida).

El prototipo del sistema convertidor de energía para micro-turbinas ha sido configurado para trabajar con un voltaje trifásico de línea VL-L de 380 Vrms y de fase VL-N de 220 Vrms a una frecuencia de 60 Hz. El sistema es sometido a una carga trifásica resistiva (conexión en estrella) de 1050 Vatios que está conformada por tres cargas resistivas monofásicas de 350 vatios cada una. A continuación, se presentan los resultados experimentales producto del funcionamiento del prototipo del sistema convertidor de energía propuesto.

4.3.2 Resultados experimentales del funcionamiento del prototipo del sistema convertidor de energía para micro-turbinas en el modo autónomo.

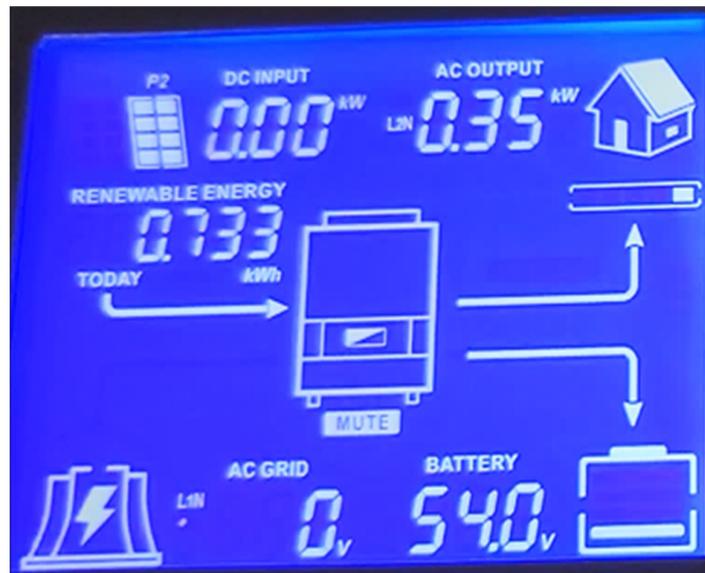


Figura 4.12 Pantalla HMI del Convertidor 2 del prototipo.

En la figura 4.12 se muestra la pantalla HMI del Convertidor 2 del prototipo (inversor IMEON 9.12), a través de la cual se obtienen los diferentes valores de operación. En la parte superior izquierda de la pantalla, con el símbolo de un panel fotovoltaico, parpadea durante cinco segundos la entrada PV1 y durante ese intervalo de tiempo se muestra el valor de la potencia en KW suministrada por dicha entrada, posteriormente ocurre lo mismo para la entrada PV2 y el ciclo se repite. En el caso del prototipo implementado, la entrada PV1 está conectada al enlace DC del sistema y la entrada PV2 está libre, sin conexión; por ello aparece 0 Kw en la figura 4.12. En la parte superior derecha de la pantalla, con el símbolo de una casa, se muestra la potencia en KW que el sistema entrega a la carga trifásica, parpadea primero la potencia en la fase L1-N, luego L2-N, luego L3-N y finalmente la potencia trifásica total en las tres fases; por ello aparece 350 vatios de potencia en la fase L2-N. En la parte inferior izquierda de la pantalla, con el símbolo de un rayo dentro de una torre de transmisión, se muestra la potencia en KW que el sistema entrega o recibe de la red eléctrica; por ello no se ve conexión, pues el sistema está en modo autónomo. En la parte inferior derecha se muestra el voltaje y el estado de carga del banco de baterías y se visualiza mediante una flecha si el banco es cargado y si entrega energía al sistema; se ve que el banco de baterías está siendo cargado con la energía generada por la micro-turbina.



Figura 4.13 Arranque del prototipo del sistema convertidor de energía.

En la figura 4.13 se muestra una imagen durante el arranque del prototipo, se visualiza en la pantalla HMI de la parte superior, que el Convertidor 2 del prototipo (inversor IMEON 9.12) se encuentra todavía en modo de espera y no recibe energía, además todas las resistencias de la carga trifásica se encuentran apagadas (R1,R2,R3), la resistencia de potencia (focos) también apagada, y en la imagen inferior se visualiza que el Convertidor 1 se encuentra apagado ya que recién ha empezado a girar la micro-turbina.



Figura 4.14 Segundos después del arranque el prototipo empieza a generar energía eléctrica a partir de la energía mecánica de la microturbina.

En la figura 4.14 se muestra una imagen a pocos segundos después del arranque, en ese momento todavía no se ha conectado ninguna carga, pero el sistema de forma automática empieza a regular la tensión en el enlace DC, la resistencia de potencia se ha encendido (6 focos) y el excedente está siendo usado por el convertidor DC-DC del sistema para cargar el banco de baterías tal como se muestra en la pantalla HMI. El osciloscopio de dos canales, ha sido conectado de tal forma que medirá la tensión (por el canal 1) y la corriente (por el canal 2) de una fase de la carga trifásica. Debido a que la carga aún no se ha conectado, en este momento se visualiza su medición en cero.



Figura 4.15 Funcionamiento del prototipo con una carga monofásica conectada (R1) de 350 vatios.

En la figura 4.15 se muestra el funcionamiento del prototipo con una sola carga monofásica (R1) conectada, el sistema de forma automática regula la tensión en el enlace DC, la resistencia de potencia se ha apagado (6 focos) y la energía generada por la micro-turbina está siendo usada para cargar el banco de baterías y alimentar la carga monofásica de 350 vatios, tal como se muestra en la pantalla HMI. El osciloscopio muestra la tensión (por el canal 1, color amarillo) y la corriente (por el canal 2, color celeste) de una fase de la carga trifásica.

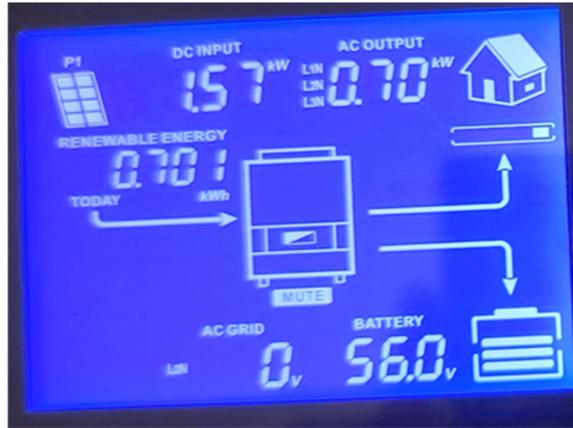


Figura 4.16 Funcionamiento del prototipo con dos cargas monofásica conectadas (R1 y R3) de 350 vatios cada una.

En la figura 4.16 se muestra el funcionamiento del prototipo con dos cargas monofásicas (R1 y R3) conectadas, el sistema de forma automática regula la tensión en el enlace DC, la resistencia de potencia permanece apagada (6 focos) y la energía generada por la micro-turbina está siendo usada para cargar el banco de baterías y alimentar las dos cargas monofásicas de 350 vatios que hacen un total de 700 vatios, tal como se muestra en la pantalla HMI.

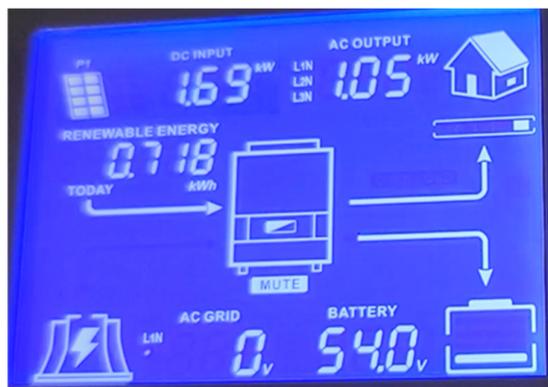


Figura 4.17 Funcionamiento del prototipo con una carga trifásica de 1050 vatios, las tres resistencias monofásicas conectadas (R1, R2 y R3).

En la figura 4.17 se muestra el funcionamiento del prototipo con tres cargas monofásicas (R1, R2 y R3) conectadas, es decir con una carga trifásica resistiva de 1050 vatios. El sistema de forma automática regula la tensión en el enlace DC, la resistencia de potencia permanece apagada (6 focos) y la energía generada por la micro-turbina está siendo usada para cargar el banco de baterías y alimentar la carga trifásica, tal como se muestra en la pantalla HMI.

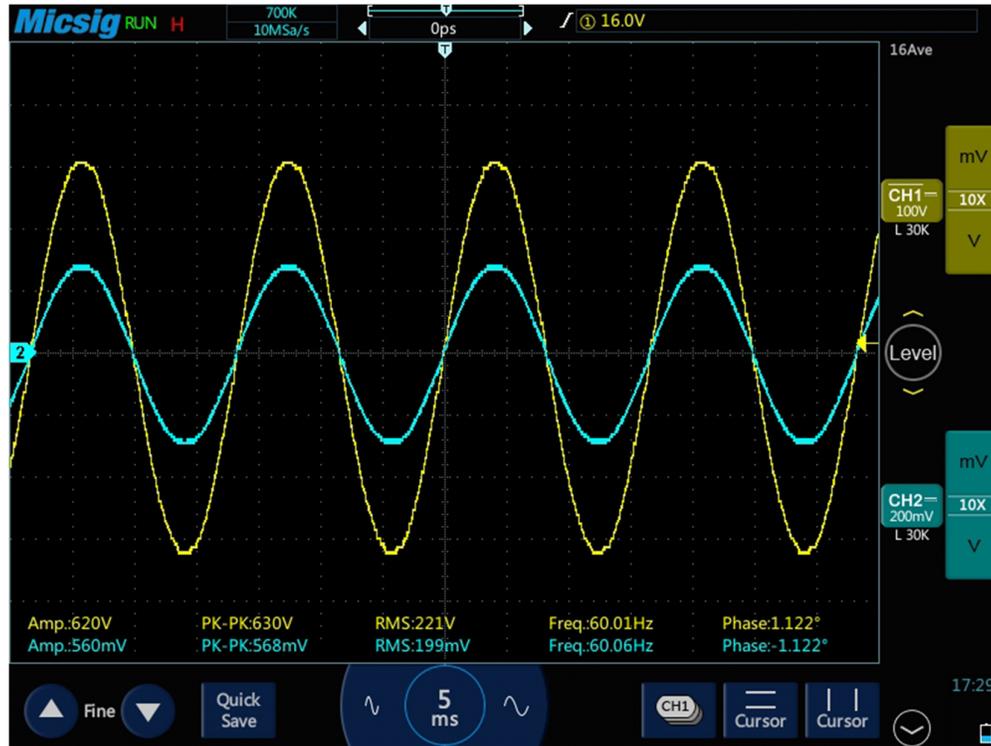


Figura 4.18 Forma de onda de la tensión (amarillo) y corriente (celeste) generadas por el prototipo del sistema convertidor de energía para microturbinas.

En la figura 4.18 se muestra la medición con osciloscopio del voltaje y la corriente en la resistencia monofásica R1. La tensión se mide en el canal 1 del osciloscopio, colocando la punta de prueba entre L1 y Neutro y debido a que el osciloscopio solo mide tensión, para medir la corriente en el canal 2, se ha colocado en L1 una resistencia en serie de 0.125 ohm y se ha colocado la punta de prueba entre los terminales de la resistencia. El valor de la corriente será el valor de tensión medido por el osciloscopio dividido entre 0.125.

Con los valores medidos en el osciloscopio, de la figura 4.18, se comprueba de forma experimental que el voltaje que genera el prototipo del sistema en el modo autónomo es 220 Vac @60Hz, la corriente en R1 (350 vatios) es $0.199/0.125 = 1.59$ Amp y está en fase con el voltaje. Además, cuenta con calidad de energía debido a que se visualiza una forma de onda senoidal tanto para el voltaje como para la corriente.

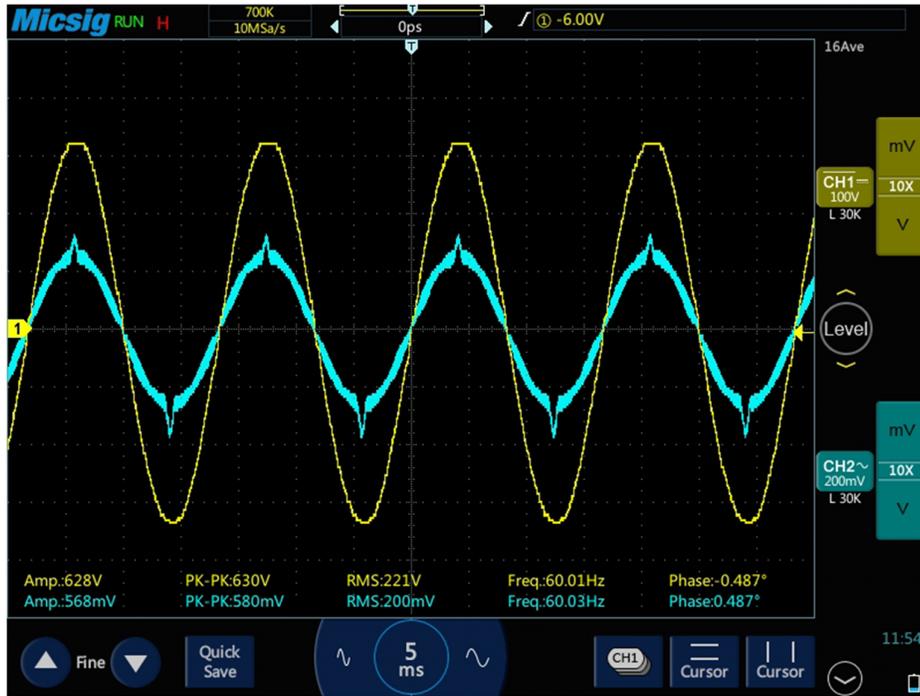


Figura 4.19 Forma de onda de la tensión (amarillo) y corriente (celeste) al conectar una pequeña carga no lineal en la línea 1 (cargador de celular).

En la figura 4.19 se muestra la medición con osciloscopio del voltaje y la corriente en la resistencia monofásica R1 habiendo conectado además en L1 un celular con su respectivo cargador. Debido a que el cargador es una carga no lineal, se visualiza un pequeño pico en la señal de corriente pero que prácticamente no varía los valores eficaces de voltaje y corriente. Nuevamente, el comportamiento del prototipo del sistema en el modo autónomo es correcto.

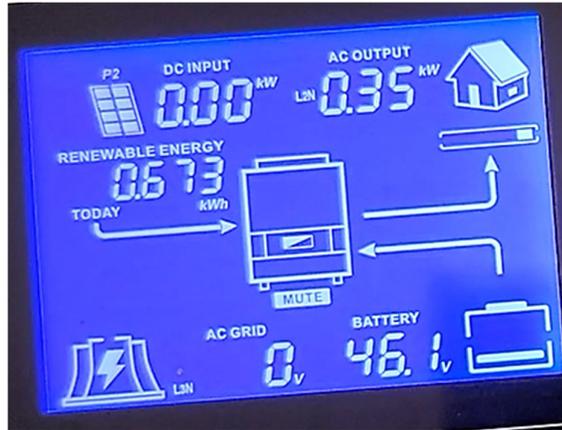


Figura 4.20 Escenario de funcionamiento con déficit de generación. Las baterías entregan la energía necesaria para que la carga continúe operando.

En la figura 4.20 se muestra un escenario de déficit de energía en el enlace DC para lo cual se ha disminuido la velocidad del simulador de micro-turbina usando el variador de velocidad. Se visualiza como cae el voltaje del banco de baterías a menos de 48 Vdc cuando segundos antes estaba siendo cargado a más de 51 Vdc., debido a que en este escenario el banco de baterías suministra la energía al enlace DC, tal como se muestra en la pantalla HMI. De esta manera el sistema logra mantener el voltaje del enlace DC dentro del rango de operación y el prototipo experimental continúa funcionando con normalidad.

4.4 Contrastación de las hipótesis con los resultados experimentales del prototipo del sistema convertidor de energía.

La hipótesis principal plantea que, si se diseña e implementa adecuadamente un sistema convertidor de energía para micro-centrales de generación, entonces será posible suministrar energía eléctrica a una carga trifásica de forma confiable, frente a variaciones de carga y/o velocidad del viento (aplicado a una micro-turbina eólica), ya sea en modo de control para operación autónoma o cambiando de forma automática, a la operación en modo interactivo con la red eléctrica comercial. Para la etapa experimental se ha diseñado e implementado adecuadamente un prototipo del sistema convertidor de energía, el cual ha sido descrito en la sección 3.2 y probado su funcionamiento con las diferentes cargas y escenarios descritos en la sección 4.3. Los resultados obtenidos en las pruebas experimentales han sido satisfactorios para el modo autónomo.

La primera hipótesis secundaria plantea que, si se modela e implementa adecuadamente una micro-turbina eólica será posible entregar energía mecánica en el eje de un generador de inducción mediante un simulador, de forma análoga a una micro-

turbina eólica real. Con la implementación del conjunto variador + motor presentado en la sección 3.2.2 y los resultados obtenidos en la sección 4.3 se ha demostrado que el simulador de micro-turbina implementado ha sido capaz de entregar energía mecánica en el eje del generador de inducción, de forma similar a una micro-turbina eólica real.

La segunda hipótesis secundaria plantea que, si se modela, diseña e implementa adecuadamente un control vectorial para el convertidor de lado del generador de inducción (Convertidor 1), será posible suministrar energía eléctrica a partir de la energía mecánica aplicada en el eje del generador. Para el prototipo experimental, los resultados obtenidos en la sección 4.3 han demostrado que la energía mecánica que genera el simulador de la micro-turbina en el eje del generador de inducción, ha sido transformada en energía eléctrica confiable para alimentar a una carga trifásica.

La tercera hipótesis secundaria plantea que, si se modela, diseña e implementa adecuadamente un enlace DC entre el convertidor del lado del generador (Convertidor 1) y el convertidor del lado de la red (Convertidor 2), será posible mantener la tensión de referencia del enlace DC, dentro de un rango acotado que permita la operación del sistema ante escenarios de déficit o superávit de generación de energía eléctrica. Los resultados obtenidos en la sección 4.3 han demostrado experimentalmente que el enlace DC implementado para el prototipo del sistema mantiene su tensión dentro de un rango aceptable [380-750 Vdc] que permite la operación del sistema ante escenarios de déficit o superávit de generación de energía eléctrica.

La cuarta hipótesis secundaria plantea que, si se modela, diseña e implementa adecuadamente un convertidor controlado en el lado de la red (Convertidor 2), será posible suministrar potencia eléctrica a una carga trifásica ya sea en modo de operación autónomo o interactivo con la red eléctrica comercial. Tal como se describe en la sección 3.2.5 el convertidor 2 del prototipo implementado es capaz de suministrar energía eléctrica a una carga trifásica ya sea en modo de operación autónomo o interactivo con la red eléctrica comercial. El suministro de potencia eléctrica a una carga trifásica en el modo autónomo ha sido probado y los resultados presentados en la sección 4.3. Las pruebas de funcionamiento en el modo interactivo con la red eléctrica comercial han quedado pendientes debido a limitaciones logísticas (no contar con un laboratorio de pruebas o con un transformador de potencia estrella-delta 380Vac+N // 220 Vac) pero el prototipo se encuentra preparado para dicho funcionamiento.

La quinta hipótesis secundaria plantea que, si se modela, diseña e implementa adecuadamente un filtro de armónicos, será posible obtener una corriente sinusoidal a la salida del sistema convertidor de energía. Para medir las señales de corriente y tensión en la carga alimentada por el prototipo experimental, se han realizado mediciones con el osciloscopio y tal como se muestra en la sección 4.3, se ha demostrado experimentalmente que son sinusoidales. Por lo tanto, el filtro de armónicos a la salida del Convertidor 2 del prototipo cumple adecuadamente la función de entregar una corriente sinusoidal a la salida del prototipo del sistema.

La sexta hipótesis secundaria plantea que, si se modela, diseña e implementa adecuadamente una estrategia de control centralizada, será posible una adecuada interacción de todos los componentes del sistema. Para el caso del prototipo del sistema, la estrategia de control ha sido implementada en un micro-controlador Arduino Mega 2560 tal como se ha descrito en la sección 3.2.6, el control ha cumplido su función comprobándose que el sistema opera de forma estable y dentro del rango de operación de tensión en el enlace DC previamente definido [380Vdc-750Vdc]. El control presenta una adecuada interacción de todos los componentes del sistema.

CONCLUSIONES

- 1 El presente trabajo de tesis abarca diversos temas de investigación en el ámbito de las energías renovables, micro-redes, generación distribuida y *smart-grid* o red eléctrica inteligente. Por ello, los resultados obtenidos tanto a nivel de simulación por software como en el prototipo experimental evidencian las enormes posibilidades de que, con ayuda de la electrónica de potencia y otras ramas de la ingeniería, se cambie el paradigma de generación de energía de los últimos 100+ años (generación de gran potencia y centralizada) y se logre la masificación de las energías renovables mediante centrales de generación de pequeña/mediana potencia y distribuidas.
- 2 Los resultados obtenidos a nivel de simulación, aplicado a una micro-turbina eólica, demuestran que el sistema convertidor de energía para micro-centrales de generación propuesto, ha sido capaz de suministrar energía eléctrica a una carga resistiva trifásica cumpliendo con los indicadores de calidad, frente a variaciones de carga y/o velocidad del viento, ya sea en el modo de control para operación autónoma o cambiando de forma automática, a la operación en modo interactivo con la red eléctrica comercial.

En ese sentido, se han obtenido resultados satisfactorios en la implementación de la simulación por software del sistema convertidor de energía para micro-turbinas, obteniendo robustez y buena respuesta dinámica del sistema, debido a que, ante variaciones simuladas de carga, viento, o ambas en simultáneo, el sistema se mantiene estable y mostrando un bajo contenido armónico con una distorsión armónica total en corriente THDi menor al 5%. Además, las transiciones simuladas entre el modo autónomo e interactivo con la red se dan de forma automática y con transitorios lo suficientemente pequeños como para no afectar la normal operación del sistema.

- 3 Los resultados experimentales en modo de control para operación autónoma demuestran que el prototipo del sistema convertidor de energía para micro-centrales de generación propuesto, ha sido capaz de suministrar energía eléctrica a una carga trifásica cumpliendo con los indicadores de calidad, frente a variaciones de carga y/o velocidad del viento (aplicado al simulador de micro-turbina eólica). Debido que para el funcionamiento del prototipo en el modo interactivo con la red eléctrica comercial (de

Perú), se requiere disponer de un transformador de potencia estrella-delta, estas pruebas se realizarán en una siguiente etapa del proyecto.

En la implementación del prototipo experimental se ha encontrado coherencia con los resultados obtenidos en la simulación por software. Por lo que, con un adecuado financiamiento para la adquisición del transformador de potencia, el sistema podría ser probado en campo con una micro-turbina real alimentando cargas reales (viviendas, oficinas, empresas, industrias, etc.) ya sea en zonas rurales o urbanas.

RECOMENDACIONES

- 1 Para mejorar el rendimiento del sistema convertidor de energía propuesto, y en general de las micro-centrales de generación eólicas o hidráulicas, es recomendable trabajar, investigar y desarrollar soluciones para mejorar su inercia, o para sumar inercia al sistema, puesto que debido a su baja potencia, tienen también una baja capacidad de respuesta ante perturbaciones en la red, variaciones de carga, factor de potencia, armónicos, corrientes de magnetización de transformadores, entre otras muchas perturbaciones propias de una red eléctrica. Como una alternativa para mejorar esta condición, en el sistema convertidor de energía propuesto en este trabajo de tesis, se implementó un banco de baterías y un convertidor DC-DC bidireccional, lo cual ha sido de gran ayuda para darle robustez al sistema y conseguir buenos resultados. Sin embargo, además de las baterías se está también investigando y desarrollando soluciones con dispositivos de potencia denominados VSG (*Virtual Synchronous Generator*) en inglés, o también denominados VSM (*Virtual Synchronous Machine* en inglés) que son en realidad convertidores de potencia, de configuración muy similar al convertidor del lado de la red o Convertidor 2, pero diseñados para darle estabilidad a la red simulando el comportamiento de un generador síncrono.
- 2 Otra línea de investigación que puede ser considerada como una mejora al sistema convertidor de energía propuesto, y que se recomienda abordar por quienes tienen interés en la generación de energía renovable a partir de micro-turbinas, es la conformación de micro-redes. Una propuesta sería implementar dos o tres sistemas convertidores de energía similares (o idénticos) al propuesto en el presente trabajo de tesis y conformar una micro-red. En ese escenario surgen varios retos muy interesantes, sobre todo para la implementación (como el sincronismo, la comunicación y coordinación entre generadores, etc.).
- 3 Para la implementación del prototipo experimental, se han presentado muchas dificultades a lo largo del desarrollo del presente trabajo de tesis, principalmente porque no se ha contado ni con financiamiento de instituciones, ni con equipamiento, ni con laboratorios para pruebas. Todo lo implementado ha sido financiado con recursos propios; por ello es recomendable, si se va a trabajar con hardware experimental, contar

con un mínimo de recursos garantizados, tanto en equipos de medición como del mismo hardware a implementar. Es necesario motivar a las instituciones peruanas, tanto públicas como privadas, a invertir más en I+D (Investigación y Desarrollo). Para un investigador, tener la posibilidad de implementar las soluciones teóricas con equipos reales es fundamental, en especial, si la investigación es en ingeniería aplicada como es el caso de la electrónica de potencia.

GLOSARIO

1. DC-LINK: Enlace en corriente continua.
2. FOC: *Field Oriented Control* (FOC). Control orientado de campo, también llamado control vectorial.
3. IGBT: *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT)
4. MICRO-GRID: Micro-red de generación de energía eléctrica.
5. MICRO-TURBINA: Turbinas que van desde 1 KW hasta 100 KW de potencia
6. PLL: *Phase-Locked Loop* (PLL) - Lazo de enganche de fase
7. R-inrush Resistencia de arranque. (típicamente usada para limitar corriente transitoria)
8. R-pot Resistencia de potencia.
9. SET-POINT: Valor de referencia.
10. SMART-GRID: La red eléctrica inteligente.
11. SPWM: *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM). Modulación senoidal de ancho de pulso.
12. VSC: Voltage Source Converter (VSC)- Convertidor trifásico fuente de tensión.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] **Abobkr, A. H., El-Hawary, M. E.**, (2016) Evaluation of wind turbine characteristics built-in model in Matlab Simulink, 2016 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC).
- [2] **Agamloh E, Cavagnino A** (2013). High efficiency design of induction machines for industrial applications. IEEE Transaction on Industry Application.
- [3] **Ahn, H., Oh, C., Sung, W., Ahn, J., Lee, B.**, (2015). Analysis and design of LCL filter with passive damping circuits for three-phase grid-connected inverters. 9th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia. Seoul, Korea.
- [4] **Arnanz, R., García, J., Miguel, L.**, (2016). Métodos de control de motores de inducción: síntesis de la situación actual. Editorial Elsevier. Revista iberoamericana de automática e informática industrial.
- [5] **Bajracharya, C., Molinas, M., Suul, J.A., Undeland, T.M.**, (2008). Understanding of tuning techniques of converter controllers for VSC-HVDC. Conference: Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics.
- [6] **Benyachou, B., Men-la-yakhaf, S., Bahrar, B., Tamani, M.**, (2017) Modelling with Matlab/Simulink of a wind turbine connected to a generator asynchronous dual power (GADP), Journal of materials and environmental sciences.
- [7] **Beres, R., Blaabjerg, F., Wang, X., Liserre, M.**, (2015). A review of passive power filters for three-phase grid connected voltage-source converters. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics.
- [8] **Blaabjerg, F., Teodorescu, R., Liserre, M., Timbus, A. V.**, (2006) Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 5.
- [9] **Blasko, V., Kaura, V.**, (1997). A new mathematical model and control of a three phase AC-DC voltage source converter. IEEE Trans. Power Electronics, vol. 12, no. 1.
- [10] **Chen, Z., Guerrero, J., Blaabjerg, F.**, (2009) A review of the state of the art of power electronics for wind turbines. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, No. 8.
- [11] **Encyclopedia Magnetica**. Imagen del rotor y el estator de una máquina de inducción tipo jaula. [Fecha de acceso: 02/06/2021]. URL disponible en: https://www.e-magnetica.pl/file/stator_and_rotor_of_induction_motor_magnetica_jpg

- [12] **Europa Press Noticias S.A.** Cuadro de la evolución en las emisiones globales de CO₂ procedentes de combustibles fósiles y actividad industrial. Sitio web oficial de divulgación de datos. [Fecha de acceso: 02/08/2021]. URL disponible en: <https://www.epdata.es/datos/cambio-climatico-datos-graficos/447>
- [13] **Grauers, A.**, (1996). Efficiency of three wind energy generator systems. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 11, no. 3.
- [14] **Han W., Jianwen, Z., Xu, C.**, (2012). Experiment study of squirrel-cage induction generator for the full-scale wind power converter. IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference – ECCE Asia, Harbin, China.
- [15] **Hansen, L. H., Helle, L., Blaabjerg, F., Ritchie, E., Munk-Nielsen, S., Bindner, H. W., Sørensen, P. E., Bak-Jensen, B.**, (2001). Conceptual survey of generators and power electronics for wind turbines, Risø National Laboratory, Roskilde, Denmark.
- [16] **Hsieh, G., Hung, J.C.**, (1996). Phase-locked loop techniques – A survey. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 43, Iss. 6.
- [17] **Justo, J. J., Mwasilu, F., Lee, J., Jung, J.**, (2013). AC-microgrids versus DC-microgrids with distributed energy resources: A review. Renewable and Sustainable Energy Reviews, Vol, 24. Pages: 387-405.
- [18] **Krishnan R.**, (2001). “Electric Motor Drives: Modeling Analysis and Control”. Prentice Hall Inc. pp.626.
- [19] **Lee K, Stephen F, Pankaj K, Gentile L, Mahmoud A, Clarence W.** (2012). Estimation of Induction Motor Equivalent Circuit Parameters from Nameplate Data. 2012 North American Power Symposium (NAPS) – IEEE Xplore.
- [20] **Liu, F., Zha, X., Zhou, Y., Duan, S.**, (2009). Design and research on parameter of LCL filter in three-phase grid-connected inverter. IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference.
- [21] **Lotfi, H., Khodaei, A.**, (2017). AC Versus DC Microgrid Planning. IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 8, no. 1.
- [22] **Manias S.**, (2017). Power Electronics and Motor Drive Systems. Primera edición. Reino Unido. Elsevier Inc. pp.987.
- [23] **Office of Energy Efficiency & Renewable Energy.** Historia de la generación eólica en los Estados Unidos de América. [Fecha de acceso: 01/08/2021]. URL disponible en: <https://www.energy.gov/eere/wind/history-us-wind-energy>
- [24] **Office of Energy Efficiency & Renewable Energy.** Historia de la hidro-generación en los Estados Unidos de América. [Fecha de acceso: 01/08/2021]. URL disponible en: <https://www.energy.gov/eere/water/history-hydropower>

- [25] **Ogata K.**, (2010). Ingeniería de control moderna. Quinta edición. Madrid. Pearson Educación SA. pp.904.
- [26] **Ong, C.M.**, (1998). Dynamic simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink. Prentice Hall Ptr. Upper Saddle River, New Jersey. Pp 626
- [27] **Oré, J.**, (2022). Blog personal para publicar información e investigación relacionada al sistema convertidor de energía para micro-turbinas. [Fecha de acceso: 21/02/2022]. URL disponible en: <https://convertidor-de-energia.blogspot.com>
- [28] **O'Rourke, C., Qasim, M., Overlin, M., Kirtley, J.**, (2019). A Geometric Interpretation of Reference Frames and Transformations: dq0, Clarke, and Park. IEEE Transactions on Energy Conversion.
- [29] **Peña R., Cardenas R., Blasco R., Asher G., Clare J.**, (2001). A cage induction generator using back-to-back PWM converters for variable speed grid connected wind energy system. IECON'01 Conference, vol. 2.
- [30] **Preitl, S., Precup, R., Stinean, A., Dragos, C., Radac, M.**, (2011). Extensions in Symmetrical Optimum Design Method. Advantages, Applications and Perspectives. 6th IEEE International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics.
- [31] **Rashid M.**, (2015). Electrónica de Potencia. Cuarta edición. México. Pearson. pp.946.
- [32] **Refaat, S., Ellabban, O., Bayhan, S., Abu-Rub, H., Blaabjerg, F., Begovic, M.**, (2021). Smart grid and enabling technologies. Primera edición. Jhon Wiley & Sons Ltd., pp.473.
- [33] **Rodriguez, M. A.**, (2015). Máquinas Eléctricas I – Tema 3: Máquinas asíncronas o de Inducción. Universidad de Cantabria (España) pp 94.
- [34] **Saidur R.** (2010). A review on electrical motors energy use and energy savings. Renewable and Sustainable Energy Reviews Ed.14.
- [35] **Sandoval, C., Velazco, K., Díaz, J.**, (2008). Accionamiento eléctrico de sistemas dinámicos a través de criterios de control óptimo. Revista Ingeniería e Investigación. Vol 28, No. 2. Pages 66-71.
- [36] **Teodorescu, R., Blaabjerg, F.**, (2004). Flexible control of small wind turbines with grid failure detection operating in stand-alone and grid-connected mode. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No. 5.
- [37] **Tirumala, R., Mohan N., Henze, C.**, (2002) Seamless transfer of a grid-connected PWM inverters between utility-interactive and stand-alone modes. APEC'02, Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 2.

- [38] **Umland, J., Safiuddin, M.**, (1990). Magnitude and Symmetric Optimum Criterion for the Design of Linear Control Systems: what is it and how does it compare with the others. IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 26, No. 3, p. 489 – 497.
- [39] **Vukosavic, S.**, (2007). Digital Control of Electrical Drives. Editorial Springer. pp.360.
- [40] **Wang, X., Guerrero, J.M., Blaabjerg, F., Chen, Z.**, (2012). A review of power electronics based microgrids. International Journal of Power Electronics. Vol, 12. No. 1.
- [41] **Wenping C.** (2009). Comparison of IEEE 112 and new IEC standard 60034-2-1. IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol 24, No.3.
- [42] **Yaramasu, V., Wu, B., Sen, P.C., Kouro, S., Narimani, M.** (2015). High Power Wind Energy Conversion Systems: State-of-the-Art and Emerging Technologies. Proceedings of the IEEE, vol. 103, no. 5.
- [43] **Yazdani, A., Iravani,R.**, (2010). Voltage-Sourced Converters in Power Systems. Modeling, Control, and Applications. Primera edición. Jhon Wiley & Sons Inc., pp.473.
- [44] **Zhou, L., Liu, Z., Ji, Y., Ma, D., Wang, J., Li, L.**, (2020). An improved parameter design method of LCL APF interface filter. 2020 IEEE International Conference on Artificial Intelligence and Computer Applications (ICAICA).