

INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

CENTRO MEXICANO PARA LA PRODUCCIÓN MÁS LIMPIA

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

UNIDAD ZACATENCO

**IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN
EÓLICA CON UNA MÁQUINA DE INDUCCIÓN DE DOBLE
ALIMENTACIÓN.**

TESIS

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
DOCTOR EN ENERGÍA**

PRESENTA:

M. EN C. FRANCISCO EMILIO RODARTE GUTIÉRREZ

Ciudad de México, diciembre, 2021

Esta página ha sido dejada intencionalmente en blanco



SIP-14

INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de México siendo las 18:30 horas del día 16 del mes de diciembre del 2021 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de la Tesis, designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de CMPL para examinar la tesis titulada:

"Implementación de un sistema de generación eólica con una máquina de inducción de doble alimentación"

Presentada por el alumno:

Rodarte

Apellido paterno

Gutiérrez

Apellido materno

Francisco Emilio

Nombre(s)

Con registro:

B	1	7	0	7	5	8
---	---	---	---	---	---	---

aspirante de:

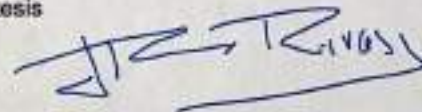
Doctorado en Energía

Después de intercambiar opiniones, los miembros de la Comisión manifestaron **APROBAR LA TESIS**, en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias vigentes.

LA COMISIÓN REVISORA

Directores de tesis

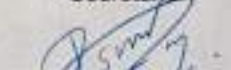

Dr. Oscar Carranza Castillo


Dr. Jaime José Rodríguez Rivas

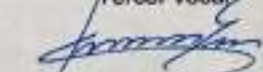
Presidente


Dr. Rubén Ortega González

Secretario


Dr. Amiel Araujo Vargas

Tercer vocal


Dr. Fermín Pascual Espino Cortés

Suplente


Dr. Juan Carlos Sosa Savedra

PRESIDENTE DEL COLEGIO DE PROFESORES


Dra. Martha Cecilia Galaz Larios


INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
CENTRO MEXICANO PARA LA
INVESTIGACIÓN Y POSGRADO



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

CARTA CESIÓN DE DERECHOS

En la Ciudad de México el día 16 del mes de Diciembre del año 2021, el (la) que suscribe: Francisco Emilio Rodarte Gutiérrez alumno (a) del Programa del Doctorado en Energía con número de registro B170758, adscrito al Centro Mexicano para la Producción más Limpia, manifiesta que es autor (a) intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección del Dr. Oscar Carranza Castillo y Jaime José Rodríguez Rivas y cede los derechos del trabajo intitulado **"Implementación de un sistema de generación eólica con una máquina de inducción de doble alimentación"** al Instituto Politécnico Nacional para su difusión , con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, gráficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del autor y/o director del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a la siguiente dirección frodg@hotmail.com, ocarranzac@ipn.mx y jjrodriguezr@ipn.mx. Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

Francisco Emilio Rodarte Gutiérrez

Resumen

En este trabajo se describe el desarrollo de la interfaz de potencia de un sistema de generación eólica basado en un generador de inducción de doble alimentación (GIDA), se realiza la construcción de un prototipo físico de la etapa de potencia de un sistema de generación eólica, que se acopla a un electrodinamómetro donde se emula la dinámica de la turbina. Además, se construyen las estructuras de control para el generador y el convertidor ‘*Back-to-Back*’ que conforman la etapa de potencia, así como, las estructuras de control necesarias para que el sistema propuesto genere energía de alta calidad, considerando los códigos de integración, operación, y calidad de la energía más recientes para sistemas de generación eléctrica basados en fuentes renovables. El control del sistema realiza la estimación de variables internas de la máquina como el par y los flujos magnéticos, con capacidad de compensar los efectos de las perturbaciones en la red eléctrica (“*dips*”), que ocurren durante la operación. Además, se implementan técnicas de control para el seguimiento de referencias y el rechazo de perturbaciones variantes en el tiempo, que se implementarán para compensar la distorsión armónica en el Convertidor del Lado de la Red (CLR), y en los lazos de control del GIDA para mitigar los efectos del desbalance en las tensiones y los transitorios de la red.

Abstract

In this work, the development of a power interface for a wind power generation system based on a doubly fed induction generator (DFIG) is described, a physical prototype is built, which contains the power electronics stage of a wind power generation system coupled to an electrodynamicometer used to emulate the dynamics of a wind turbine. Also, control structures for the generator and the “back-to-back” converter of the power stage are constructed, the required control structures to allow the system to have high quality power, allowing it to be compliant with the most recent power quality codes for renewable power systems. The control system performs the estimation of internal variables such as the torque and magnetic fluxes, the system has the capacity for compensating the effects of external perturbations in the electric grid (“dips”), occurring during operation. Also, techniques for tracking time varying references and rejecting perturbations are implemented to compensate the harmonic distortion on the Grid Side Converter (GSC), and the control loops for the DFIG in order to mitigate the effects of the grid voltage unbalance and transients.

Contenido

Resumen.....	5
Abstract	6
Abreviaturas	13
Capítulo 1. Introducción.....	17
1.1. Introducción	17
1.2. Definición del problema.....	17
1.3. Hipótesis.....	17
1.4. Objetivos	18
1.5. Objetivo General	18
1.5.1. Objetivos específicos.....	18
1.6. Justificación.....	19
1.7. Aportaciones	20
1.8. Alcance.....	20
1.9. Estado del arte	21
1.9.1. Consideraciones generales	21
1.9.2. Turbinas eólicas.....	23
1.9.3. Turbina eólica de velocidad fija	26
1.9.4. Control por cambio del ángulo de ataque.....	26
1.9.5. Control por pérdida aerodinámica	27
1.9.6. Aerodinámica de una turbina eólica.....	27
1.9.7. Operación de la turbina de velocidad variable	30
1.9.8. Regiones de control de velocidad de la turbina.....	30
1.9.9. Seguimiento del Punto de Máxima Potencia.....	32
1.9.10. Máquinas para la generación de energía eólica.....	33

1.9.11. Estructuras de Control Automático del Generador de Inducción Doblemente Alimentado (GIDA)	36
1.9.12. Control resonante	37
1.9.13. Control por Modos Deslizantes	38
1.10. Reseña de trabajos anteriores	39
1.11. Organización del trabajo de tesis	40
Capítulo 2. Convertidor ‘ <i>Back-to-Back</i> ’ aplicado a un sistema de generación eólica	42
2.1. Características del convertidor ‘ <i>Back-to-Back</i> ’	42
2.2. Modulación de ancho de pulso con vectores espaciales SVPWM	44
2.2.1. Modulación SPWM con inyección de tercer armónico para su implementación en un DSP	48
2.3. Modelo del convertidor electrónico del lado de la red	51
2.3.1. Modelo del convertidor del lado de la red	51
2.3.2. Dimensionamiento del convertidor del lado de la red	53
2.3.3. Cálculo de potencia del convertidor y tensión de CD	54
2.3.4. Cálculo de los elementos del convertidor del lado de la red	55
2.3.5. Modelo dinámico en ecuaciones de estado en marco de referencia síncrono (dq)	57
2.3.6. Control vectorial orientado	58
2.3.7. Sincronización con la red eléctrica mediante lazo de enganche de fase	60
2.3.8. La Transformación de Park como detector de fase	61
2.3.9. Diseño del Controlador del PLL	63
2.4. Diseño de controladores para el convertidor del lado de la red	66
2.4.1. Funciones de transferencia del convertidor	67
2.4.2. Modelo de pequeña señal del bus de CD	67
2.4.3. Sintonización del controlador de corriente	69
2.4.4. Sintonización del controlador de tensión	70
2.5. Diseño del controlador PI+ Resonante	73

2.5.1. Análisis de armónicos en el marco de referencia síncrono dq .	74
2.5.2. Controlador PI+Resonante del lazo de corriente.....	75
2.5.3. Sintonización del controlador PI para los lazos de control de corriente y tensión.	75
2.5.4. Diseño del controlador resonante	76
Capítulo 3. Control del Generador de Inducción de Doble Alimentación	80
3.1. Máquina de inducción	80
3.1.1. Campo magnético rotatorio.	81
3.1.2. Características del Generador de Inducción Doblemente Alimentado.....	83
3.2. Análisis en estado permanente	84
3.2.1. Circuito equivalente de la máquina de inducción.....	84
3.2.2. Relaciones fasoriales	86
3.2.3. Cálculo de las potencias reactivas	90
3.2.4. Relaciones aproximadas	91
3.3. Operación en cuatro cuadrantes	92
3.4. Modelo dinámico de la máquina	93
3.4.1. Modelo de simulación de la maquina.....	97
3.5. Medición de parámetros de la máquina.....	100
3.5.1. Medición de la resistencia del cobre	101
3.5.2. Pruebas en vacío y rotor bloqueado	102
3.5.3. Mediciones experimentales	104
3.5.4. Estimación “en línea” de los parámetros de la máquina	107
3.6. Pruebas de la máquina.....	108
3.6.1. Análisis en estado permanente del GIDA del laboratorio	108
3.7. Control vectorial del GIDA.....	111
3.7.1. Cálculo de las corrientes de referencia.....	112
3.7.2. control de velocidad	113

3.7.3. Control de la corriente del GIDA	114
3.8. Diseño de controladores del GIDA	116
3.8.1. Controlador de velocidad del GIDA	119
3.8.2. Controlador ‘ <i>anti-windup</i> ’	120
3.8.3. Controlador de potencias activas y reactiva del GIDA	121
3.8.4. Sintonización de los lazos de control del GIDA	122
3.9. Controlador modos deslizantes del GIDA.....	126
3.9.1. Controlador por modos deslizantes combinado	127
3.9.2. Modelo de la máquina por lado del rotor con filtro <i>dvd</i>	129
Capítulo 4. Resultados de simulación	132
4.1. Modelo de simulación del convertidor del lado de la red	133
4.1.1. Mitigación de la corriente de irrupción en el convertidor del lado de la red.....	134
4.1.2. modulación SVPWM en Simulink.....	135
4.1.3. Condiciones de simulación.....	136
4.2. Arranque del convertidor ‘ <i>Back-to-Back</i> ’ con algoritmo ‘ <i>anti-windup</i> ’	138
4.2.1. Resultados del PLL	138
4.3. Operación de convertidor ‘ <i>Back-to-Back</i> ’ como inversor y rectificador activo.....	140
4.4. Simulación del GIDA.....	144
4.5. Simulación del control del GIDA.....	148
4.5.1. Pruebas con par de carga variable.	150
4.5.2. Prueba a velocidad Subsíncrona.....	151
4.5.3. Prueba a velocidad hipsíncrona.....	153
Capítulo 5. Diseño del hardware y programación del DSP.....	156
5.1. Diseño y construcción del hardware	156
5.2. Metodología de desarrollo del hardware	158
5.3. Descripción del hardware del sistema de generación eólica	159

5.4. Dimensionamiento y diseño del hardware de la etapa de potencia	161
5.4.1. Módulo de potencia.....	162
5.4.2. Selección de los componentes del convertidor del convertidor ‘ <i>Back-to-Back</i> ’	165
5.4.3. Diseño del hardware de adquisición y acondicionamiento de datos	166
5.4.4. Interfaz óptica para las señales de encendido del convertidor.....	171
5.4.5. Encoder óptico.....	172
5.4.6. Comunicación de datos con una computadora	173
5.5. Filtro en el lado del rotor.....	175
5.5.1. El problema de las variaciones de la tensión (dv/dt) en los devanados de las máquinas de CA	175
5.6. Programación de los algoritmos de control del sistema de generación eólica	177
5.6.1. Descripción y características del DSP TMS320F28355	179
5.6.2. Bucle principal del programa	181
5.6.3. Rutinas de interrupción del hardware.....	182
5.6.4. Diseño de controladores de CLR.....	182
Capítulo 6. Resultados Experimentales.....	194
6.1. Pruebas del convertidor del lado de la red	195
6.1.1. Rutina del PLL	195
6.1.2. Arranque del convertidor	197
6.1.3. Programación y respuesta de los lazos de control	200
6.1.4. Desempeño del lazo de control de potencia reactiva.....	202
6.2. Desempeño de los controladores PI+Resonante	202
Capítulo 7. Conclusiones, recomendaciones, y aportaciones.....	207
7.1. Conclusiones generales	207
7.2. Trabajos futuros y recomendaciones.....	210
7.3. Aportaciones	211

7.4. Publicaciones.....	212
Bibliografía	214
Apéndice A. Componentes del Convertidor ‘ <i>Back to Back</i> ’	218
A.1. Capacitor de <i>Snubber</i>	218
A.2. Diodos TVS supresor de picos de tensión.....	218
A.3. Capacitor de bus de corriente directa	219
A.4. Protecciones y circuito de fuerza.....	219
A.5. Resistencia de inserción	221
Apéndice B. Hojas de datos	225
B.1. Máquina de inducción jaula de ardilla (MI)	225
B.2. Máquina de inducción de doble alimentación (MIDA)	226
B.3. Módulo de potencia 50A	227
B.4. Módulo de potencia 60A	228
B.5. Filtro <i>dvd</i> t para el lado del rotor.....	229
B.6. Encoder óptico.....	230

Abreviaturas

ADC	Convertidor analógico a digital (Digital to analog converter)
CA	Corriente alterna
CD	Corriente directa
CLM	Convertidor del lado de la máquina
CLR	Convertidor del lado de la red
DSP	Procesador digital de señales
DTC	Control directo del par (Direct torque control)
ePWM	Módulo PWM mejorado (enhanced pulse width modulator module)
ESR	Resistencia equivalente serie (Equivalent series resistance)
GIDA	Generador de Inducción de doble alimentación
GIJA	Generador de inducción jaula de ardilla
GSIP	Generador síncrono de imanes permanentes
IGBT	Transistor bipolar de compuerta aislada (Insulated gate bipolar transistor)
MI	Máquina de inducción jaula de ardilla
MOSFET	Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor (Metal-oxide-semiconductor field-effect transistor)
MIDA	Máquina de Inducción de Doble Alimentación
PWM	Modulación del ancho de los pulsos (Pulse width modulation)
RMS	Valor cuadrático medio (Root mean square)
SMC	Control por modos deslizantes (Sliding mode control)
SVPWM	Modulación por ancho de pulso de vectores espaciales (Space vector pulse width modulation)
TVS	Supresor de transitorios de tensión (Transient voltage suppression)
USB	Bus serie universal (Universal serial bus)

Nomenclatura

$\alpha\beta$	Marco de referencia estacionario $\alpha\beta$
dq	Marco de referencia síncrono dq
DQ	Marco de referencia del rotor
$\vec{x}$	Vector espacial genérico
x_a, x_b, x_c	Conjunto genérico de variables trifásicas
x_α, x_β	Componentes de un vector espacial genérico expresado en el marco de referencia estacionario
x_d, x_q	Componentes de un vector espacial genérico expresado en el marco de referencia síncrono dq
f_{PLL}	Frecuencia del Sincronizador Digital de Lazo Cerrado
f_m	Frecuencia eléctrica de giro del rotor
f_s	Frecuencia de la red eléctrica
$G_{icOL}(s)$	Función de transferencia del lazo abierto de corriente del convertidor de lado de la red
$G_{icCL}(s)$	Función de transferencia del lazo cerrado de corriente del convertidor de lado de la red
i_{ac}, i_{bc}, i_{cc}	Corrientes trifásicas del convertidor
$i_{\alpha c}, i_{\beta c}$	Componentes del vector de corriente del convertidor en el marco $\alpha\beta$
$i_{\alpha r}, i_{\beta r}$	Componentes del vector de corriente del rotor en el marco $\alpha\beta$
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$	Componentes del vector de corriente del estator en el marco $\alpha\beta$
$\vec{i}_{\alpha\beta c}$	Vector de corriente del convertidor en el marco $\alpha\beta$
$\vec{i}_{\alpha\beta r}$	Vector de corriente del rotor en el marco $\alpha\beta$
$\vec{i}_{\alpha\beta s}$	Vector de corriente del estator en el marco $\alpha\beta$
v_{ac}, v_{bc}, v_{cc}	Tensiones trifásicas del convertidor
$v_{\alpha c}, v_{\beta c}$	Componentes del vector de tensión del convertidor en el marco $\alpha\beta$
$v_{\alpha r}, v_{\beta r}$	Componentes del vector de tensión del rotor en el marco $\alpha\beta$
$v_{\alpha s}, v_{\beta s}$	Componentes del vector de tensión del estator en el marco $\alpha\beta$
$\vec{v}_{\alpha\beta c}$	Vector de tensión del convertidor en el marco $\alpha\beta$
$\vec{v}_{\alpha\beta r}$	Vector de tensión del rotor en el marco $\alpha\beta$
$\vec{v}_{\alpha\beta s}$	Vector de tensión del estator en el marco $\alpha\beta$

P	Pares de polos
u	Relación de transformación
R_s	Resistencia del estator
$L_{\sigma s}$	Inductancia de fuga del estator
L_m	Inductancia de magnetización
R'_r	Resistencia del estator
$L'_{\sigma r}$	Inductancia de fuga del rotor
R_r	Resistencia del rotor referida al estator
$L_{\sigma r}$	Inductancia de fuga del rotor referida al estator
L_s	Inductancia del estator
L_r	Inductancia del rotor
J_{GIDA}	Momento de inercia del GIDA
J_{TOT}	Momento de inercia total de la instalación experimental
ω_s	Frecuencia angular del estator (y de la red eléctrica)
ω_r	Frecuencia angular del rotor (alimentación)
ω_m	Velocidad eléctrica angular de rotación del rotor
Ω_s	Velocidad síncrona de la máquina
Ω_m	Velocidad de giro del rotor

Capítulo 1. Introducción

1.1. Introducción

Los desarrollos realizados en el campo de generación de energía eólica se vinculan con la incorporación de nuevas tecnologías que mejoran las características de operación (mayor grado de automatización), en respuesta a las perturbaciones que surgen y que están vinculadas con las variaciones de tensión, corriente, carga y las condiciones del viento.

Actualmente, las líneas de investigación en este campo incluyen, por ejemplo, la implementación de los distintos tipos de máquinas eléctricas en los esquemas de generación eólica, el modelado y análisis de las máquinas para su control, y mejorar su rendimiento. En relación con lo anterior, está la incorporación de convertidores electrónicos de potencia a estos esquemas, que les permita utilizar generadores de CA a velocidades variables, mientras se encuentran conectados a la red eléctrica de CA de frecuencia y tensión constante, o utilizar máquinas de CD, en sistemas de CA [1], [2].

1.2. Definición del problema

Los sistemas de generación eólica que se utilizan actualmente, se ven sujetos al cumplimiento de nuevas normas y códigos que regulan la operación de estos sistemas, estableciendo nuevos requisitos que se deben de cumplir, como es el límite de distorsión armónica máxima que los nuevos sistemas de generación a partir fuentes renovables deben de cumplir. En el caso de los sistemas de generación eólica, se les requiere que tengan un factor de potencia cercano a la unidad, o la capacidad de generar potencia reactiva con la finalidad de que el operador de la red la pueda utilizar para regular la tensión en la línea. Estas características de operación de sistemas de generación eólica basados en el Generador de Inducción de Doble Alimentación (GIDA) se describen en los nuevos estándares de operación de redes eléctricas (EON-UK, Germany), (Statnett-Norway), (AESO-Canada) entre otras [3] [4].

1.3. Hipótesis

El Generador de Inducción de Doble Alimentación (GIDA) se puede utilizar para crear un sistema de generación de energía eléctrica a partir de una fuente eólica, con generación de energía eléctrica de alta calidad y eficiencia. Se pueden además implementar algoritmos de control del GIDA que

permitan rechazar los efectos de los distintos tipos de perturbaciones en la línea y variaciones en la carga.

1.4. Objetivos

1.5. Objetivo General

Desarrollar un sistema de generación eólica que utilice un Generador de Inducción Doblemente Alimentado (GIDA), que permita la generación de energía eléctrica a la red trifásica del laboratorio. Diseñar e implementar la etapa de electrónica de potencia, la cual está formada por dos convertidores de CD/CA conectados a través del bus de CD (*'Back-to-Back'*) y que son conectados entre el GIDA y la red del laboratorio. Realizar el diseño y la implementación del sistema de control que permita controlar las potencias activa y reactiva que se inyectan o se consumen de la red a través de los convertidores. Implementar algoritmos en el sistema de control que permitan mitigar los armónicos de corrientes que se inyectan a la red, así como compensar el desbalance de las tensiones de la red trifásica.

1.5.1. Objetivos específicos

- Realizar un estudio del estado del arte de los sistemas de generación eólica con Generador de Inducción de Doble Alimentación (GIDA).
- Realizar un estudio del estado del arte de las técnicas de control del convertidor *'Back-to-Back'* en sistemas de generación eólica con máquinas de inducción de doble alimentación.
- Desarrollar y completar el hardware necesario en el laboratorio, el cual incluye un emulador de turbina eólica.
- Implementar técnicas de control que permitan mejorar la calidad de la energía y el rechazo de perturbaciones de la línea.
- Realizar pruebas experimentales que muestren el desempeño del sistema de generación de energía eléctrica.

1.6. Justificación

Las energías renovables son un elemento clave en la diversificación de las fuentes de energía que permiten reducir la dependencia de los combustibles fósiles. Entre estas energías renovables, la energía eólica es una de las fuentes de energía alternativa más utilizada, debido a que el impacto ambiental es reducido, por la no emisión de contaminantes al medio ambiente. En el caso de México, existe un potencial de generación de energía eólica en diversas regiones que asciende a 55,000 MW [5], que permite satisfacer en parte la demanda nacional de energía. México es un país con gran diversidad de fuentes energéticas, lo que posibilita el logro de la independencia energética, evitando la necesidad de importar energéticos de otros países [6].

El tipo de fuentes de energía alternativas como la solar y la eólica no dependen de las actividades primarias (industria extractiva, y agricultura) [5], que incrementaría el costo de la producción energética, y estarían al final de una cadena de producción que puede ser susceptible a fallas en cada uno de sus eslabones. Otras fuentes renovables como la energía hidroeléctrica pueden causar gran impacto ambiental y desplazamiento de comunidades, con su respectivo costo social, aparte de requerir ríos con las características de relieve adecuadas para la construcción de la cortina y el embalse, además de un caudal suficiente que permita generar la suficiente energía que permita justificar su costo.

Se ha observado durante la actual contingencia sanitaria, un impacto en la generación de energía eléctrica, que inicialmente tuvo una drástica caída en la demanda (que en algunos países fue hasta de la mitad) [7], y conforme se anunciaba la reapertura el consumo eléctrico se incrementaba, para posteriormente disminuir con cada nuevo periodo de confinamiento que se decretaba, obligando a los operadores de la red eléctrica a encontrar un equilibrio entre la demanda variable y las fuentes de energía conectadas a la red. Esta reconfiguración constante de cargas y fuentes de energía eléctrica usualmente requiere de un tiempo de estabilización para lograr un suministro constante y balanceado, durante este tiempo se puede presentar inestabilidad y disminución en la calidad del servicio eléctrico.

El uso del GIDA permite generar potencia eléctrica a velocidades variables del rotor del generador, a pesar de estar conectado a una red eléctrica de frecuencia constante. Las velocidades del rotor del GIDA pueden estar por encima de la velocidad síncrona (hipersíncronas), y por debajo de ésta (subsíncronas) [8]. Anteriormente, en la operación de los sistemas de generación eólica se utilizaban cicloconvertidores contruidos con tiristores, que actualmente no se utilizan entre otras cosas por la de distorsión que producen en la línea debido a los armónicos, además de la dificultad en el control

de estos dispositivos. Los desarrollos de convertidores electrónicos de potencia basados en dispositivos semiconductores IGBT o MOSFET, y de técnicas de modulación vectorial, permiten realizar una operación en cuatro cuadrantes con baja distorsión armónica, que se pueden utilizar en la alimentación del rotor con frecuencia variable, que permite operar la máquina en una red de frecuencia fija [9]. El sistema de generación eólica basado en GIDA tiene como ventaja que el convertidor solo se utiliza en la excitación del rotor, por lo que transfiere una potencia máxima de hasta el 30% de la potencia nominal del estator, a diferencia de los sistemas de generación eólica basados en el uso de los Generadores Síncronos de Imanes Permanentes (GSIP), donde a través del convertidor fluye toda la energía de la generación [10].

1.7. Aportaciones

- Diseñar un sistema de generación eólica basado en un Generador de Inducción Doblemente Alimentado (GIDA) con estructuras de control optimizadas para la operación a velocidad variable.
- Desarrollar un prototipo a nivel laboratorio que permitirá emular el comportamiento de una turbina eólica y permitirá evaluar el desempeño de los lazos de control de un sistema basado en el GIDA.
- Desarrollo un sistema de generación eólica que sea capaz de mejorar la calidad del suministro eléctrico, acorde con los nuevos códigos de generación de energía, inyectando corrientes de muy bajo contenido armónico a la línea; y generando potencia reactiva si se requiere para regular la tensión de la línea.
- Implementar controladores para el seguimiento de referencias y el rechazo de perturbaciones variantes en el tiempo, para mejorar la respuesta del GIDA contra el desbalance en las tensiones de línea, y el rechazo de transitorios producidos por variaciones de la tensión de línea.

1.8. Alcance

El alcance de la tesis comprende, el diseño y la implementación de un sistema de generación eólica basada en un generador de inducción de doble alimentación, que incluye la parte de electrónica de potencia, en la cual se implementaron los convertidores electrónicos de potencia por el lado de la red y por el lado del rotor de la máquina, las etapas de medición, y el control de todo el sistema implementado en un procesador digital de señales (DSP). Se presenta un prototipo a nivel laboratorio,

que consiste en la interfaz de potencia, y el Generador de Inducción de Doble Alimentación (GIDA), acoplado mecánicamente a un motor de inducción accionado por un variador de velocidad que emula la acción mecánica de una turbina eólica en su eje. Se presentan además controladores que permiten la reducción del contenido armónico en el convertidor del lado de la red (CLR) además, por el lado de la máquina estos controladores permiten mitigar los efectos del desbalance en el GIDA, y aquellos producidos por las perturbaciones en la tensión de la red eléctrica. Los controladores utilizados son del tipo resonante (PI+Resonante), y de modos deslizantes (Sliding Mode Control SMC) que permiten el seguimiento de señales y el rechazo de perturbaciones variantes en el tiempo. Los resultados obtenidos de la implementación de controladores resonantes en el CLR y de los lazos de control se publicaron en un artículo de una revista JCR [11]. Debido a los retrasos causados por la contingencia sanitaria causada por el COVID 19 y los cortes en la cadena de suministro, no se han podido realizar todas las pruebas experimentales que se habían planeado para la tesis.

1.9. Estado del arte

1.9.1. Consideraciones generales

Ante la crisis energética y ambiental que se vive en la actualidad y sobre todo por el próximo agotamiento de los hidrocarburos, el campo de las energías renovables ha tomado gran importancia en los últimos años, ya que son consideradas una alternativa de generación de energía eléctrica. La energía eólica es un tipo de energía renovable de menor impacto ambiental en comparación con otras técnicas de generación de energía tradicionales del tipo no-renovables [12], [13]. El Sol como fuente única de toda la energía disponible en el planeta, ofrece diferentes alternativas para su utilización, ya que es la fuerza que pone en marcha distintos procesos naturales en la superficie de la tierra, procesos como el ciclo del agua, las mareas, la fotosíntesis que resulta el primer eslabón en el ciclo de la vida, y de esta forma muchos procesos más.

En el caso del viento, este se genera a partir de las corrientes de aire que se producen por el calentamiento del aire cerca de superficie terrestre producido por la radiación solar y su diferencia de temperatura con las capas de aire superiores. A partir de este fenómeno, el aire frío que ha perdido su calor por estar en la parte superior de la atmosfera, es más pesado y tiende a desplazarse al nivel del suelo, mientras que el aire caliente, que se encuentra a nivel del suelo con más alta temperatura, se desplaza hacia arriba, formando zonas de ascenso y descenso de las corrientes de aire, que pueden abarcar cientos de miles de kilómetros cuadrados y que se conocen como áreas ciclónicas y anticiclónicas.

El aire para poder elevarse se mueve de una zona anticiclónica a una ciclónica, desplazándose cerca de la superficie, formando los vientos utilizables para la generación eólica (figura. 1.1). El fenómeno contrario ocurre a grandes alturas donde la corriente del aire ha ascendido en la zona ciclónica, se desplaza hacia la zona anticiclónica para iniciar su descenso.

Otras fuerzas que afectan al viento son la fuerza del gradiente de presión, la fuerza de fricción, la configuración del relieve y el efecto Coriolis debido a la rotación del planeta [14], donde el flujo de aire es influenciado, acelerado, elevado y transformado por el efecto Coriolis en cualquier punto de la superficie terrestre.

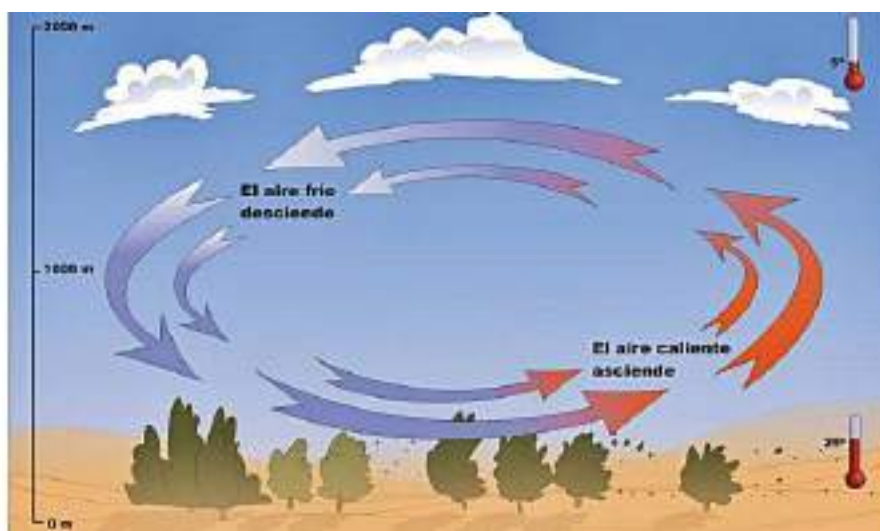


Figura 1.1. Ciclo del viento.

Con el movimiento del aire (viento), se obtiene energía mecánica utilizando las paletas de una turbina eólica, y se genera energía eléctrica acoplando un generador al rotor de la turbina. Para poder aprovechar la fuerza del viento, debe de haber viento con suficiente velocidad que permitan la operación de las turbinas. Estas condiciones se dan en función de factores climáticos variables, es por eso que la falta de consistencia en la disponibilidad del recurso eólico, es un tema que ocupa a los especialistas. Entre las características más importantes de la energía eólica, se tiene la nula emisión de contaminantes, como ocurre con los combustibles usados en otros métodos de generación de energía tradicionales [15].

Históricamente, se ha utilizado la energía del viento en diversas aplicaciones, una de las primeras fuentes de fuerza mecánica que se utilizó fue la de los molinos de vientos, para el funcionamiento de bombas hidráulicas (figura 1.2a), y la molienda de granos y semillas. Esta infraestructura siguió

utilizándose hasta mediados del siglo veinte, cuando los molinos de viento (figura 1.2b) que drenaban las landas en los Países Bajos fueron sustituidos por bombas eléctricas.

Después de la crisis petrolera de los años setenta, los países desarrollados han impulsado la investigación en el mejor aprovechamiento de la energía eólica. Para finales del año 2015, el total de la capacidad eólica instalada se contaba en cerca de 433 GW, representando cerca del 5% de la energía eléctrica total consumida mundialmente [16].



a)

b)

Figura 1.2. a) Molino de viento para el drenado de las landas en países bajos b) Bomba de agua impulsada por viento.

El número de turbinas eólicas instaladas ha ido en aumento de forma gradual y sostenida, junto con el número de países de que han desarrollado e instalado campos eólicos como por ejemplo Dinamarca, donde la generación de energía eólica representa un 42% de la demanda eléctrica de ese país, en Alemania más del 60% y en Uruguay el 15.5%. En cuanto a los fabricantes, esta industria ha presentado un gran auge en años recientes, donde se ha incrementado de forma considerable la demanda de equipos, servicios de instalación y operación de campos eólicos en un número creciente de países [12], [16].

1.9.2. Turbinas eólicas

Los componentes básicos de una turbina eólica de velocidad fija se muestran en figura 1.3, que tradicionalmente implementaban Generadores de Inducción de Jaula de Ardilla (GIJA) y un control

de velocidad por medio del control del ángulo de ataque de las paletas (pitch controlled), o por control de la pérdida aerodinámica (stall controlled). Estas tecnologías fueron desarrolladas a finales de la década de los 70's en Dinamarca, y fueron ampliamente utilizadas en décadas posteriores, hasta avanzados los años 90's, cuando se comenzaron a insertar en el mercado las turbinas de velocidad variable.

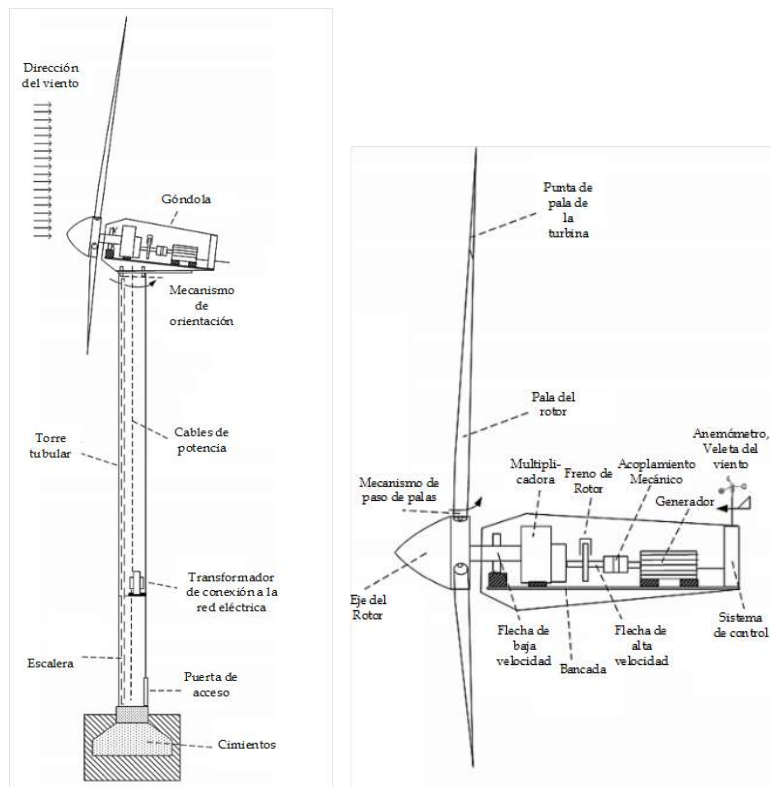


Figura 1.3. Componentes de una turbina eólica.

Estas turbinas de velocidad fija utilizan cajas de engranajes, generadores síncronos, y transformadores, con el objetivo de obtener robustez. Estos primeros modelos alcanzaron potencias de hasta 25 kW, y en solo diez años se alcanzaron potencias de hasta 1000 kW, siendo dos tercios de las turbinas instaladas en el mundo durante las décadas de los 80's y 90's del tipo velocidad fija. Las llamadas turbinas de velocidad fija se llaman así porque tienen las siguientes características:

- La velocidad fija se relaciona a las características de las máquinas síncronas y algunas asíncronas que por estar alimentadas de la red eléctrica de frecuencia constante deben de rotar a una velocidad fija o semifija, que debe de ser independiente de la velocidad del viento.

-
- Los controles por pérdida, y cambio del ángulo de ataque, se relacionan a la forma que la turbina controla o limita la velocidad y el par que se obtiene del viento.

La figura 1.3 muestra las principales partes que componen a una turbina eólica de velocidad fija. La góndola contiene los componentes clave de la turbina, que incluyen la caja de engranajes y el generador, a la derecha de ésta se encuentra el rotor el cual consiste en las paletas y el eje del rotor. La góndola y el rotor son sostenidos por la torre, que generalmente se construyen con una altura que les permite aprovechar vientos más rápidos que los que hay a nivel de tierra. Se llama góndola al alojamiento que contiene los elementos principales de la turbina, que en este caso serían el rotor de baja velocidad, la caja de velocidades y el eje de alta velocidad, sobre el que se monta el freno de emergencia y se acopla el generador. También se incluye el gabinete con la electrónica, el circuito de fuerza y protecciones de la turbina. Dentro del eje de baja velocidad, están contenidos los elementos hidráulicos para operar control del ángulo de ataque y el sistema de frenado aerodinámico. Se cuenta también el sistema de enfriamiento para el generador y el aceite de la caja de engranajes.

Típicamente en una turbina de 600 kW, cada aspa mide unos 20 metros de largo y se diseña de la misma manera que el ala de un avión. Cada paleta se encuentra montada en un eje y acoplada por rodamientos al cuerpo de la paleta, que permite a cada paleta rotar y por tanto cambiar su ángulo de ataque. En la punta del rotor se encuentra el mecanismo de rotación de la paleta, el cual se controla con un cilindro hidráulico que ejerce presión de forma paralela al rotor. Cada paleta cuenta con un sistema aerodinámico que altera la geometría de la punta de cada paleta, utilizando un sistema de cables dentro de cada paleta, que jala hacia el centro la punta de la paleta, haciendo también que la paleta se flexione, y cambie el ángulo de ataque, las fuerzas ejercidas en estos cables pueden ser del orden de toneladas por cada paleta.

Cuando es necesario hacer un paro en el rotor de la turbina, se corta la presión en el pistón hidráulico de la turbina, y se libera la tensión en el cableado que va hacia las puntas, permitiendo que las paletas se alineen a 90° , en la posición de frenado. El rotor de la turbina gira a una velocidad relativamente lenta cerca de 19 y 30 rev/min, y la caja de engranajes se encarga de multiplicar esta velocidad por 50 veces para obtener en el eje del generador una velocidad de aproximadamente 1500 rev/min [4]. La turbina se equipa también con un freno de disco de emergencia, que se utiliza cuando hay una falla en el frenado aerodinámico de la turbina y esta no se pueda detener sola, también para mantener detenido el rotor cuando no se está en operación.

Las turbinas eólicas modernas se equipan con controles electrónicos que monitorean continuamente la condición del sistema, operan el sistema de orientación de esta, y en caso de una falla, detienen al sistema, activando una alarma en el centro de monitoreo para requerir la intervención de un operario.

1.9.3. Turbina eólica de velocidad fija

Como se definió en la sección anterior las turbinas de velocidad fija corresponden a aquellas, que tienen generadores que rotan a velocidades fijas y semifijas. Estas turbinas son diseñadas para obtener su máxima generación de potencia a velocidades de alrededor 15 metros por segundo, debido a que no es práctico diseñar turbinas que alcancen su máxima potencia con vientos más fuertes, ya que la ocurrencia de estos vientos es muy escasa. En caso de vientos muy fuertes, se hace necesario desechar parte de la energía que se tiene en exceso para evitar daños en la turbina, que se hace por medio del control del ángulo de ataque de la turbina.

1.9.4. Control por cambio del ángulo de ataque

En las turbinas con control de ángulo de ataque, el controlador monitorea constantemente la potencia de salida, cuando este detecta un incremento muy grande, envía una señal al mecanismo de inclinación de las paletas, para que este rote ligeramente las paletas, en dirección del viento reduciendo el arrastre. De forma contraria cuando la velocidad del viento disminuye, las paletas regresan a una posición donde el arrastre sea mayor. La forma en que se cambia de inclinación estas aspas se muestra en la figura 1.4.

En una turbina controlada por ángulo de ataque, el control únicamente rota el aspa unas fracciones de grado a la vez, cuando la velocidad del viento varía para mantener un ángulo óptimo y maximizar la salida para cada variación en la velocidad del viento.

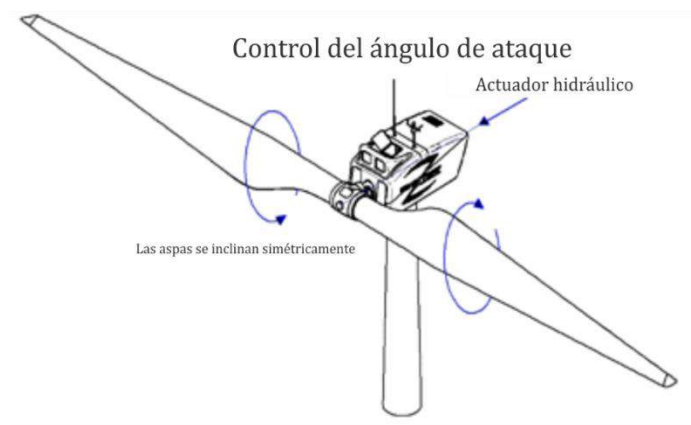


Figura 1.4 control por pérdida de la turbina eólica.

1.9.5. Control por pérdida aerodinámica

Las turbinas con control de pérdida pasiva, tienen sus paletas fijas al rotor en un determinado ángulo, estas sacan ventaja del arrastre que tiene el viento al empujar la paleta sobre su eje de rotación, la paleta se flexiona por la fuerza del viento a una posición paralela, y la fuerza de arrastre se reducirá, es decir, el aspa entrará en pérdida. Este tipo de control tiene la ventaja de que se puede hacer que suceda de manera pasiva, aprovechando la flexibilidad que tienen las aspas hechas de materiales compuestos (por ejemplo, fibra de carbono, fibra de vidrio, polímeros, etc.).

Observando de cerca el aspa de una turbina eólica controlada por pérdida aerodinámica se notará que esta torcida ligeramente en su longitud, esto se hace para permitir que la paleta incremente su pérdida gradualmente, cuando los vientos alcancen la velocidad crítica. La ventaja de este tipo de control es que no se requieren partes móviles en este sistema, pero como desventaja, se incrementa la complejidad de diseño en la aerodinámica de este tipo de sistemas. Una variante a este tipo de control, sería hacerlo de manera activa, es decir inducir la pérdida utilizando un mecanismo que flexione la paleta para así inducir la pérdida en el momento y magnitud deseada

1.9.6. Aerodinámica de una turbina eólica

El proceso de extraer la energía cinética del viento se explica de manera simple con la teoría del disco actuador, la cual está basada en el cálculo de balances de energía y la aplicación de la ecuación de Bernoulli [15]. Donde el rotor que captura la energía es visto como un disco poroso que causa un descenso en la velocidad del aire, y defleca de parte del flujo.

De este análisis, la potencia contenida en forma de energía cinética del aire que cruza a través de la turbina a una velocidad v_w (velocidad del viento), la superficie A queda expresada por:

$$P_v = \frac{1}{2} \rho A v_w^3 \quad (1.1)$$

Donde ρ es la densidad del aire. La turbina recupera una parte de esta potencia, donde la potencia que se convierte en energía mecánica se expresa mediante:

$$P_v = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v_w^3 C_p \quad (1.2)$$

Donde R es el radio de las paletas de la turbina eólica y C_p es el coeficiente de potencia, que es un parámetro adimensional que sirve para expresar la efectividad de la turbina para transformar la energía cinética del aire en energía mecánica. Este coeficiente depende del tipo de turbina que se está

utilizando de acuerdo a su diseño aerodinámico, la velocidad de rotación nominal a la que esta se diseña, y la velocidad nominal del viento en la que debe de operar. Una vez seleccionada la turbina que se va a utilizar el valor de C_p se modifica en función de dos factores:

- La velocidad específica (Tip speed ratio, λ)
- El ángulo de ataque de las aspas de la turbina (β)

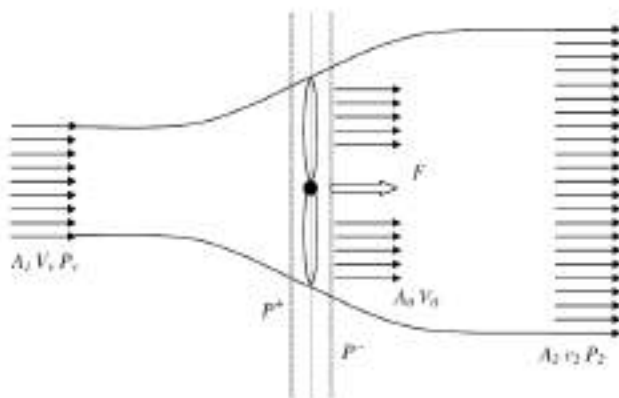


Figura 1.5. Representación del flujo de aire por la turbina eólica representada como un actuador en forma de disco

La turbina eólica de velocidad variable se considera como una mejora a la turbina de velocidad fija. Considerando que un incremento en tamaño también representa un incremento en los esfuerzos mecánicos que, el control de velocidad debe de realizar. El funcionamiento a velocidad y potencias variables permiten escalar estos sistemas de manera segura, las mayores diferencias que se tienen con sistemas de velocidad fija son las siguientes:

- El control del ángulo de las paletas solo se utiliza cuando se alcanzó viento máximo, o cuando se debe de mantener detenida, en turbinas de velocidad variable este sistema se acciona durante una emergencia, mientras que en las de velocidad fija se usa continuamente para mantener la velocidad del generador.
- La operación en velocidades variables se realiza con la incorporación de convertidores electrónicos para los distintos tipos de generadores eléctricos, mientras que las turbinas de velocidad fija no requieren de algún convertidor electrónico, y se conectan directamente a la red de CA.

En la Figura 1.6 se muestran las gráficas de C_p en función del factor λ para distintos tipos de turbinas, se observa que cada tipo de turbina tiene un punto máximo en su coeficiente de potencia, donde su ubicación depende de la construcción de la turbina y determina el rango de velocidad de rotación de

sus aspas ω_m que se ubica alrededor de este punto, además en la figura 1.6 también se incluye la curva del límite teórico que las turbinas eólicas pueden alcanzar. Este valor máximo teórico de C_p se llama el límite de Betz, y se ubica en $C_{p\max}=59.3\%$, este límite describe el frenado del viento al pasar por el disco que describe el área ocupada por el rotor de una turbina eólica ideal con un número infinito de aspas, y que opone resistencia al viento obteniendo a una velocidad de salida menor que el viento de entrada, este diferencial representa la energía máxima que se extrae del viento. Cuando este diferencial es muy alto, también crece la cantidad de flujo que pasa rodeando las aspas de la turbina, y que por tanto no aporta energía, este efecto también es contemplado dentro del límite de Betz.

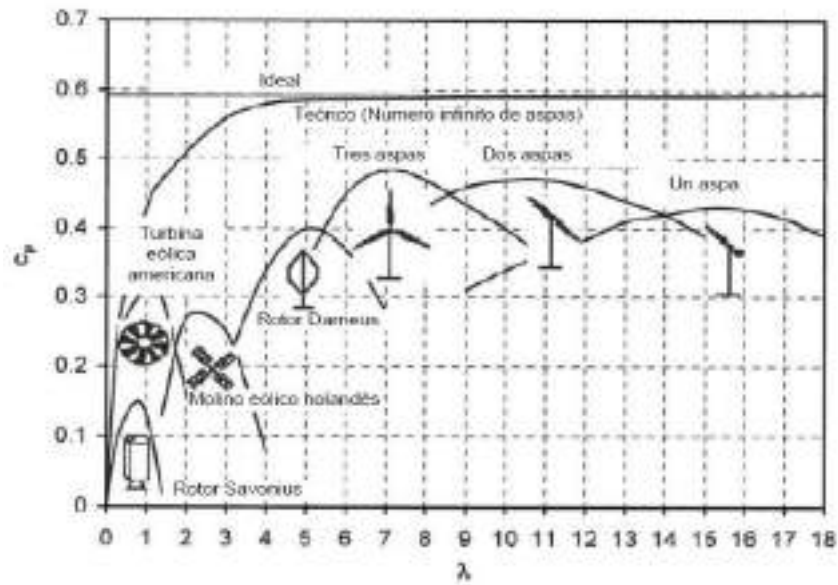


Figura 1.6. Coeficientes de potencia para distintas turbinas eólicas [17].

Para la turbina de velocidad variable, el modelo aerodinámico de la turbina, que representa la extracción de potencia del rotor en función de la velocidad del viento, se deduce utilizando la relación que existe entre potencia del eje P_t , la velocidad angular del rotor (ω_m) y el par (T_t):

$$P_t = T_t \omega_m \quad (1.3)$$

Sustituyendo en la ecuación de potencia de la turbina, el par generado queda definido por:

$$T_t = \frac{1}{2} \rho \pi R^3 v_w^3 \frac{C_p}{\lambda} \quad (1.4)$$

Adicionalmente se obtiene el coeficiente de par, que sería la reducción de $C_t = \frac{C_p}{\lambda}$ cambiando la ecuación de par de la turbina por:

$$T_t = \frac{1}{2} \rho \pi R^3 v_w^3 C_t \quad (1.5)$$

La velocidad específica λ se expresa como la relación entre la velocidad tangencial del extremo del aspa de la turbina $r\omega_m$, la velocidad del viento v_w , y ω_m es la velocidad angular del rotor de la turbina.

$$\lambda = \frac{r\omega_m}{v} \quad (1.6)$$

El conocimiento de las características de C_p y C_t , es importante cuando se desea seleccionar la turbina adecuada para las características del sitio en donde se desea instalar.

1.9.7. Operación de la turbina de velocidad variable

Se considera que una turbina es de velocidad variable, cuando el esfuerzo de control no se utiliza para mantener una velocidad constante o semi-constante, y en su lugar los sistemas de control se destinan para los siguientes propósitos:

- Mantener la turbina en un modo seguro de operación, es decir los rangos de velocidad, potencia y par dentro de límites seguros.
- Minimizar las cargas mecánicas en eje.
- La extracción de la máxima energía del viento

Diseñar estas estrategias es complicado y dependen principalmente del diseño aerodinámico y mecánico de la turbina, que son datos que mantiene como secreto el fabricante.

En el caso del GIDA que es el objeto principal de este trabajo, se tiene la limitación de tener un deslizamiento máximo en la máquina, que se define cómo, la variación de velocidad con respecto a su velocidad síncrona. Para comenzar a diseñar una estrategia de control de turbinas de velocidad variable, es necesario conocer las regiones de control de velocidad de la turbina.

1.9.8. Regiones de control de velocidad de la turbina

Las estrategias de control de la turbina eólica se muestran en la figura 1.7, que contiene cuatro regiones de operación:

1. Velocidad límite mínimo de operación
2. Región del seguimiento del punto de máxima energía operando a velocidad variable.
3. Velocidad límite máximo a carga nominal
4. Velocidad límite máximo a carga máxima

La figura 1.7 muestra la gráfica de velocidad del rotor como función de la velocidad del viento. El límite de velocidad mínimo es para evitar que se presenten velocidades de rotación cercanas a la frecuencia de resonancia de la torre de la turbina, además de que la velocidad es demasiado pequeña para producir potencia eléctrica. También sirve como el límite inferior del deslizamiento del GIDA. El fijar un límite máximo de velocidad, se debe a que las paletas tienen un esfuerzo máximo que pueden soportar de manera sostenida.

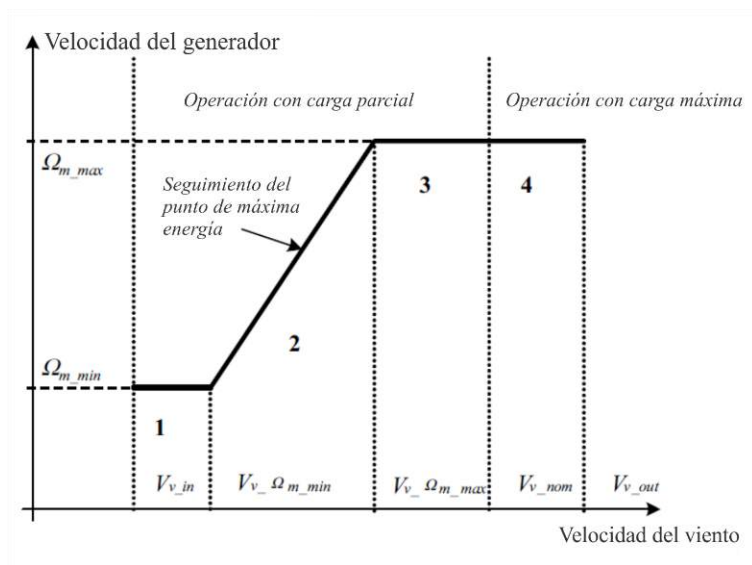


Figura 1.7 Regiones de control basadas en la velocidad de la turbina.

Una vez más en turbinas basadas en GIDA, este límite superior también responde a la necesidad de limitar el deslizamiento de la máquina, y por tanto la potencia máxima que pasa a través del rotor y por tanto del convertidor que conecta con la red eléctrica. Considerando lo anterior, el generador se enciende cuando el viento supera la velocidad de corte a una velocidad de rotación mínima Ω_{M_min} . Cuando la velocidad supera Ω_{M_min} , la turbina alcanza la región de desempeño aerodinámico máximo que se encuentra en la zona 2. Cuando la turbina supera la velocidad máxima de rotación Ω_{M_max} , se encuentra en zona 3, que es donde se alcanzan los valores nominales de la turbina, (potencia, velocidad del viento) en esta zona la potencia generada debe de ser regulada para que se mantenga en sus valores nominales.

En la zona 4, se está operando a carga máxima, se hace necesario regular la carga mediante el control mecánico en las paletas de la turbina (control por ángulo de ataque, o control por pérdida aerodinámica), para mantener el par en su valor nominal, y evitar esfuerzos mecánicos excesivos

mientras que la velocidad y potencia alcanzan sus valores máximos. Fuera de esta zona se deben de activar las protecciones para detener y evitar daños en la turbina.

1.9.9. Seguimiento del Punto de Máxima Potencia

Con el objetivo de maximizar la cantidad de energía que se puede obtener del viento, se debe de hacer seguimiento del punto de máxima energía obtenida por la turbina para una velocidad del viento. Este punto de operación se encuentra mediante la ejecución del algoritmo en el sistema de control a través del desarrollo de algoritmos que realicen el MPPT (Maximum Power Point Tracking) [9]. El par desarrollado es proporcional al cuadrado de la velocidad del rotor $k\omega_r^2$. Esta relación cuadrática se deduce observando las curvas de potencia de la turbina para diferentes velocidades del viento (Figura 1.8).

A partir de esta observación se sabe que el par y velocidad de la máquina se deben de mantener sobre el punto máximo de cada curva. Sin embargo, para los grandes rangos de variación en la velocidad del viento el reto es ajustarse de manera adaptativa a las variaciones del factor k [18]. Por ello se implementan métodos que utilizan tablas de consulta, algoritmos de inteligencia artificial, esquemas de control adaptativo en conjunto con la ley del cuadrado para encontrar el valor óptimo en tiempo real de la ganancia del controlador. Entre los métodos conocidos, se encuentran el método de perturbar-y-observar, presentado en distintos trabajos [9], [18], donde se utiliza el signo del gradiente de potencia (pendiente de la curva de potencia) recuperada por la turbina con respecto a la velocidad del rotor, y con la ayuda de una perturbación agregada a la señal de control se busca encontrar el punto deseado.

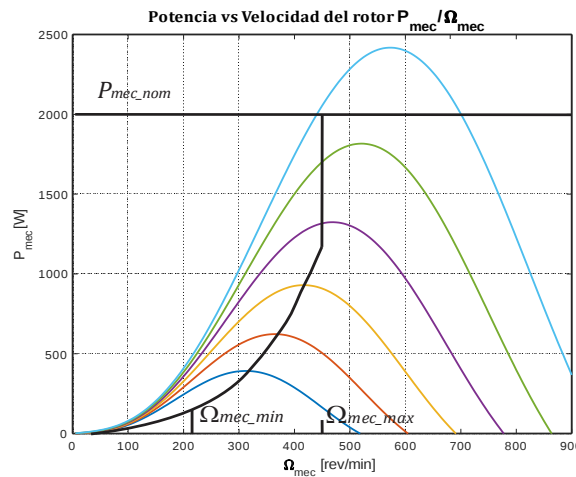


Figura 1.8. Curvas de potencia de una turbina eólica de 2 kW.

Esta técnica presenta sensibilidad al ruido y a la amplitud de la perturbación, particularmente en la región alrededor del punto máximo de la curva. Adicionalmente se han presentado algunos algoritmos que utilizan una oscilación (dither) del tipo sinusoidal en la referencia de velocidad del motor para estimar el gradiente de la potencia de salida con respecto a la velocidad del rotor. El mayor problema de este tipo de técnicas, que puede causar falla en el seguimiento, por la falta de capacidad para distinguir las diferencias de potencia que resultan del cambio de velocidad del viento, y la que resulta de un cambio en la potencia recuperada, debido a la perturbación introducida.

1.9.10. Máquinas para la generación de energía eólica

En las turbinas eólicas, las máquinas que se suelen utilizar para generar potencias superiores a los 600 kW, son aquellas que pertenecen a la familia de las máquinas asíncronas [19], como es el caso del Generador de Inducción Jaula de Ardilla (GIJA) y el Generador de Inducción de Doble Alimentación (GIDA). En el caso del GIDA, estas máquinas se fabrican en potencias que ascienden hasta unos 150 MW. También se pueden mencionar otras máquinas, como el Generador Síncrono de Imanes Permanentes (GSIP), el cual se usa en turbinas eólicas de mediana y baja potencia, sin embargo, el avance en esta tecnología ha permitido diseñar generadores de mayor capacidad (hasta unos 10 MW [20]).

1.9.10.1. Generador de inducción jaula de ardilla

Una máquina jaula de ardilla, es una máquina de inducción con barras en el rotor colocadas en ranuras debajo del perímetro del rotor, y cortocircuitadas en ambos extremos por anillos conductores. Como característica adicional en la construcción de estos rotores jaula de ardilla se añaden paletas de ventilación, para forzar el flujo de aire dentro del motor como medio de enfriamiento.

Como se ha mencionado en secciones anteriores, los generadores tipo jaula de ardilla, se han utilizado extensivamente en el pasado, y este era la elección preferida de los diseñadores de turbinas eólicas antes de los años 90's. Una turbina con generador jaula de ardilla es una turbina de velocidad semifija, ya que este puede variar su velocidad hasta una máximo de un 10% (Deslizamiento máximo) [2], sobre su velocidad síncrona donde se ubica la zona de generación de potencia eléctrica. La velocidad síncrona se determina por el número de polos y la frecuencia de la máquina, (velocidades por debajo de la síncrona corresponderían a su operación como motor eléctrico). El control de la turbina eólica hace variaciones mínimas a la velocidad de la turbina, para ajustar la potencia de salida de acuerdo a la demanda de la red eléctrica, sin embargo, el esfuerzo de control se enfocaría en mantenerse cercano a una velocidad nominal, determinada por las características del generador eléctrico. Recientemente

con el uso de convertidores electrónicos se ha vuelto posible utilizar el GIJA en esquemas de velocidad variable, donde se utiliza un convertidor ‘*Back-to-Back*’ (inversores conectados entre sí por un bus de CD) para implementar un esquema de control que permita generar energía a velocidades variables fuera del rango del deslizamiento negativo (sobre la velocidad síncrona), El esquema típico de esta implementación en un sistema de generación eólica se muestra en la figura 1.9.

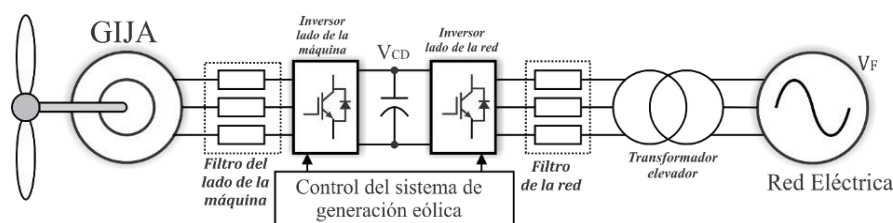


Figura 1.9. Esquema de generación eólica basada en un generador de inducción jaula de ardilla.

1.9.10.2. Generador de inducción de doble alimentación

El Generador de Inducción Doblemente Alimentada (GIDA) es una máquina de inducción que tiene como característica principal su rotor devanado, que permite que el rotor y el estator sean conectados a fuentes de CA para controlar la velocidad y el par, de forma que se pueda generar energía eléctrica, por ello se denomina “Doble Alimentación”. El uso de este tipo de generadores en turbinas eólicas tiene ventajas sobre los generadores jaula de ardilla, en que es utilizado en sistemas de velocidad variable de hasta un 30% por encima y por debajo de la velocidad síncrona que es un rango común entre distintos fabricantes [2], [19], [21]. Con la ayuda de un convertidor electrónico conectado a los devanados del rotor como se muestra en figura 1.10, es posible generar potencia eléctrica a velocidades por debajo de la velocidad síncrona (subsíncronas), inyectando potencia eléctrica en el rotor. Lo contrario ocurre para velocidades superiores a la velocidad síncrona (hipersíncronas), donde se puede obtener hasta un 30% extra de la potencia nominal de la máquina, a través de los devanados del rotor.

En el GIDA, el rotor tiene devanados trifásicos, los cuales deben de ser energizados con tensiones de una fuente trifásica. Estas corrientes son las que producen la excitación magnética del rotor, que interactúa con el campo magnético del estator para desarrollar el par de la máquina. La magnitud de este par depende de la fuerza de los dos campos magnéticos y el desplazamiento angular entre los dos campos.

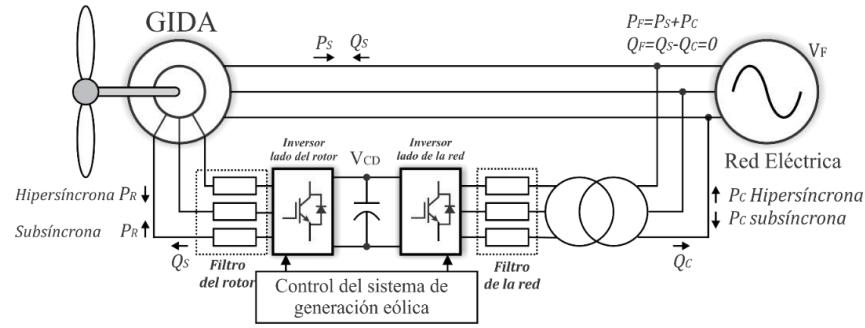


Figura 1.10. Esquema de generación eólica basado en GIDA.

En los años 90 se popularizó el uso del GIDA con los avances en tecnología de convertidores electrónicos, que venían incorporando nuevas configuraciones, nuevos tipos de dispositivos semiconductores, y novedosas técnicas de control y modulación, que les permitió incrementar a lo largo de los años las potencias máximas, tanto en corrientes y tensiones máximas que estos sistemas de generación eólica podían manejar.

1.9.10.3. Convertidor ‘Back-to-Back’

El convertidor ‘Back-to-Back’, consiste en dos inversores conectados entre sí a través de un enlace de CD como se muestra en la figura 1.11 [8], en el caso de sistemas de generación eólica y accionamientos eléctricos, el inversor conectado a la red eléctrica se llama Convertidor del Lado de la Red (CLR), y el convertidor conectado a la máquina se llamará Convertidor del Lado de la Máquina (CLM). El convertidor en el lado de la línea puede ser operado para obtener corrientes de línea sinusoidales, y alcanzar una tensión del enlace de CD superior al valor pico de la tensión de línea $V_{CD} \geq \sqrt{2} V_{LL}$, debido a que opera como un convertidor elevador que opera de manera análoga a un convertidor CD-CD de tipo “boost”. Para su operación en accionamientos eléctricos la parte encargada de regular la tensión en el enlace de CD es el convertidor del lado de la red, que realiza el control del flujo de potencia con la red de CA.

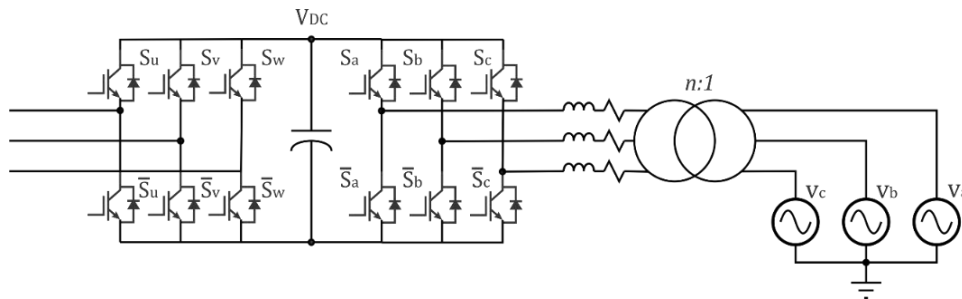


Figura 1.11. Topología de un convertidor ‘Back-to-Back’.

Entre las ventajas obtenidas al utilizar el accionamiento de un motor eléctrico, está la capacidad de realizar el frenado dinámico e inyectar la energía del frenado de regreso a la red eléctrica, en lugar de desperdiciarla usando una resistencia de frenado que convierte esta energía en calor y lo libera al ambiente. Otra propiedad importante del convertidor ‘*Back-to-Back*’ es la posibilidad de controlar el flujo de potencia con gran velocidad. Mediante los lazos de control del CLR que se encarga de mantener el voltaje en el enlace de CD constante.

1.9.11. Estructuras de Control Automático del Generador de Inducción Doblemente Alimentado (GIDA).

En una turbina eólica basada en GIDA, el estator está conectado directamente a la red eléctrica, mientras que el rotor se interconecta a través de un convertidor ‘*Back-to-Back*’ como se muestra en la figura 1.12. En este tipo de sistema de generación eólica, a diferencia de uno basado en Generador Síncrono de Imanes Permanentes (GSIP), el convertidor ‘*Back-to-Back*’ controla únicamente la potencia nominal del rotor, la cual normalmente es el 30% de la potencia nominal de la máquina [2]. Por lo tanto, las pérdidas en el convertidor son menores en comparación con el esquema que utiliza una máquina síncrona de imanes permanentes, donde el convertidor deberá transportar toda la potencia generada por la máquina.

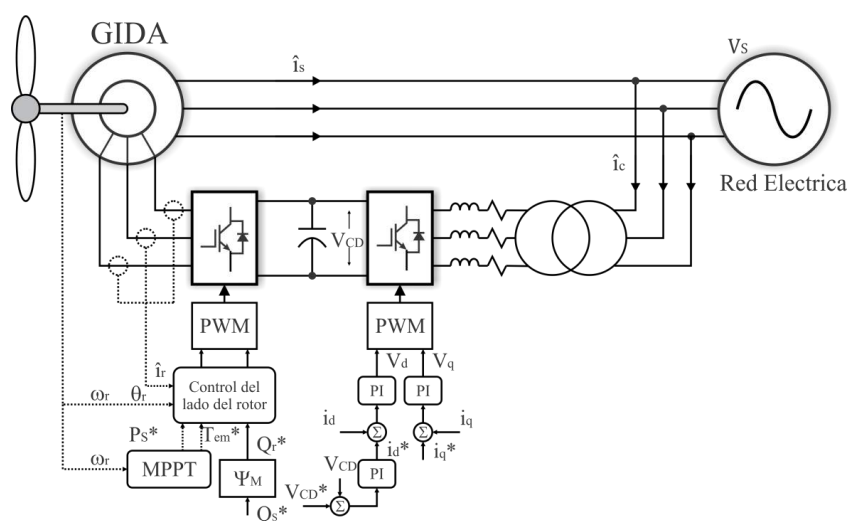


Figura 1.12. Esquema de la configuración de una GIDA y un convertidor ‘*Back-to-Back*’ con una estructura de control típica.

Los esquemas de control para sistemas de generación eólica involucran el uso de modelos en variables de estado en el marco de referencia síncrono $dq0$ [21], donde se transforman las variables del modelo dinámico de la máquina a este marco de referencia [10], con este tipo de esquemas se puede controlar

las potencia activa y reactiva que se inyecta a la red, las amplitudes de los voltajes y las corrientes, así como los flujos magnéticos en el rotor y el estator con respecto a sus velocidades y posiciones relativas [8], [9], [10]. El control vectorial en el marco de referencia síncrono permite a controladores clásicos (Proporcional, Proporcional Integral, etc) realizar el seguimiento de señales variantes en el tiempo, como las tensiones y corrientes de CA, al transformar las señales sinusoidales trifásicas en dos señales constantes que representan la magnitud de las componentes del vector de dicha variable, permitiendo a este tipo de controladores realizar el seguimiento de referencias constantes. Sin embargo, existen nuevos esquemas de control basados en técnicas de control más recientes, que presentan mejora a los esquemas tradicionales de control, por ejemplo, esquemas de control adaptativos, los basados en técnicas de control no lineal, control predictivo (Predictive Control), control por modos deslizantes (Sliding Mode Control SMC), control directo del par (Direct Torque Control DTC), etc. y aquellas que utilizan inteligencia artificial, como las redes neuronales. [9] [18].

1.9.12. Control resonante

Los controladores resonantes permiten realizar el seguimiento de señales sinusoidales con una frecuencia específica definida por la frecuencia de resonancia de la función de transferencia, ya sea el seguimiento de una referencia o el rechazo de perturbación sinusoidal. Es posible realizar el seguimiento de señales variantes en el tiempo utilizando estructuras multi-resonantes, siempre y cuando sean señales periódicas, por ejemplo, los armónicos causados por la distorsión introducida por cargas no lineales en el sistema de CA. Un controlador resonante usualmente tiene una función de transferencia del tipo:

$$H_{kn}(s) = \frac{K_R 2\xi \omega_r s}{s^2 + 2\xi \omega_r s + \omega_r^2} \quad (1.7)$$

Donde K_{Rn} es la ganancia del controlador en la frecuencia especificada ω_r , y ξ es el factor de amortiguamiento que permite ajustar la selectividad y el ancho de banda del controlador. Este controlador se utiliza en conjunto con otros controladores, por ejemplo, el controlador Proporcional + Resonante (P+Res) que se utiliza directamente en convertidores monofásicos, y también, en convertidores trifásicos con lazos en el marco de referencia estacionario ($\alpha\beta$) para el seguimiento de la fundamental y de ser necesario algunos armónicos impactados por distorsión [22]. El controlador P+Res tiene la forma:

$$H_{kn}(s) = K_p + \sum_{n=1}^{24} \frac{K_{Rn} 2\xi n \omega_s s}{s^2 + 2\xi n \omega_s s + (n \omega_s)^2} \quad (1.8)$$

Donde K_p es la ganancia proporcional, y n designa los armónicos con respecto a la fundamental ω_s . En este trabajo se explora la aplicación de controladores resonantes en el marco de referencia síncrono (dq), y en los lazos de control de la máquina para solucionar problemas causados por el desbalance y la distorsión.

1.9.13. Control por Modos Deslizantes

El control por modos deslizantes surge del estudio de sistemas con una acción de control discontinua, como los controles tipo encendido-apagado, que se caracterizan por su alta efectividad y sencillez en su implementación. El modo deslizante ocurre en sistemas dinámicos representados por ecuaciones diferenciales ordinarias, con una función discontinua en su entrada [23]. Cuando la función discontinua cambia de estado con una frecuencia muy alta, a este movimiento se le llama modo deslizante. El control hace que la trayectoria del estado de la planta se desplace a una superficie definida por el diseñador que se llamará superficie deslizante (figura 1.13), ya que el estado de la planta se moverá alrededor de la superficie por la acción discontinua del sistema, la conmutación por la acción discontinua puede ocurrir idealmente con una frecuencia infinita, para mantener el estado del sistema sobre la trayectoria de la superficie deslizante.

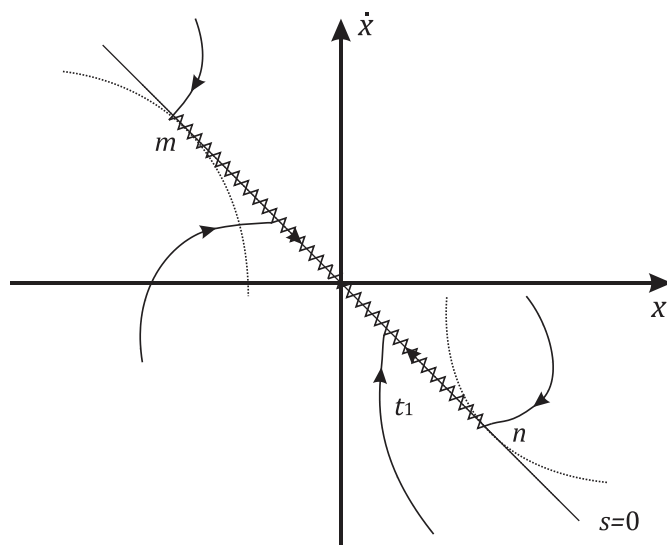


Figura 1.13 Plano de fase de un sistema de segundo orden con la superficie deslizante (recta).

Donde, la superficie deslizante deberá ser una función de un orden inferior al del sistema que se está controlando.

La principal ventaja de este tipo de control es la capacidad de ser utilizado en plantas no lineales operando bajo condiciones inciertas, por ello, actualmente se continúa el estudio de esta área en sus

aplicaciones para la resolución de diferentes problemas de ingeniería, y que ha sido de interés durante los últimos veinte años. También incluye, su aplicación en el control de accionamientos de máquinas eléctricas como el presentado en este trabajo de tesis.

1.10. Reseña de trabajos anteriores

En 2003 [24], J. B. Ekanayake presenta un modelo dinámico del GIDA que se utiliza en la simulación de sistemas de generación eólica basados en esta máquina, su comportamiento al ser utilizado con convertidores electrónicos de potencia, sistemas de control asociados, y sus protecciones eléctricas. Adicionalmente el modelo presentado es útil para realizar el estudio de estabilidad ante transitorios de línea y perturbaciones, además, su operación como parte de la red de la que forma parte el parque eólico. En este trabajo también se realiza la comparación con los modelos del tipo reducido que se basan en el modelo de máquinas de inducción jaula de ardilla simple, y en jaula de ardilla doble.

En 2014 [25], E. Madjid, S Mekhilef y F. Merahi, realizan el control de potencias activa y reactiva para controlar el generador de inducción doblemente alimentado utilizando un esquema de control vectorial. Se presentan simulaciones del sistema en Matlab/Simulink®.

En 2018 [22], Matthias Schiesser, aplica controladores P + Resonante en el controlador de corriente de un inversor trifásico con un filtro LCL, para realizar el seguimiento de los armónicos impares en el marco de referencia estacionario ($\alpha\beta$). Y presenta un método para realizar la sintonización de este tipo de controladores utilizando el método de la distancia mínima al punto crítico, con base al modelo del convertidor y el filtro.

En 2015 [9], F. Fateh presenta una técnica del seguimiento del punto de máxima energía, que a diferencia de las técnicas tradicionales del tipo perturbar y observar que requieren la introducción de variaciones del tipo “dither” u otro tipo de señales de perturbación. La técnica presentada se basa en el uso de tres leyes de control, además del cálculo del coeficiente de captura de energía utilizando un análisis de Lyapunov.

En 2015 [17], V. Reyes realiza la implementación un electrodinamómetro que opera como un emulador de una turbina eólica. El hardware utilizado está conformado por un accionamiento de CA (Unidrive SP 3201), una Máquina Síncrona de Imanes Permanentes, una tarjeta FPGA myRYO 1900 de National Instruments, donde se implementa el emulador de turbina eólica

utilizando el entorno gráfico de desarrollo LabVIEW®. El electrodinamómetro será utilizado para la verificación de los algoritmos de búsqueda del punto de máxima energía de una turbina eólica.

En 2015 [26], D. Vidal realiza la implementación de un rectificador controlado para un sistema de generación eólica, realiza el modelado y la simulación de un rectificador activo, que se utiliza en un sistema de generación eólica (SGE), desarrollado en el laboratorio de Electrónica de Potencia. El SGE utiliza un generador síncrono de imanes permanentes de 10 HP (GSIP). El GSIP se encuentra acoplado mecánicamente con otra máquina síncrona, que se utiliza como emulador de una turbina eólica.

En 2020 [27], A. Martínez realiza la caracterización y la obtención de los parámetros de la MIDA que se utiliza en el laboratorio, mediante el desarrollo de pruebas en el laboratorio basadas en las recomendaciones que se establecen en el estándar IEEE STD 112-2017. También desarrolla el código fuente en Matlab para la obtención de las curvas de desempeño del GIDA/MIDA en régimen permanente, finalmente realiza la simulación del esquema de control vectorial, y la sintonización de sus controladores.

En 2017 [28], L. Djilali Presenta el diseño y realización de un controlador de Modos Deslizantes (SMC) de Primer orden en los lazos de control de corriente del GIDA, para su operación en condiciones no ideales, y verifica su operación con un prototipo experimental de $\frac{1}{4}$ (Hp).

1.11. Organización del trabajo de tesis

La organización del trabajo de tesis está estructurada en 7 capítulos.

En el *Capítulo 1* se presenta la definición del problema, la justificación, y los objetivos, también se describe el alcance, las limitaciones y las aportaciones originales del trabajo. Posteriormente, se muestra el estado del arte de los sistemas de generación eólicas, las tecnologías existentes de sistemas de generación eólica, los dispositivos utilizados en su implementación y el convertidor electrónico de potencia, además, se mostrarán los esquemas actuales de control de implementados en este tipo de sistemas.

El *Capítulo 2* se aborda el control del Convertidor del Lado de la Red (CLR), y se describen las estructuras de control para la operación del convertidor del lado de la red en sistemas de generación

eólica. Donde se analiza la técnica de modulación SVPWM y el modelo dinámico en el marco de referencia síncrono (dq) del CLR, posteriormente, se hace el dimensionado del convertidor ‘Back-to-Back’, también, se realiza el diseño de los controladores, y la sintonización de estos controladores. También se analiza el uso de los controladores resonantes en el marco de referencia síncrono para hacer el seguimiento de las componentes armónicas y mejorar el THD de las corrientes del convertidor.

El *Capítulo 3* está dedicado al control del Generador de Inducción Doblemente Alimentado (GIDA), donde se realiza, el análisis en estado permanente y del modelo dinámico de la máquina, además, se hace el cálculo de los parámetros de la máquina a partir de mediciones experimentales y su circuito equivalente de acuerdo con la norma IEEE 112-2017. En este capítulo también se analizan las estructuras de control para operar como generador eléctrico en una turbina eólica.

En el *Capítulo 4* se muestran los resultados de simulación del sistema, donde se incluye la simulación del convertidor del lado de la red, que incluye, el desempeño durante el arranque, su operación como inversor activo e inversor, que incluye la transición entre los modos de operación. Se realiza la simulación de los lazos de control del GIDA/MIDA que incluye pruebas a velocidades subsíncronas e hipersíncronas, realizando pruebas del seguimiento de referencias de velocidad con la introducción de perturbaciones de par y en la línea.

El *Capítulo 5* contiene la descripción del hardware utilizado, que incluye: el GIDA, la etapa de potencia del convertidor ‘Back-to-Back’, el hardware de medición y acondicionamiento de señales, también, se incluye el electrodinamómetro utilizado como emulador de la turbina eólica. Finalmente se explica el DSP, sus características, la programación de los algoritmos de control del convertidor y de la máquina.

En el *Capítulo 6* se realiza la discusión y análisis de los resultados experimentales comparables a los resultados de simulación, donde finalmente se verificará la validez de las propuestas del trabajo de tesis.

Finalmente, el *Capítulo 7* contendrá las conclusiones y las recomendaciones para un trabajo a futuro en relación con la línea de investigación desarrollada y se describen las aportaciones originales del trabajo.

Capítulo 2. Convertidor ‘*Back-to-Back*’ en un sistema de generación eólica

En este capítulo se explica el funcionamiento del Convertidor del Lado de la Red (CLR) que forma parte del convertidor ‘*Back-to-Back*’, se analizan las técnicas de modulación por ancho de pulso (PWM) del convertidor, el modelo del CLR, y el dimensionado del convertidor de acuerdo con las características del GIDA del laboratorio y la potencia del sistema de generación eólica que se espera obtener. Se diseñan las estructuras de control del CLR que están compuestas por los lazos internos de corriente y el lazo externo de control, se realiza la sintonización de los lazos de control con base a la teoría del control. Adicionalmente se incluye la aplicación del control resonante para la reducción de la distorsión armónica en las corrientes del convertidor.

2.1. Características del convertidor ‘*Back-to-Back*’

El sistema de generación eólica basado en GIDA utiliza un convertidor del tipo ‘*Back-to-Back*’ entre el rotor y la red eléctrica, donde se implementan los esquemas de control vectorial del GIDA, que utilizan el convertidor del lado de la Máquina (CLM) para controlar el par y la potencia del GIDA. En la figura 2.1 se muestra el esquema de generación eólica utilizado en este trabajo. Con esta configuración se puede de inyectar potencia activa en el rotor para operar como generador a velocidades subsíncronas e hipersíncronas. Se utilizan los devanados del rotor para generar la excitación magnética que se requiere y de esta manera reducir la potencia reactiva que se consume del lado del estator, que permita lograr un factor de potencia unitario. Sin embargo, existe la limitación en la corriente máxima del rotor, por lo que la compensación del reactivo se puede ver limitada a tan solo algunos VAR en el caso de la máquina del laboratorio. Sin embargo, se puede utilizar el Convertidor del Lado de la Red (CLR) para generar la potencia reactiva restante que demanda el GIDA, o en caso de ser requerido, una potencia reactiva adicional que permita obtener un factor de potencia en adelanto, que será utilizado para regular la tensión en la línea si el operador de la red así lo requiere [4], [2]. Considerando lo anterior, el convertidor ‘*Back-to-Back*’ utilizado en esta aplicación, debe de generar potencia reactiva y transferir potencia activa de manera bidireccional, empleando el esquema de control propuesto. En la figura 2.1 se muestra el flujo de potencias activa y reactiva que requiere el GIDA para trabajar en todo momento como generador eléctrico, sea a

velocidades mayores a la velocidad síncrona (hipersíncronas) o a velocidades menores a la síncrona (subsíncronas).

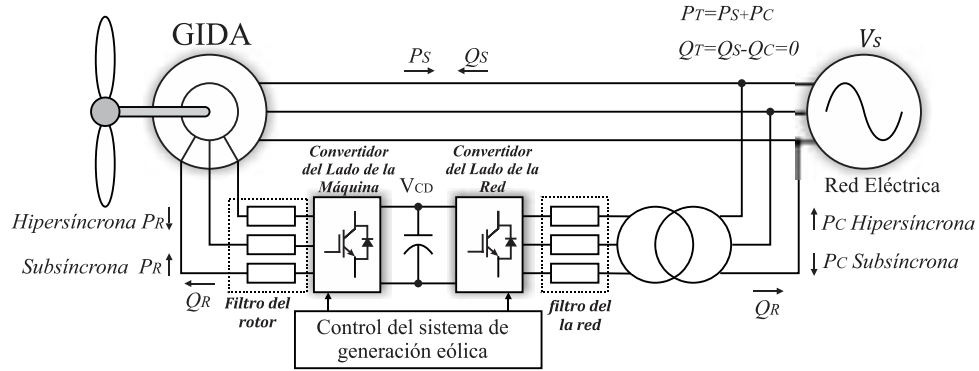


Figura 2.1. Diagrama del sistema de generación eólica utilizando un generador de inducción de doble alimentación (GIDA).

Como se muestra en la figura 2.1, el flujo de la potencia reactiva en el CLR permitirá lograr un factor de potencia unitario en el punto de conexión del sistema de generación eólica con la red eléctrica del laboratorio. En la figura 2.1, el convertidor 'Back-to-Back' se conecta entre los devanados del rotor y la red eléctrica, y controla la máquina a través la excitación del rotor con las estructuras de control, la implementación de estos algoritmos se realiza en el Convertidor del Lado de la Máquina (CLM) que se muestra en el lado derecho como parte del convertidor 'Back-to-Back' en la figura 2.2. La descripción de los lazos de control del GIDA se trata extenso en el Capítulo 3. En el sistema de generación eólica el CLR se diseña para controlar la tensión en el enlace de CD, demandando o transfiriendo potencia a la red eléctrica para compensar la tensión. En trabajos [29], [30], el CLR opera como inversor conectado a la red o como rectificador activo, donde las estructuras de control utilizadas en ambos casos son similares, requiriendo de cambios en el signo de la referencia de corriente cuando sea necesario cambiar de modo de operación.

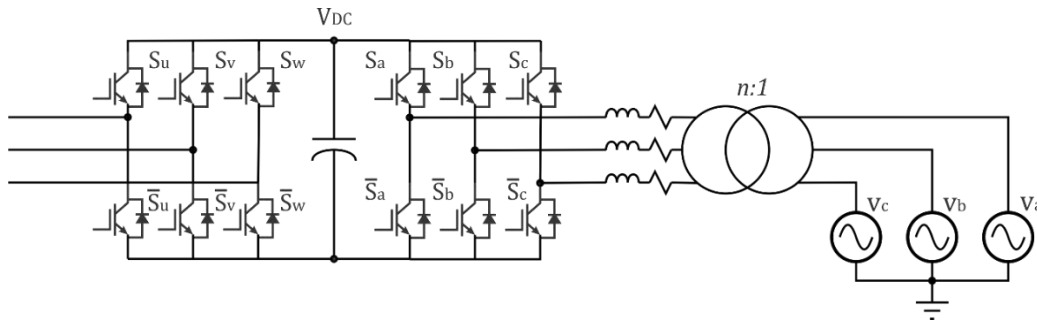


Figura 2.2. Diagrama del convertidor 'Back-to-Back' donde se detalla los elementos del lado de la red.

Para generar las tensiones de salida en estos convertidores, se han desarrollado diferentes técnicas basadas en la modulación de ancho de pulso (Pulse Width Modulation, PWM) que genera pulsos a una frecuencia mayor que la frecuencia de la línea, y se modulan cambiando su ciclo de trabajo de acuerdo con el valor promedio de la tensión que se desea obtener en cada ciclo. Entre los tipos de modulación PWM para convertidores trifásicos que existen, la técnica que ha sido más usada es la modulación PWM sinusoidal (SPWM), en donde los ciclos de trabajo se fijan de forma independiente para cada fase con una referencia sinusoidal. Existen otros tipos de modulación que aprovechan mejor la tensión del enlace de CD, para obtener tensiones de línea mayores, dentro del rango lineal del convertidor [31]. Un ejemplo de este tipo, es la modulación PWM con inyección de tercer armónico, que se diseña considerando que, la corriente en el punto neutro de una conexión en estrella solo depende de la diferencia de tensión entre las fases, haciendo que este tercer armónico no se encuentre presente en las tensiones de línea. Otro tipo de modulación es la modulación con vectores espaciales, que sintetiza los vectores que se aplican a la carga utilizando la representación vectorial de los estados de conmutación del convertidor [32].

Existen además técnicas de modulación basadas en la conmutación directa de los estados del convertidor y que utilizan controles del tipo on-off, donde las estructuras de control realizan directamente la elección de los estados del convertidor. Algunos ejemplos son: el control de corriente por histéresis, la modulación delta, y el control predictivo [32]. Adicionalmente cuando su aplicación es en el control de motores eléctricos, existen técnicas como el control directo de par (Direct Torque Control DTC) [2] [32], donde se realiza con la selección directa de los estados del convertidor. Generalmente este tipo de técnicas requieren corrientes de rizo muy altas para determinar el siguiente estado, lo cual causa fuertes emisiones electromagnéticas no deseables. El análisis de este tipo de técnicas va más allá del enfoque de este trabajo.

2.2. Modulación de ancho de pulso con vectores espaciales SVPWM

El análisis del inversor trifásico de 2 niveles se suele realizar a partir los estados de los 6 transistores, cada transistor cuenta con dos estados posibles, encendido y apagado, en conjunto los seis transistores tienen $2^6=64$ combinaciones posibles, de estas únicamente 8 son combinaciones permitidas, cuando se descartan aquellas donde dos transistores en una misma rama conducen simultáneamente provocando corto circuito en entre los polos del enlace de CD. Con esta consideración el inversor de dos niveles es representado por un diagrama simple de tres interruptores selectores, como se muestra

en la figura 2.3, que están conectados a cada una de las fases de la carga y conmutan entre los polos positivo y negativo del enlace de CD.

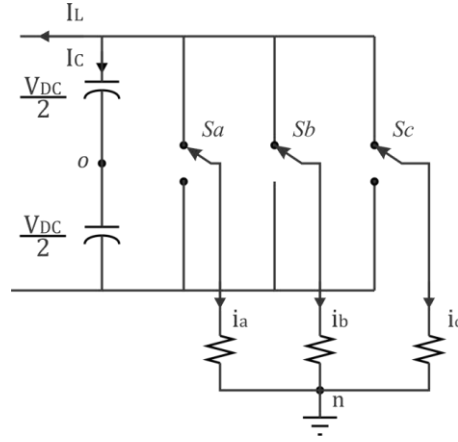


Figura 2.3. Diagrama equivalente de interruptores del inversor de dos niveles.

Considerando lo anterior los estados del convertidor se colocan en la tabla 2.1, para su representación se le asigna a cada interruptor dos estados que son $S = \{1, 0\}$ es decir, tensión positiva ($s=1$) y tensión negativa ($s=0$) como se observa en la tabla 2.1.

Tabla 2.1. Combinaciones posibles del convertidor de tres piernas y las tensiones que se producen en sus fases.

Combinación	Sa	Sb	Sc	Vao	Vbo	Vco	Van	Vbn	Vcn
V0	0	0	0	$-V_{CD}/2$	$-V_{CD}/2$	$-V_{CD}/2$	0	0	0
V1	1	0	0	$V_{CD}/2$	$-V_{CD}/2$	$-V_{CD}/2$	$2/3V_{CD}$	$-1/3V_{CD}$	$-1/3V_{CD}$
V2	1	1	0	$V_{CD}/2$	$V_{CD}/2$	$-V_{CD}/2$	$1/3V_{CD}$	$1/3V_{CD}$	$-2/3V_{CD}$
V3	0	1	0	$-V_{CD}/2$	$V_{CD}/2$	$-V_{CD}/2$	$-1/3V_{CD}$	$2/3V_{CD}$	$-1/3V_{CD}$
V4	0	1	1	$-V_{CD}/2$	$V_{CD}/2$	$V_{CD}/2$	$-2/3V_{CD}$	$1/3V_{CD}$	$1/3V_{CD}$
V5	0	0	1	$-V_{CD}/2$	$-V_{CD}/2$	$V_{CD}/2$	$-1/3V_{CD}$	$-1/3V_{CD}$	$2/3V_{CD}$
V6	1	0	1	$V_{CD}/2$	$-V_{CD}/2$	$V_{CD}/2$	$1/3V_{CD}$	$-2/3V_{CD}$	$1/3V_{CD}$
V7	1	1	1	$V_{CD}/2$	$V_{CD}/2$	$V_{CD}/2$	0	0	0

Los estados del inversor de dos niveles se utilizan para realizar la modulación de vectores espaciales SVPWM [32], [33]. Primero, las tensiones de salida de fase a neutro de la tabla 2.1 se trasladan al marco de referencia estacionario ($\alpha\beta$) utilizando la transformación de Clarke [34] obteniendo los valores mostrados en la tabla 2.2. Una vez ubicados los vectores en el sistema coordenado $\alpha\beta$ se

identifica el sector donde se encuentra el vector de tensión de referencia de acuerdo con la figura 2.4 y se busca la relación de los dos vectores espaciales que permita sintetizar el vector de referencia.

Tabla 2.2. Voltajes correspondientes a cada uno de los vectores posibles del convertidor.

Combinación	V_α	V_β
V0	0	0
V1	$2/3V_{CD}$	0
V2	$1/3V_{CD}$	$1/\sqrt{3}V_{CD}$
V3	$-1/3V_{CD}$	$1/\sqrt{3}V_{CD}$
V4	$-2/3V_{CD}$	0
V5	$-1/3V_{CD}$	$-1/\sqrt{3}V_{CD}$
V6	$1/3V_{CD}$	$-1/\sqrt{3}V_{CD}$
V7	0	0

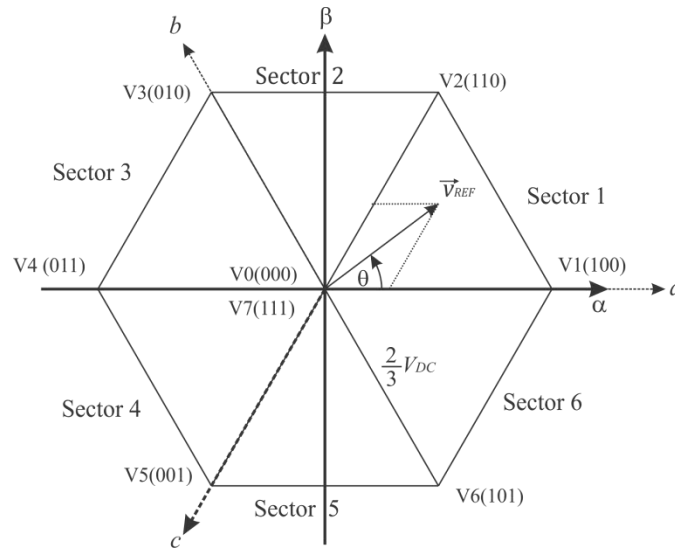


Figura 2.4. Ubicación de los vectores espaciales del convertidor trifásico en el marco de referencia estacionario.

El desarrollo fasorial utilizando la forma de Euler se obtiene igualando el fasor de la tensión de referencia a la suma de los fasores correspondientes al sector multiplicados por su ciclo de trabajo.

$$\frac{3}{2} M_a (\cos \theta + j \sen \theta) = d_1 + d_2 \left(\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad (2.1)$$

Haciendo los ciclos de trabajo igual $d_1 = t_1/T_s$ y $d_2 = t_2/T_s$ estos quedan en función de los tiempos activos de cada vector, se considera también al vector cero y su ciclo de trabajo d_0 . Esta ecuación se separa en parte real y parte imaginaria para obtener un sistema de ecuaciones, de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \frac{3}{2} M_a T_s \cos \theta &= t_1 + \frac{1}{2} t_2 \\ \frac{3}{2} M_a T_s \sin \theta &= \frac{\sqrt{3}}{2} t_2 \end{aligned} \quad (2.2)$$

Solucionando el sistema de ecuaciones para los tiempos activos t_1 y t_2 con respecto a los ángulos se obtienen las fórmulas para calcular los ciclos de trabajo de cada estado.

$$t_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_n\right) \quad (2.3)$$

$$t_2 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M T_s \sin(\theta_n) \quad (2.4)$$

Después de calcular los tiempos correspondientes a los vectores activos, el tiempo restante del periodo corresponde a los vectores cero V_0 y V_7 , este tiempo se encuentra considerando que se debe de cumplir la condición: $T_s = t_1 + t_2 + t_{0,7}$.

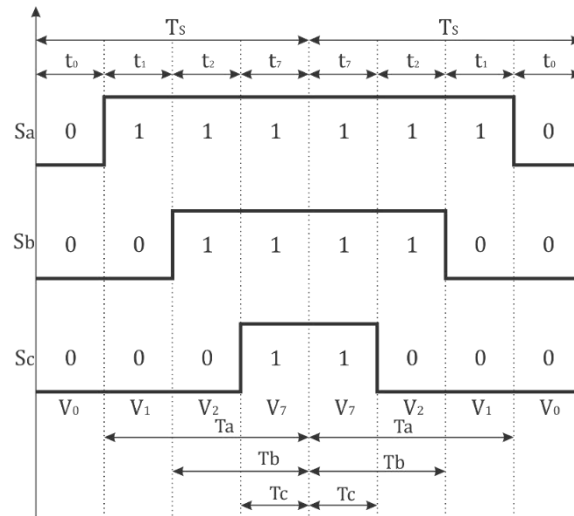


Figura 2.5. Encendido de las piernas en el primer sector de acuerdo a la colocación de cada vector.

Para aplicar estos vectores se analiza la figura 2.5, de la cual se derivan las fórmulas para obtener el tiempo de encendido de cada pierna del convertidor.

$$\begin{aligned}
T_{a1} &= \frac{t_0}{2} + t_1 + t_2 \\
T_{b1} &= \frac{t_0}{2} + t_2 \\
T_{c1} &= \frac{t_0}{2}
\end{aligned} \tag{2.5}$$

Los tiempos calculados anteriormente corresponden a la modulación SVPWM simétrica donde $t_{0,7}$ se divide entre los dos vectores cero. Las ecuaciones calculadas corresponden al primer sector, y en el caso de los siguientes sectores se desplaza el ángulo de referencia en pasos de $1/3\pi$ rad (60°) con la formula:

$$\theta = \theta^* - \frac{1}{3}\pi(n - 1) \tag{2.6}$$

Donde n es el sector donde se ubica el vector de referencia. De la misma forma que se obtuvieron las ecuaciones en (2.5) para el sector 1, se obtienen los conjuntos de ecuaciones de cada sector que se muestran en la tabla 2.3.

Tabla 2.3. Tiempos activos correspondientes a cada sector.

Sector 1	Sector 2	Sector 3	Sector 4	Sector 5	Sector 6
$T_a = \frac{t_0}{2} + t_1 + t_2$	$T_a = \frac{t_0}{2} + t_1$	$T_a = t_0/2$	$T_a = t_0/2$	$T_a = \frac{t_0}{2} + t_2$	$T_a = \frac{t_0}{2} + t_1 + t_2$
$T_b = \frac{t_0}{2} + t_2$	$T_b = \frac{t_0}{2} + t_1 + t_2$	$T_b = \frac{t_0}{2} + t_1 + t_2$	$T_b = \frac{t_0}{2} + t_1$	$T_b = t_0/2$	$T_b = t_0/2$
$T_c = t_0/2$	$T_c = t_0/2$	$T_c = \frac{t_0}{2} + t_2$	$T_c = \frac{t_0}{2} + t_1 + t_2$	$T_c = \frac{t_0}{2} + t_1 + t_2$	$T_c = \frac{t_0}{2} + t_1$

2.2.1. Modulación SPWM con inyección de tercer armónico para su implementación en un DSP

La implementación de la modulación descrita en el apartado anterior consume gran cantidad recursos o requiere un tiempo de cómputo excesivo del microcontrolador, para calcular las funciones sinusoidales requeridas por las fórmulas de los tiempos activos, mientras que otros microcontroladores carecen de los recursos suficientes para realizar esta implementación. Una solución más razonable es la que se describe a continuación y que se implementa en este trabajo. Si se analiza la modulación PWM sinusoidal, para obtener una tensión de línea V_{LLrms} , es necesario una tensión del enlace de CD de al menos:

$$V_{CD} \geq 2 \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{LLrms} \approx 1.632 V_{LLrms} \quad (2.7)$$

Donde la tensión del enlace de CD deberá ser mayor la tensión pico a pico. Al analizar la envolvente de las señales trifásicas (figura 2.6) en cualquier instante se observa que la distancia entre la curva de valores máximos y mínimos es menor al valor pico.

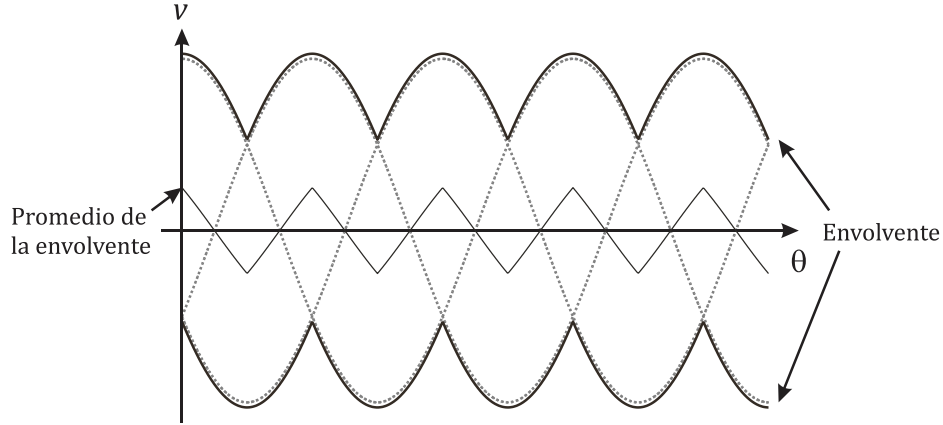


Figura 2.6. Gráfica de las tensiones señales trifásicas, donde se muestra la envolvente de estas señales y su línea de promedio.

Obteniendo el promedio entre mínimos y máximos en cada instante se obtiene la señal triangular de la figura 2.6. La frecuencia de esta señal es de 3 veces la fundamental, lo que la hace una señal de secuencia cero, si se resta la misma señal a cada una de las tensiones, la corriente total en el punto neutro será cero. Esta señal tendrá la función de desplazar las tensiones de línea de forma que los picos de las tensiones de línea disminuyan su amplitud. La inyección de esta señal triangular permite usar una tensión del enlace de CD mayor o igual a.

$$V_{CD} \geq \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{LLrms} \approx 1.224 V_{LLrms} \quad (2.8)$$

La forma de sintetizar esta señal y calcular su amplitud a partir de las tres tensiones de referencia sinusoidales, es obtener los máximos y mínimos que hay entre las tres señales (envolvente) y obtener su promedio [31], [32], con la fórmula:

$$V_3 = -\frac{\max\{V_a, V_b, V_c\} + \min\{V_a, V_b, V_c\}}{2} \quad (2.9)$$

En la figura 2.7 se muestra el diagrama a bloques para el cálculo de los índices de modulación con inyección de tercer armónico, donde se genera la señal de secuencia cero o tercer armónico y se resta a las referencias.

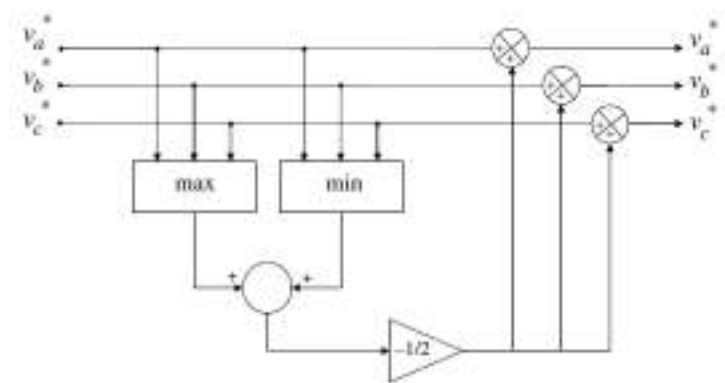


Figura 2.6. Diagrama a bloques del método para generar la señal de secuencia cero y en los índices de modulación del convertidor trifásico.

Este método resulta ventajoso para su implementación en el software de un controlador digital de señales, ya que evita hacer la identificación del sector y el uso de expresiones para el cálculo de los tiempos activos, además, requiere únicamente del cálculo de dos sinusoidales (que son las funciones que más recursos consumen del procesador), y la transformación de Clarke para obtener las referencias trifásicas, los índices de modulación generados con esta técnica se encuentran en la figura 2.7.

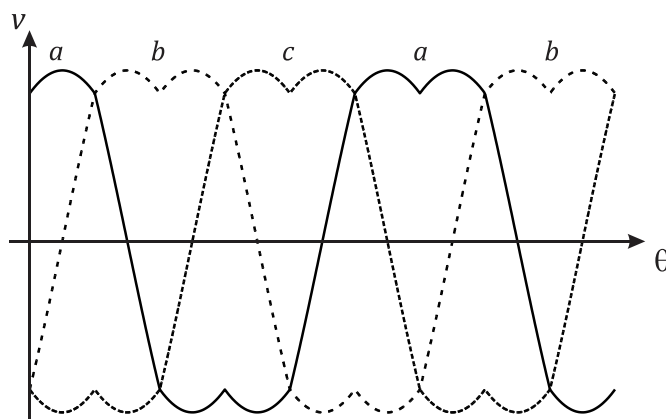


Figura 2.7. Índices de modulación para cada pierna del inversor trifásico

2.3. Modelado del convertidor electrónico del lado de la red

El convertidor ‘*Back-to-Back*’ utilizado en este trabajo (figura 2.2), consiste en dos inversores trifásicos conectados por el enlace de CD, entre los inversores se coloca un capacitor que almacena energía y mantiene la tensión del enlace de CD, como se mencionó anteriormente, la dirección de flujo de potencia activa en el CLR depende del modo de operación en que se encuentra el GIDA, que demandará potencia por el rotor haciendo que el CLR opere como rectificador tomando esa potencia de la red, o como inversor cuando se extrae potencia del rotor inyectándola a la red, por conveniencia se utilizará la denominación de inversor, ya que es la forma más utilizada en la literatura.

Se debe construir un modelo adecuado de este convertidor que permita diseñar las estructuras de control, que utilizan técnicas de control vectorial. Primero, es necesario generar el modelo en el marco de referencia síncrono [2] que será descrito a continuación.

2.3.1. Modelo dinámico del convertidor del lado de la red

El convertidor ‘*Back-to-Back*’ tiene dos convertidores CA/CD cada uno, conectados entre sí por el enlace de CD. Ya que el análisis mostrado en este capítulo se enfoca en el CLR, la figura 2.8 solo muestra este convertidor, que está conectado a la red por medio de un filtro formado por un inductor trifásico de tres bobinas acopladas magnéticamente. Por simplicidad en este análisis, se omite el transformador trifásico requerido para reducir las tensiones de la red, sin embargo, se considera como parte de la inductancia (L) y sus pérdidas asociadas al inductor (r_L).

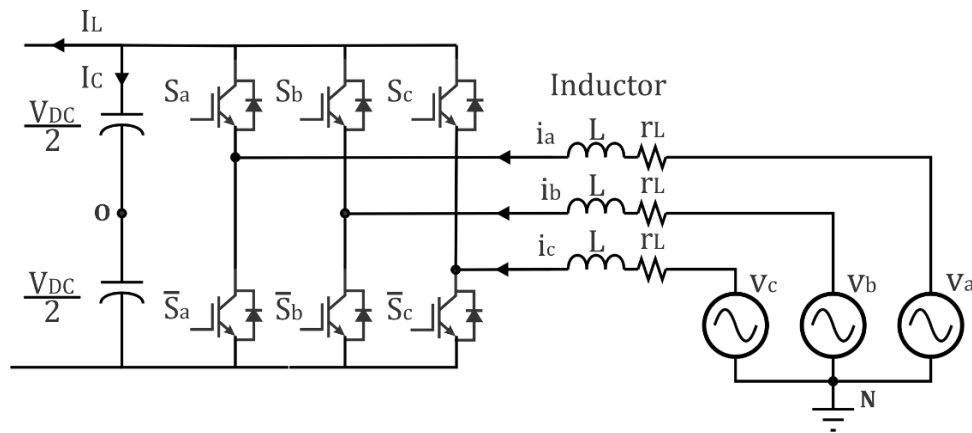


Figura 2.8. Diagrama del convertidor del lado de la red.

El convertidor del lado de la red genera tensiones de CA cuya resta fasorial con el fasor de la tensión de red permita obtener un fasor de corriente que permita la transferencia de potencia activa o la inyección de potencia reactiva con la red. Para el análisis inicial se considerará una potencia reactiva igual a cero, sin embargo, los lazos de control de corriente permiten al convertidor inyectar o consumir potencia reactiva de la red eléctrica si así se requiere. Cuando opera como rectificador activo el CLR se comporta como un convertidor elevador de tensión, ya que proporciona una tensión en el enlace de CD con un valor mayor que la amplitud de las tensiones de fase, cuando se controla la corriente del convertidor en el lado de CA. Adicionalmente, cuando se opera como inversor se transfiere potencia a la red eléctrica, inyectando corriente a la red. Considerando al convertidor como una fuente de tensión conectada a la red eléctrica, se utiliza la impedancia del filtro para generar las señales de tensión de salida, que permita controlar la caída de tensión en la impedancia y de esta forma controlar la corriente del inductor de filtro que fluye del convertidor a la fuente. Un equivalente monofásico del circuito del inversor y filtro conectado a la red eléctrica se muestra en la figura 2.9, donde la ecuación fasorial derivada de esta figura es:

$$V_c = (j\omega L + r_L)I_s + V_s \quad (2.10)$$

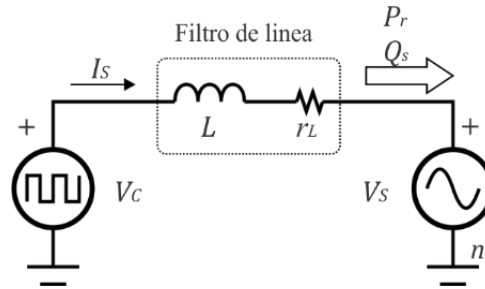


Figura 2.9. Circuito equivalente monofásico del CLR.

La transferencia de potencia activa se realiza con la componente real de la corriente de acuerdo con (2.10), para el modo de operación rectificador activo debe de haber un fasor de corriente I_s con un ángulo de desfase de 180° , y un ángulo de desfase de 0° para el modo inversor que transfiere potencia a la red eléctrica. La representación gráfica los vectores de corriente para ambos casos se muestra en la figura 2.10. Cuando el convertidor trabaja como inversor, la caída de tensión en el inductor debe de ser un fasor adelantado 90° (figura 2.10a). y para operar como rectificador, el fasor de tensión en el inductor debe de estar atrasado 90° . Si se desea obtener potencias reactivas, se puede realizar generando fasores de corriente con componente imaginaria en el plano fasorial.

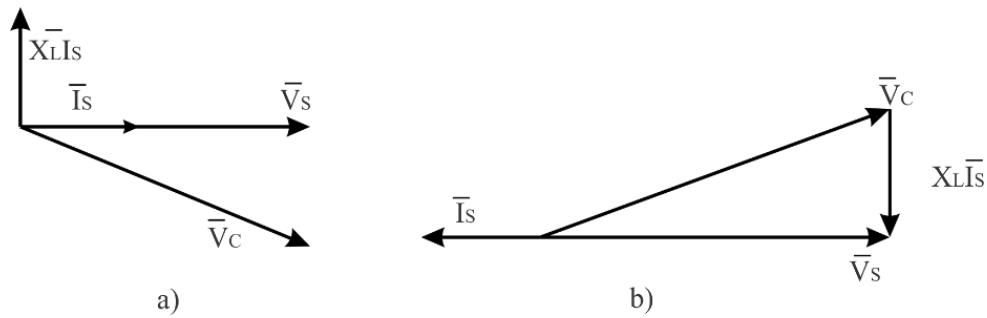


Figura 2.10. Diagramas fasoriales de convertidor para la operación en a) modo inversor b) modo rectificador

2.3.2. Dimensionamiento del convertidor del lado de la red

Para realizar el diseño del convertidor se considerarán primero las características de placa del MIDA del laboratorio (máquina de inducción doblemente alimentada que será utilizada como GIDA para las simulaciones y ensayos experimentales), estas se encuentran en la tabla 2.3, con estos datos se pueden encontrar las potencias que se deben de suministrar al rotor para operar con potencia de estator nominal en los casos en que se opere a velocidades subsíncronas o hipersíncronas. De acuerdo con diferentes fabricantes [4], [19], este tipo de sistemas comúnmente operan en intervalos de velocidades alrededor de un $\pm 30\%$ de la velocidad síncrona. Adicionalmente, las características de la placa, se muestran en la tabla 2.4.

Tabla 2.3. Datos de placa de la máquina de inducción de doblemente alimentada modelo SPR 132 L6 HW.

Característica	Valor
Fabricante	VEM
Potencia Nominal	5.5 kW
Velocidad síncrona	1200 rev/s
No. De Polos	6
Tensión de línea en el estator	230 V
Corriente Nominal del estator	21.7 A
Tensión de línea en el rotor	180 V
Corriente máxima del rotor	19 A
Factor de potencia	0.79

Tabla 2.4. Resultados de las pruebas de banco de la máquina de inducción del laboratorio

Prueba	Tensión del estator [V]	Corriente [A]	Potencia demandada [W]	Potencia aparente [kVA]	Factor de potencia [cos φ]
Sin carga	230	8.5	1934	3.272	0.59
Rotor bloqueado	52.27	22.719	896	1.188	0.75
Carga nominal	230	22.5	6600	9.041	0.73

2.3.3. Cálculo de potencia del convertidor y tensión de CD

Considerando que el MIDA tiene una potencia de 5.5kW en el devanado del estator y de acuerdo al análisis en [4], [2], la potencia real que se debe de inyectar al rotor para un deslizamiento máximo de $S=0.3$ se obtiene con la relación aproximada:

$$P_r \cong sP_{air} = (0.3)(5.5kW) = 1.65kW \quad (2.11)$$

Mientras que la potencia reactiva correspondiente a la máquina se obtiene de la potencia aparente calculada a partir de la corriente a carga nominal

$$S_s = (230)(22.5)\sqrt{3} = 8.96 \text{ kVA}$$

$$Q_m = \sqrt{S_s^2 - P_s^2} = \sqrt{(8.96)^2 - (6.6)^2} = 6.18 \text{ kVAR} \quad (2.12)$$

Considerado que también se debe de alimentar al rotor con potencia reactiva, la cantidad que se puede inyectar se determina considerando la corriente nominal de rotor para encontrar la potencia aparente en las terminales del rotor, y restándole la potencia real máxima que se requiere, para ello, primero se calcula la tensión máxima del rotor V'_{rll} considerando el deslizamiento máximo s y su relación de transformación u de acuerdo a lo siguiente:

$$V'_{rll} = s \frac{V_r}{u} = 0.3(180) = 54 \text{ V}$$

Partiendo de esta tensión máxima obtenida, la corriente nominal en el rotor se calcula a partir de la potencia aparente haciendo:

$$S = \sqrt{3} V'_{rll} I_r = \sqrt{3}(54)(19) = 1.78KV$$

De los cuales se requiere inyectar 1,650 W de potencia activa, por lo que la potencia reactiva que se puede inyectar al rotor se encuentra utilizando el triángulo de potencias.

$$Q_r = \sqrt{1778^2 - 1650^2} = 659.7 \text{ VAR}$$

Dado que, se puede inyectar hasta 659.7 VAR a los devanados del rotor, la corriente nominal del rotor es insuficiente para realizar la inyección al rotor de toda la potencia reactiva (corriente de excitación magnética) necesaria para obtener potencia reactiva cero en el estator del MIDA. Por lo tanto, se considera utilizar al CLR para generar la potencia reactiva que consume el estator de la máquina. Dado que la potencia reactiva que debe de ser compensada por el convertidor es $6.18 - 0.66 = 5.52 \text{ kVAR}$, por lo tanto, el CLR utilizado deberá tener una capacidad de:

$$S_c = \sqrt{(5.52)^2 + (1.65)^2} = 5.76 \text{ kVA}$$

2.3.4. Cálculo de los elementos del convertidor del lado de la red

Para el dimensionamiento de los componentes del convertidor del lado de la red se utilizan los parámetros obtenidos en la sección anterior. Primero, se deberá considerar una caída de tensión en el inductor V_L , para proponer el valor máximo de esta caída de tensión se considerará si el convertidor será utilizado para generar potencia reactiva, en este caso la tensión mínima será obtenida calculando la tensión de salida del convertidor, que es igual a la suma fasorial de la tensión de la red más la caída de tensión en el inductor.

$$V_c = V_s + V_L \quad (2.13)$$

Si el convertidor consume potencia reactiva la caída de tensión en el inductor crecerá en el eje real, por ello, se maneja una caída de tensión que no eleve demasiado la tensión del convertidor sobre la tensión de red. Un punto de partida sería proponer una caída de tensión del 20 % con respecto a la tensión de red, ya que se debe compensar la caída de tensión en los IGBT del convertidor y en la resistencia del cobre de los inductores del filtro. A partir de la potencia aparente del convertidor que se calculó se determina la tensión de alimentación del convertidor, la cual será proporcionada por un transformador reductor y cuya tensión de secundario se determina con la ecuación:

$$|V_s| = \frac{S_c}{\sqrt{3} |I_c|} \quad (2.14)$$

Para una corriente segura de operación del módulo de potencia FNA25060 se consideran 28 Arms (la elección de este valor se analiza en el capítulo 5, la tensión de alimentación requerida será de:

$$|V_s| = \frac{5.76 \text{ kVA}}{\sqrt{3} |28 \text{ Arms}|} = 118.7 \cong 120 \text{ Vrms}$$

Para una caída de tensión del 20 % con una tensión de red de 120 Vrms, el valor del inductor utilizado se calcula de la siguiente forma:

$$L = \frac{V_L}{2\pi f I_c} = \frac{24}{2\pi(60)(28)} = 2.27 \text{ mH}$$

El fasor de corriente para calcular la caída de tensión en el inductor del filtro se obtiene a partir de la potencia calculada.

$$\Re\{I_c\} = \frac{1.65 \text{ kW}}{\sqrt{3} 120} = 7.93 \text{ Arms} \quad \Im\{I_c\}^* = \frac{5.52 \text{ kVAR}}{\sqrt{3} 120} = 26.56 \text{ Arms}$$

$$I_c = 7.93 - j26.56 \text{ Arms}$$

Para el filtro del convertidor se eligió un filtro cuya hoja de datos se encuentra en el apéndice (B), este filtro se caracteriza por su corriente máxima de operación sobre la corriente nominal del convertidor, es de aplicación específica en este tipo de convertidores y se cuentan con valores específicos de inductancia. Por ello, el valor más cercano de inductor que se encuentra disponible corresponde a un inductor de 2.5 mH, que tendrá una caída de tensión de:

$$V_L = j(2\pi 60)(2.5 \text{ mH})(7.93 - j26.56) = 25.07 + j7.47 \text{ V} = 26.16 \angle 16.6^\circ \text{ V}$$

Una vez que se obtuvo V_L , la tensión de salida del convertidor se obtiene en su forma fasorial a partir de la ecuación 2.10:

$$V_c = 120 + 25.07 + j7.47 \text{ V} = 145.2 \angle 2.95^\circ$$

Y la tensión mínima del enlace de CD se obtiene de la siguiente manera:

$$V_{CDmin} = \sqrt{2}(145.2) = 205.3 \text{ V}$$

Para la referencia de tensión del enlace de CD se elige un valor que se encuentre por encima de la tensión mínima que se calculó, por ello se designa el valor de $V_{CD}^*=220 \text{ v}$ como la referencia del enlace de CD, esta tensión se elige de forma que se tenga una tolerancia con respecto a la caída de tensión del inductor, cuando se consume la potencia reactiva máxima. Los valores de los componentes y algunas características del convertidor se muestran en la tabla 2.5, que incluyen la frecuencia de conmutación que se eligió considerando el tiempo de ejecución del programa en el DSP, la frecuencia máxima de operación del módulo de IGBTs utilizado, y que se encuentre fuera del rango audible.

Tabla 2.5. Características del convertidor utilizado.

Tensión de línea RMS	120v
Potencia Nominal	± 5.76 kVA
Tensión de referencia del enlace de CD	210 V
Corriente nominal RMS	30 A
Capacitor en el enlace de CD	5.2 mF
Inductor L	2.5 mH
Resistencia del Inductor r_L	40 m Ω
Frecuencia de conmutación	20 kHz

2.3.5. Modelo dinámico en ecuaciones de estado en marco de referencia síncrono (dq)

Para la estructura de control del CLR es necesario obtener un modelo del convertidor que permita observar su comportamiento dinámico, mediante el análisis de Leyes de Kirchoff se encuentra el sistema de ecuaciones 2.15 que permite calcular las corrientes en cada instante en las fases del convertidor [35].

$$\begin{aligned}
 v_{Ca}(t) &= r_l i_a(t) + L \frac{di_a(t)}{dt} + v_{Sa}(t) \\
 v_{Cb}(t) &= r_l i_b(t) + L \frac{di_b(t)}{dt} + v_{Sb}(t) \\
 v_{Cc}(t) &= r_l i_c(t) + L \frac{di_c(t)}{dt} + v_{Sc}(t)
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

Donde las tensiones de red son:

$$\begin{aligned}
 v_{Sa}(t) &= V_{pk} \cos(\omega t) \\
 v_{Sb}(t) &= V_{pk} \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\
 v_{Sc}(t) &= V_{pk} \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right)
 \end{aligned} \tag{2.16}$$

Considerando que las corrientes y tensiones del CLR (2.16) son del tipo sinusoidal variantes en el tiempo, no es posible utilizar directamente el control clásico para hacer el seguimiento de este tipo de señales, y por ello se utiliza el control vectorial, empleado en el control de motores de CA, para ello,

se realiza la conversión del modelo trifásico a un modelo bidimensional en un marco de referencia síncrono (dq) utilizando la transformación de Park, que se expresa en la ecuación 2.17

$$\vec{x}_{dq} = \vec{T}_{dq} \vec{x}_{abc} = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Se expresan las tensiones del convertidor en función de los ciclos de trabajo y la tensión del enlace de CD del convertidor.

$$\begin{aligned} v_{Cd}(t) &= V_{DC}d_d(t) \\ v_{Cq}(t) &= V_{DC}d_q(t) \end{aligned} \quad (2.18)$$

Con estas transformaciones se obtiene el sistema de ecuaciones equivalentes en el marco de referencia síncrono.

$$\begin{aligned} V_{DC}d_d(t) &= r_l i_d(t) + L \frac{di_d(t)}{dt} - \omega L i_q(t) + v_{sd}(t) \\ V_{DC}d_q(t) &= r_l i_q(t) + L \frac{di_q(t)}{dt} + \omega L i_d(t) + v_{sq}(t) \end{aligned} \quad (2.19)$$

Al analizar estas dos ecuaciones se observan términos que acoplan una ecuación con la otra.

En este tipo de sistema las potencias en el marco de referencia síncrono (dq) para este sistema se calculan con las ecuaciones:

$$\begin{aligned} P &= \text{Re}\{\vec{v} \cdot \vec{i}^*\} = (v_d i_d + v_q i_q) \\ Q &= \text{Im}\{\vec{v} \cdot \vec{i}^*\} = (v_q i_d - v_d i_q) \end{aligned} \quad (2.20)$$

2.3.6. Control vectorial orientado

Una vez obtenido el modelo dinámico del sistema en el marco de referencia síncrono, se implementa el control vectorial en el marco de referencia síncrono, donde el eje d se alinea con el fasor de tensión y el eje q queda perpendicular a este eje, de manera que la proyección en q sea igual a cero. De esta manera el fasor tensión en el marco de referencia síncrono es:

$$\vec{v}_s = v_d + jv_q = |\vec{v}_d| + j0 \quad (2.21)$$

La amplitud de la tensión de v_d es igual a la amplitud de la tensión de red, a partir de este análisis se considera: $v_{sd} = |\vec{v}_s|$ $v_{sq} = 0$. Con estas consideraciones, se obtiene el modelo del sistema:

$$\begin{aligned} V_{DC}d_d(t) &= r_l i_d(t) + L \frac{di_d(t)}{dt} - \omega L i_q(t) + |\vec{v}_s| \\ V_{DC}d_q(t) &= r_l i_q(t) + L \frac{di_q(t)}{dt} + \omega L i_d(t) \end{aligned} \quad (2.22)$$

Con la nueva forma del sistema obtenida, las expresiones para obtener las potencias se simplifican a:

$$\begin{aligned} P &= |\vec{v}_s| i_d \\ Q &= -|\vec{v}_s| i_q \end{aligned} \quad (2.23)$$

De esta forma, el control de las potencias activa y reactiva se hace de forma independiente controlando las componentes i_d e i_q , respectivamente. En el sistema de ecuaciones del convertidor si se añaden los términos $e_q = -\omega L i_q(t)$ y $e_d = \omega L i_d(t)$ estos cancelan los acoplamientos de ambas ecuaciones haciéndolas independientes una de la otra. Introduciendo los dos términos que cancelan los acoplamientos. Se obtiene un sistema ecuaciones desacopladas.

$$\begin{aligned} V_{DC}d_d(t) &= r_l i_d(t) + L \frac{di_d(t)}{dt} + |\vec{v}_s| \\ V_{DC}d_q(t) &= r_l i_q(t) + L \frac{di_q(t)}{dt} \end{aligned} \quad (2.24)$$

Si se utilizan las corrientes medidas del convertidor en estos términos de desacople, se forma una estructura llamada ‘*feedforward*’, su implementación se muestra en la figura 2.11, donde se coloca en paralelo a los controladores para realizar el desacople en el lazo de control de corriente [29].

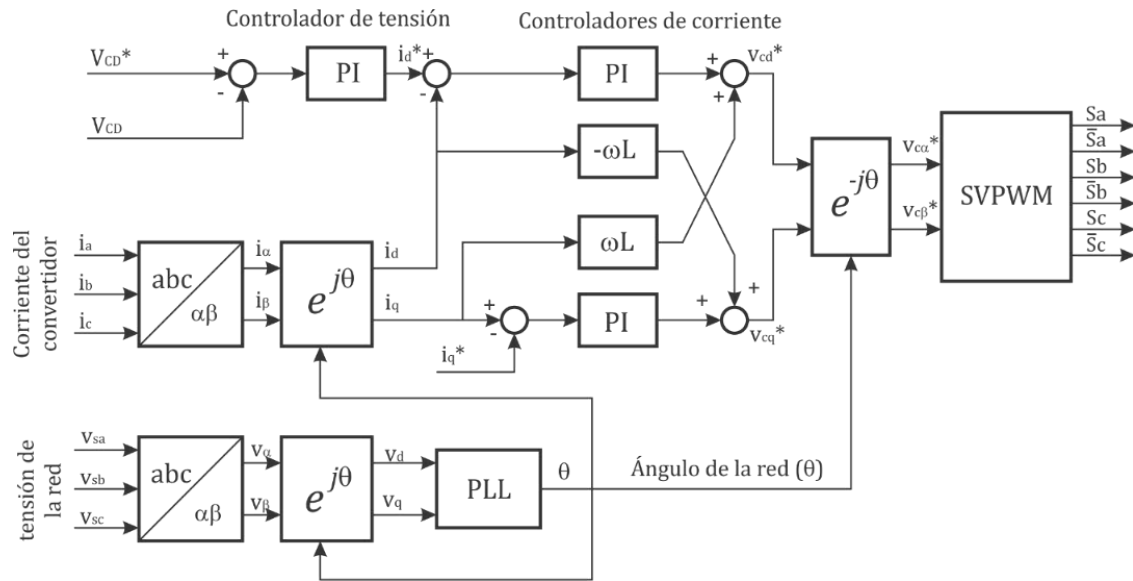


Figura 2.11. Lazo de control para el CLR con una estructura ‘*feedforward*’ de desacoplo

2.3.7. Sincronización con la red eléctrica mediante lazo de enganche de fase

El *Sincronizador de Fase Cerrada* (‘*Phase Locked Loop*’ PLL) se utiliza para estimar el ángulo de la tensión de red que se requiere para sincronizar las tensiones de salida del convertidor con las tensiones de la red y que es utilizado en la transformación de Park. En este caso el convertidor del lado de la red debe estar sincronizado a la línea de entrada, ya que los lazos de control propuestos para este, necesitan el ángulo de la red para realizar las transformaciones de las variables del sistema al marco de referencia síncrono (dq).

El PLL es un oscilador cuya frecuencia se engancha a la componente de frecuencia de la señal de entrada, por medio de un lazo de control realimentado. El objetivo principal de este sistema consiste en la generación de señales sinusoidales en cuadratura de amplitud unitaria (seno-coseno) sincronizadas con el vector de tensión de la red eléctrica. De forma análoga a un PLL tradicional implementado con componentes electrónicos analógicos contiene dos etapas fundamentales:

- **Detector de Fase.** Genera una señal de salida que depende del valor del desfase entre las señales de salida y, de entrada.
- **Generador de ángulo integrador.** Genera la señal que representa el ángulo de la línea, el cual se debe de emparejar con la red eléctrica. Esto se realiza normalmente integrando la entrada que es la frecuencia angular proveniente del control, y que equivale al oscilador controlado por voltaje de un PLL analógico.

2.3.8. La Transformación de Park como detector de fase

El detector de fase en el marco de referencia síncrono (dq) obtiene la transformación de Park del vector de tensiones red, usando el ángulo θ_{PLL} que es generado por el integrador del sincronizador de fase cerrada.

$$\theta_{PLL} = \int \omega_{PLL} dt \quad (2.25)$$

Esto se expresa con la ecuación:

$$\vec{v}_{sdq} = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \vec{T}_{dq} \vec{v}_{sabc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_{PLL} & \cos \left(\theta_{PLL} - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_{PLL} + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_{PLL} & -\sin \left(\theta_{PLL} - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_{PLL} + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Donde el vector de tensiones que representa a las tensiones de la red eléctricas es:

$$\vec{v}_{sabc} = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}V_s \cos(w_s t + \theta_s) \\ \sqrt{2}V_s \cos \left(w_s t + \theta_s - \frac{2}{3}\pi \right) \\ \sqrt{2}V_s \cos \left(w_s t + \theta_s + \frac{2}{3}\pi \right) \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

El seguimiento de la tensión de red se hace cuando la transformación de Park transforma las señales de la red eléctrica en señales de valor constante, que ocurre cuando las frecuencias del oscilador digital y la señal de alimentación se emparejan. De lo contrario, si resulta en una función que oscila a una baja frecuencia, quiere decir que las frecuencias del oscilador y la red son diferentes. Esta característica puede ser utilizada como una forma de rastrear las variaciones de fase y de frecuencia en la alimentación comparándola con el ángulo de fase proporcionada por el integrador. Sustituyendo las expresiones de la tensión de red en la transformación de Park (2.26), usando el ángulo del PLL θ_{PLL} como el ángulo de la transformada, y aplicando identidades trigonométricas y simplificando se obtiene la función de transferencia del detector de fase en función de la diferencia de fase de la entrada, se obtiene la ecuación:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = T_{dq} T_{\alpha\beta} \vec{v}_s = \begin{bmatrix} \sqrt{2}V_s \cos(\theta_s - \theta_{PLL}) \\ \sqrt{2}V_s \sin(\theta_s - \theta_{PLL}) \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

La ecuación anterior es un modelo no lineal del detector de fase, debido que contiene funciones sinusoidales, es por esto que para realizar el diseño de un controlador y cerrar el lazo de control del PLL, es necesario contar con al menos una aproximación lineal del detector de fase. Se define $\theta_e =$

$\theta_s - \theta_{PLL}$ como el error de fase del PLL con respecto a la señal de entrada, y se selecciona a la expresión de v_q , como la función para realizar la detección de fase (2.28), ya que, para $\theta_e=0$ el valor de $v_q=0$, se elige a este como el punto de operación del detector de fase.

$$v_q = \sqrt{2}V_s \sin(\theta_e) \quad (2.29)$$

La derivada de la expresión 2.29 en $\theta_e=0$ es:

$$\left. \frac{dv_q}{dt} \right|_{\theta_e=0} = \sqrt{2}V_s \cos(0) = \sqrt{2}V_s \quad (2.30)$$

Esto permite utilizar la aproximación $\sin(\theta_e) \approx \theta_e$ para variaciones pequeñas de θ_e , alrededor del punto de operación $\theta_e=0$, obteniéndose:

$$\hat{v}_q = \sqrt{2}V_s \theta_e \quad (2.31)$$

Es importante señalar que el voltaje de la señal de la red V_s afecta la ganancia del detector de fase, produciendo variación en los parámetros del PLL y afectando el desempeño del compensador y del lazo cerrado.

Para realizar el diseño de un compensador apropiado, es necesario analizar la operación del convertidor en los dos diferentes casos que se presentan, y observar los procesos que ocurren dentro del mismo. Cuando el ángulo del PLL y la fuente tienen la misma frecuencia, las señales en el marco de referencia síncrono v_d y v_q , se comportan como las mostradas en la figura 2.10a, donde las señales en el marco de referencia estacionario están en fase y con la misma frecuencia. La señal generada por el integrador se muestra en la primera fila de las figuras 2.10a y 2.10b. La figura 2.10b muestra el caso cuando las frecuencias de entrada son diferentes $\omega_s \neq \omega_{PLL}$, donde el error de fase θ_e varía si hay una diferencia de frecuencias, en este caso las señales en cuadratura del PLL y de la entrada proveniente de la transformación de Park se desplazan entre sí de manera continua, causando que las salidas del detector de fase tomen la forma de señales sinusoidales que varían con una frecuencia igual a $\omega_s - \omega_{PLL}$.

Es importante notar a partir de la ecuación 2.29, que el PLL pierde un ciclo este se desfazará hasta que el detector de fase encuentre otro punto donde v_d será igual a cero, Esta característica es común en los detectores de fase y permite que cualquier PLL se salte un ciclo completo y entre en fase de nuevo cuando surja una perturbación.

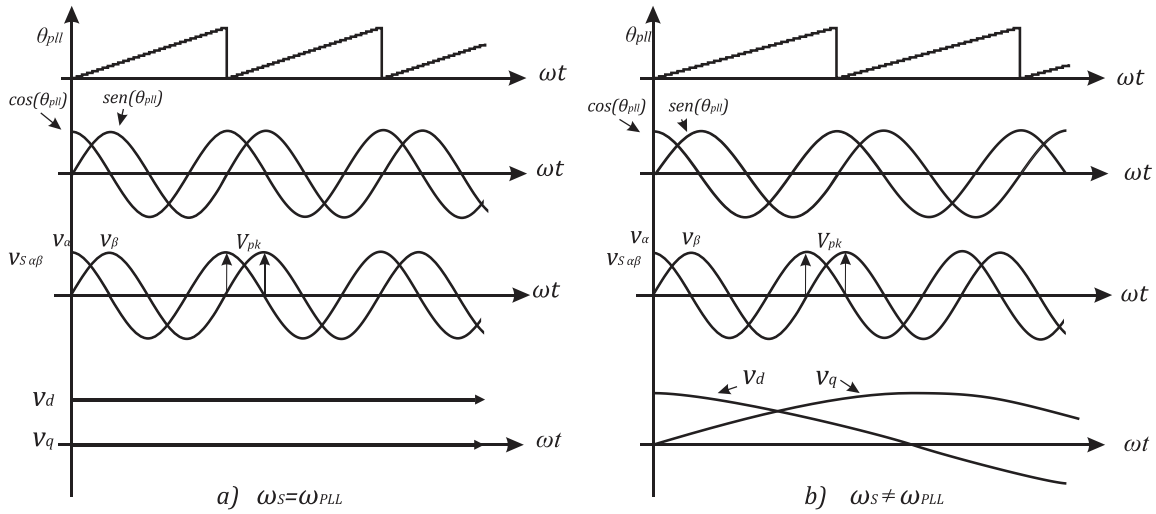


Figura 2.12 Formas de onda del PLL, a) cuando se tienen las mismas frecuencias b) con frecuencias diferentes.

2.3.9. Diseño del Controlador del PLL

Para lograr que el PLL se sincronice a la línea es necesario contar con un controlador que le permita realizar el seguimiento del ángulo de fase, para ello se obtuvo la función de transferencia de este, considerando las aproximaciones que se realizaron en la sección anterior, además para generar el ángulo del convertidor se obtiene la integral de la frecuencia angular ω_{PLL} que proviene del controlador, como resultado, en la figura 2.13 se observa el diagrama completo del PLL que contiene todos los bloques del algoritmo programado en el procesador digital de señales.

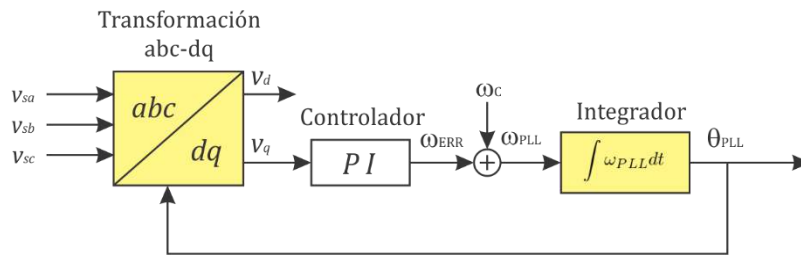


Figura 2.13 Diagrama a bloques del sincronizador Digital de Lazo Cerrado (PLL)

A partir de la figura 2.13 y las aproximaciones lineales se construye un modelo simplificado lineal del PLL, como el que se muestra en la figura 2.14, donde los bloques se reacomodan para que la entrada sea el ángulo de la red θ_s , y su salida la frecuencia del PLL ω_{PLL} , además el detector de fase está representado por una ganancia en la salida del error (ecuación 2.20).

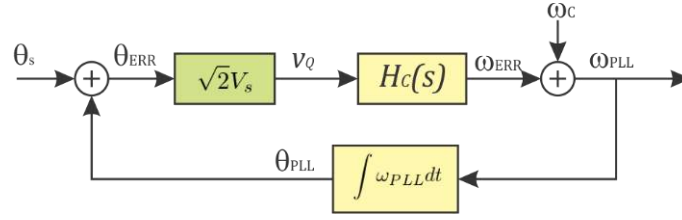


Figura 2.14. Diagrama a bloques de l aproximación lineal sincronizador digital de lazo cerrado

A partir de este diagrama a bloques la función de transferencia en lazo abierto queda de la siguiente manera:

$$G_{PLL}(s) = \frac{\theta_{PLL}(s)}{\theta_{ERR}(s)} = \sqrt{2}V_s H_c(s) \frac{1}{s} \quad (2.32)$$

El controlador propuesto para este sistema es del tipo Proporcional Integral (PI) que tiene la siguiente forma:

$$H_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.33)$$

Para el cálculo de las ganancias K_i y K_p se aplican los criterios de estabilidad de Nyquist y se diseña utilizando los diagramas de Bode para obtener la respuesta deseada del sistema, ajustando la respuesta en frecuencia de la función de transferencia en lazo abierto, para obtener los márgenes de fase y frecuencia de corte deseada. Utilizando los criterios:

$$\begin{aligned} \|G_{PLL}(s)H_c(s)\|_{s=j\omega} &= 1 \\ \angle G_{PLL}(s)H_c(s)\|_{s=j\omega} &= M_F - \pi \end{aligned} \quad (2.34)$$

Sustituyendo para cada uno de los criterios se obtienen las ecuaciones que se deben de solucionar.

$$\begin{aligned} \left\| \sqrt{2}V_s \left(K_p + \frac{K_i}{j\omega_c} \right) \frac{1}{j\omega_c} \right\| &= 1 \\ \tan(M_F - \pi) &= \frac{K_p \omega_c}{K_i} \end{aligned} \quad (2.35)$$

Las soluciones de estas dos ecuaciones resultan en las fórmulas para las ganancias K_i y K_p :

$$\begin{aligned} K_i &= -\frac{\omega_c^2}{\sqrt{2}V_s} \cos(M_F - \pi) \\ K_p &= \frac{K_i}{\omega_c} \tan(M_F - \pi) \end{aligned} \quad (2.36)$$

De acuerdo al dimensionamiento del convertidor que se hizo en la sección anterior, este deberá operar en una red eléctrica de 60 Hz con tensiones de línea de 120 v, también, se propone una frecuencia de corte de 30 Hz que permitirá al PLL converger en 2 ciclos de corriente alterna, se tiene en consideración el rechazo a las componentes de alta frecuencia que pudiesen estar presentes en las tensiones de línea, y que pueden afectar la frecuencia estimada por el PLL, obligando a mantener la frecuencia de corte por debajo de la fundamental. El margen de fase se fija para un ángulo de 65° que corresponde a una respuesta críticamente amortiguada. Sustituyendo estos datos en las fórmulas obtenidas las ganancias de los controladores son:

$$K_i = -\frac{(2\pi 30)^2}{\sqrt{2}(110)} \cos(65^\circ - 180^\circ) = 96.526$$

$$K_p = \frac{96.526}{2\pi 30} \tan(65^\circ - 180^\circ) = 1.098$$

Las gráficas de bode de los controladores que fueron calculados se muestran en las figuras 2.15 y 2.16, donde se observa la respuesta críticamente amortiguada, también en la figura 2.17 se verifica experimentalmente el desempeño del PLL que se ha mostrado en esta sección, donde se muestra el transitorio y la estabilización de la frecuencia al momento de que ocurre un enganche de fase.

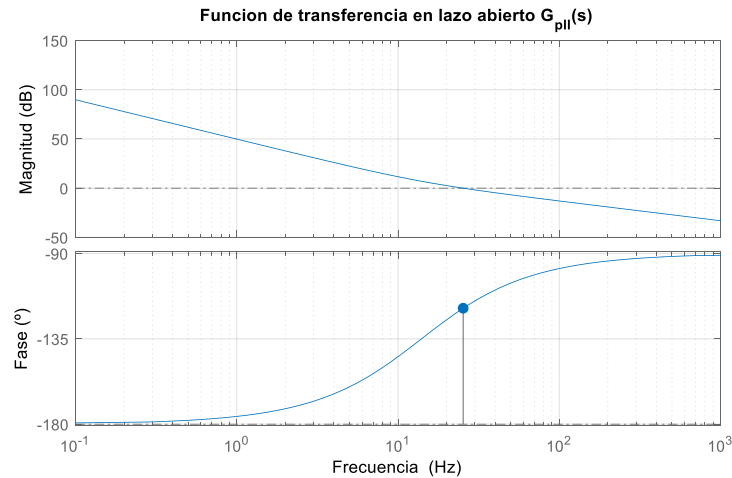


Figura 2.15. Diagramas de bode la función de transferencia de la planta y el controlador en lazo abierto.

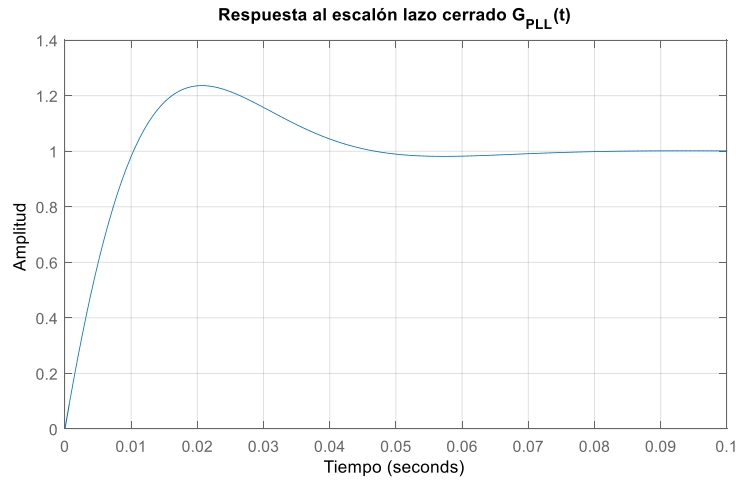


Figura 2.16. Respuesta al escalón de la función de transferencia en lazo cerrado.

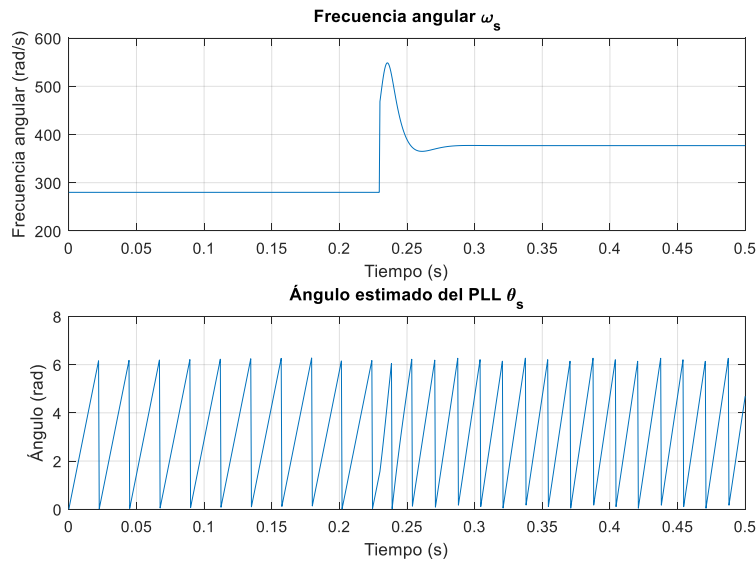


Figura 2.17. Respuesta del controlador del sincronizador de fase cerrada en el momento que se aplica una señal de voltaje.

2.4. Diseño de controladores para el convertidor del lado de la red

En esta sección se encuentra el análisis aplicando la teoría del control clásico a los lazos de control del CLR, a partir de las estructuras que se plantearon anteriormente, en el caso de los lazos de control de corriente, las funciones de transferencia se obtuvieron a partir de las ecuaciones desacopladas, que se obtienen utilizando la red de desacoplo. En el lazo externo de tensión del enlace de CD, la función

de transferencia se deberá obtener realizando un análisis en señal pequeña de las ecuaciones del enlace de CD, que se detalla a continuación.

2.4.1. Funciones de transferencia del convertidor

De las ecuaciones (2.23) desacopladas del modelo del CLR en el marco de referencia síncrono, se obtienen las funciones de transferencia de las corrientes del convertidor, como se expresan en las ecuaciones 2.37 y 2.38, con las cuales se calculan los controladores que se utilizan en el lazo de corriente.

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_d(s)}{d_a(s)} = \frac{V_{CD}}{r_L + sL} \quad (2.37)$$

$$G_{iq}(s) = \frac{\hat{i}_q(s)}{d_q(s)} = \frac{V_{CD}}{r_L + sL} \quad (2.38)$$

2.4.2. Modelo de pequeña señal del bus de CD

En el análisis se considerará que en el sistema se controlan las variables de forma vectorial, donde la componente de corriente en el marco de referencia síncrono i_q , no interviene en el flujo de potencia del enlace de CD. Para iniciar el análisis primero, se tiene que la corriente del capacitor está determinada por:

$$i_c = C \frac{d v_{CD}}{dt} \quad (2.39)$$

Considerando los elementos que se encuentran en el enlace de CD, la potencia instantánea del enlace de CD se determina con la ecuación:

$$P_{CD} = v_{CD} i_{CD} = v_{CD} (i_L - i_c) = v_{CD} i_L(t) - v_{CD} C \frac{d v_{CD}(t)}{dt} \quad (2.40)$$

Y la potencia en el lado de CA se obtiene a partir de las variables en el marco de referencia síncrono (dq).

$$P_{CA} = \Re\{\vec{v}_s \vec{i}_c\} = v_{sd} i_{cd} + v_{sq} i_{cq} \quad (2.41)$$

Considerando que $v_{sd} = |\vec{v}_s|$ y $v_{sq} = 0$, la fórmula (2.41) toma la forma: $P_{CA} = v_{sd} i_{cd}$. Y dado que la potencia de entrada es igual a la de salida, entonces de (2.40) y (2.41) se obtiene:

$$v_{sd}i_{cd} = v_{CD}i_L - v_{CD}C \frac{d v_{CD}}{dt} \quad (2.42)$$

La ecuación que modela el comportamiento del enlace de CD es no lineal, por ello el modelo en esta forma no permite obtener una función de transferencia en el espacio de Laplace, necesaria para sintonizar el controlador, utilizando el análisis de control clásico.

Una solución práctica para obtener una función de transferencia lineal a partir de este sistema es utilizar una aproximación lineal o modelo de pequeña señal. Donde las señales del sistema se consideran como una señal compuesta por dos componentes, la componente de gran señal, que se considera constante y representa el punto de operación, y una componente de pequeña señal. Esta componente representa las pequeñas variaciones alrededor punto de operación, y se expresa mediante (2.43), para cada una de las variables:

$$\bar{x} = X + \hat{x} \quad (2.43)$$

En este caso la señal completa $\bar{x}$ es la suma del punto de operación X con la variable de pequeña señal $\hat{x}$. Haciendo esta sustitución para cada una de las variables del sistema se obtiene:

$$(V_{sd} + \hat{v}_{sd})(I_{cd} + \hat{i}_{cd}) = (V_{CD} + \hat{v}_{CD})(I_L + \hat{i}_L) - (V_{CD} + \hat{v}_{CD})C \frac{d (V_{CD} + \hat{v}_{CD})}{dt} \quad (2.44)$$

En este caso, el modelo de pequeña señal analiza la variación de la tensión de CD alrededor de un punto de operación, en esta función los valores de I_L corresponde a la corriente máxima del enlace de CD, y V_{CD} corresponde a la tensión de referencia del convertidor. Posteriormente se deben de hacer las siguientes consideraciones:

- La derivada de las componentes de gran señal se consideran cero, debido a que son las derivadas de una señal constante.
- La multiplicación entre dos términos de pequeña señal se considera una variación despreciable.

Desarrollando y haciendo estas consideraciones, se obtiene la ecuación en pequeña señal.

$$V_{CD}\hat{i}_L + \hat{v}_{CD}I_L - V_{CD}C \frac{d \hat{v}_{CD}}{dt} = V_{sd}\hat{i}_{cd} + \hat{v}_{sd}I_{cd} \quad (2.45)$$

Y la ecuación para el punto de operación.

$$V_{CD}I_L = V_{sd}I_{cd} + V_{sq}I_{cq} \quad (2.46)$$

Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación 2.45, además se debe de considerar la componente de pequeña señal de la corriente enlace de CD $\hat{i}_L$ como una perturbación que se iguala a cero, para obtener la función de transferencia de la tensión del enlace de CD en función de la corriente i_d .

$$G_{VCD}(s) = \frac{\hat{v}_{CD}(s)}{\hat{i}_d(s)} = \frac{-V_{sd}}{s V_{CD}C - I_L} \quad (2.47)$$

2.4.3. Sintonización del controlador de corriente

Anteriormente, se obtuvieron las funciones de transferencia de los lazos del convertidor, con las cuales se realiza la sintonización de cada uno de los controladores, de acuerdo a lo presentado en [29] y [35], se proponen controladores del tipo Proporcional-Integral (PI) en sus lazos. Se utiliza la representación del controlador en forma de un polo y un cero en el origen de la ecuación (2.48), y se realiza la sintonización utilizando los diagramas de Bode, para establecer un margen de fase MF y una frecuencia de cruce ω_{ic} que serán propuestos de acuerdo a los criterios que se presentan a continuación.

$$H_{idq}(s) = k_p \frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{s} \quad (2.48)$$

El diseño del controlador utilizando las gráficas de Bode tiene como objetivo obtener un sistema con la respuesta en velocidad y forma requeridas. Para ello se calculan las ganancias del controlador, siendo ω_{ic} la frecuencia de cruce y, MF_{ic} el margen de fase.

$$\begin{aligned} \|H_{idq}(s)G_{idq}(s)\|_{s=j\omega_{ic}} &= 1 \\ \angle H_{idq}(s)G_{idq}(s)|_{s=j\omega_{ic}} &= MF_{ic} - \pi \end{aligned} \quad (2.49)$$

De acuerdo a [4] y [32], el margen de fase recomendado es de $MF_{ic}=60^\circ$, y la frecuencia de cruce se suele ubicar por debajo de la frecuencia de conmutación de al menos $\omega_{ic} \leq 0.1\omega_{SW}$, para permitir al lazo corriente rechazar los efectos de la frecuencia de conmutación, también, se pueden proponer otros valores de MF_{ic} si se desea reducir el sobre impulso en la respuesta al escalón. Desarrollando (2.50), se obtiene un sistema de ecuaciones cuya solución son las expresiones para calcular las ganancias K_i y K_p .

$$K_p = \frac{r_L + L MF k \omega_{ic}}{\sqrt{MF k^2 + 1}} \quad (2.50)$$

$$K_i = \frac{L\omega_{ic}^2 - r_L MFk \omega_{ic}}{\sqrt{MFk^2 + 1}} \quad (2.51)$$

Donde $MFk_{ic} = \tan(MF_{ic} - \pi)$. De esta forma, se calculan las ganancias de los controladores utilizando los parámetros del convertidor, la frecuencia de cruce y el margen de fase propuestos.

2.4.4. Sintonización del controlador de tensión

Para sintonizar el lazo de tensión del enlace de CD, se debe primero cerrar el lazo de corriente con las ganancias del controlador diseñado previamente $G_{olid}(s) = H_{id}(s)G_{id}(s)$, haciendo que la función de transferencia del lazo corriente sea:

$$G_{olid}(s) = \frac{\hat{i}_d(s)}{d_d(s)} = \frac{G_{olid}(s)}{1 + G_{olid}(s)} \quad (2.52)$$

Utilizando la función de transferencia del lazo corriente resultante (2.52), y sustituyendo en la función (2.47) obtenida a través del análisis en pequeña señal se obtiene:

$$G_{olVCD}(s) = G_{VCD}(s)G_{clid}(s) = \frac{\hat{v}_{CD}(s)}{\hat{i}_d(s)} \frac{\hat{i}_d(s)}{d_d(s)} = \frac{-V_{sd}}{s V_{CD}C - I_L} \frac{G_{olid}(s)}{1 + G_{olid}(s)} \quad (2.53)$$

Esta es la función de transferencia en lazo abierto del enlace de DC, donde, su entrada es la corriente de convertidor i_d en el eje d , y su salida la tensión del bus. Se sintoniza el controlador del lazo de tensión utilizando el mismo método que se usó en el lazo de corriente, con el margen de fase y frecuencia de corte propuestos, los criterios de diseño se establecen en (2.54).

$$\begin{aligned} \|H_{VCD}(s)G_{VCD}(s)G_{clidq}(s)\|_{s=j\omega_{Vcd}} &= 1 \\ \angle H_{VCD}(s)G_{VCD}(s)G_{clidq}(s)\big|_{s=j\omega_{Vcd}} &= MF_{VCD} - \pi \end{aligned} \quad (2.54)$$

Donde ω_{VCD} es la frecuencia de cruce y MF_{VCD} es el margen de fase del controlador del enlace de CD. El valor recomendado de $MF_{VCD}=60^\circ$, para obtener una respuesta críticamente amortiguada y una frecuencia de cruce por debajo de la frecuencia de cruce del controlador del lazo de corriente de al menos $\omega_{VCD} < 0.1\omega_{icdq}$. Si la frecuencia de cruce en el lazo cerrado corriente ω_{icdq} está suficientemente alejada de ω_{VCD} , más allá del criterio anterior, se puede considerar a la función de transferencia del

lazo cerrado de corriente como una ganancia unitaria $G_{clidq}(s) = 1$. A partir de esta consideración se puede desarrollar una versión más sencilla del sistema de ecuaciones (2.54) y solucionar para obtener las fórmulas de las ganancias del controlador de tensión del enlace de CD.

$$K_{pdc} = \frac{I_L + CMFk_{cd}V_{DC}\omega_{cd}}{V_{sd}\sqrt{MFk_{\Omega}^2 + 1}} \quad (2.55)$$

$$K_{Idc} = \frac{I_L MFk_{cd}\omega_{cd} - CV_{CD}\omega_{cd}^2}{V_{sd}\sqrt{MFk_{\Omega}^2 + 1}} \quad (2.56)$$

Donde $MFk_{DC} = \tan(MF_{DC} - \pi)$. La sintonización de los controladores requiere de los valores de capacitor e inductor de la tabla 2.5, los parámetros propuestos para el diseño son: para el lazo de corriente la frecuencia de corte es de 700 Hz con un margen de fase de 65° para obtener una respuesta sobreamortiguada con un sobretiro de corriente pequeño que no sobrepase los límites de corriente del convertidor, y con la velocidad de respuesta requerida, se utilizan (2.55) y (2.56). Los valores obtenidos del controlador son $K_i = 1437.7$ y $K_p = 7.211$, y la función de transferencia del controlador es:

$$H_{id}(s) = \frac{7.211}{s}(s + 199.37) \quad (2.57)$$

La figuras 2.18 muestra el diagrama de bode con los márgenes de fase y frecuencia de cruce, y la figura 2.19 muestra la respuesta al escalón del lazo de corriente.

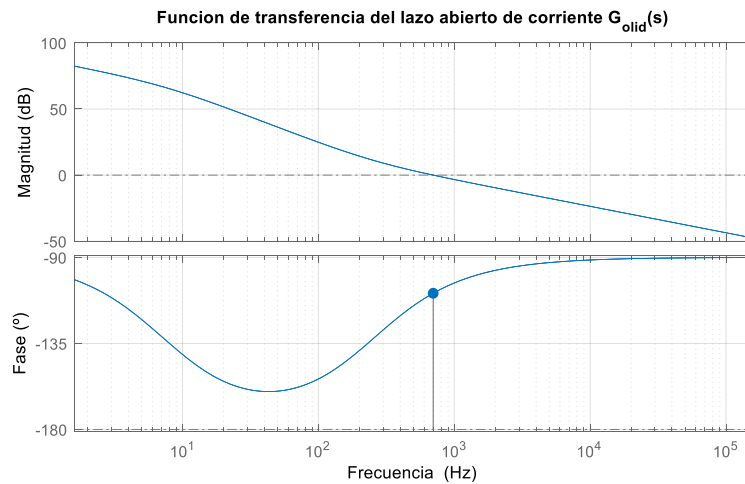


Figura 2.18. Gráfica de Bode del lazo de corriente en lazo abierto.

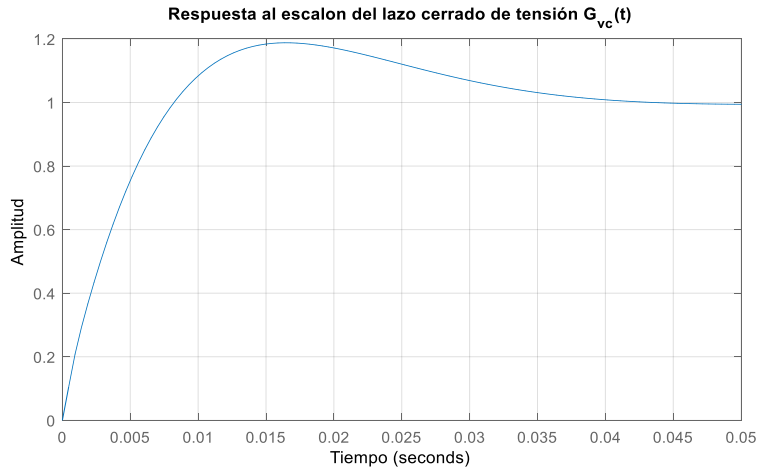


Figura 2.19. Respuesta al escalón del sistema en lazo cerrado.

Para la sintonización del lazo de tensión se elige una frecuencia de corte 20 Hz con un tiempo de estabilización equivalente a dos ciclos de CA, con un margen de fase propuesto de 65° , se obtiene un sobreimpulso menor a 1.2 sobre la referencia, y las ganancias obtenidas del controlador son $K_i = 30.8$ y $K_p = 0.666$, y la función de transferencia resultante es:

$$H_{VCD}(s) = \frac{0.666}{s} (s + 46.246) \quad (2.58)$$

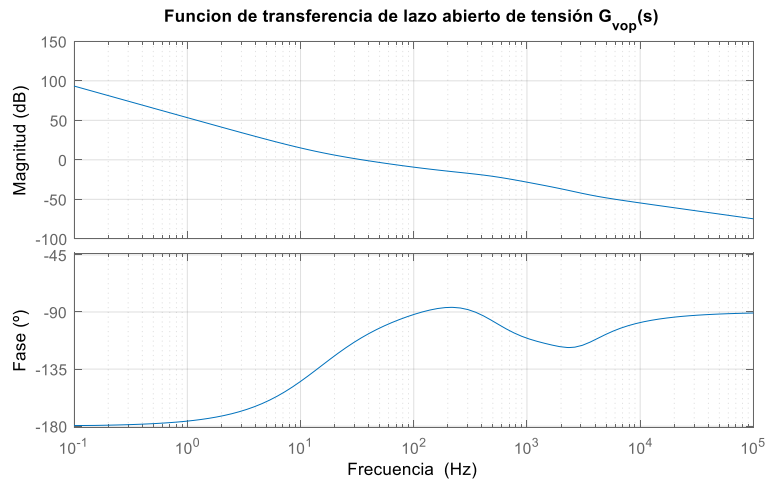


Figura 2.20. Gráfica de Bode del lazo de corriente en lazo abierto.

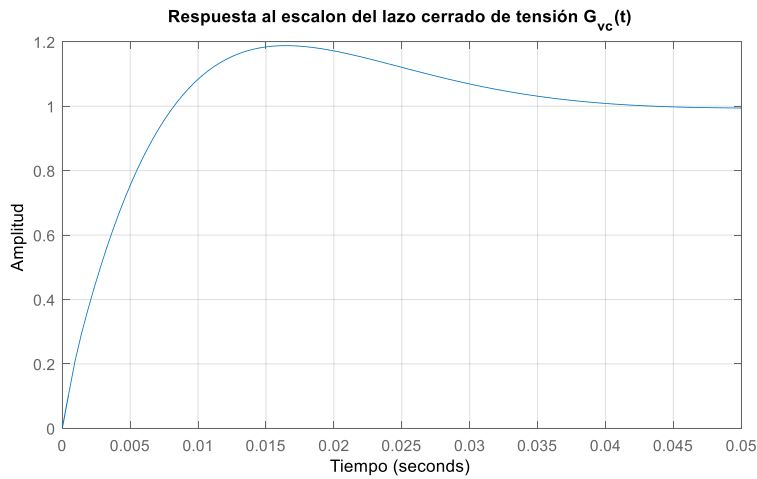


Figura 2.21. Respuesta al escalón del sistema en lazo cerrado

2.5. Diseño del controlador PI+ Resonante

El uso de estos tiempos muertos introduce distorsión en las tensiones y corrientes de salida, donde se presenta distorsión de cruce por cero, y aplanamiento de los picos de la corriente sinusoidal [36]. Debido a que los transistores de compuerta aislada (IGBT) utilizados en el convertidor, requieren la introducción de tiempos muertos para evitar corrientes de corto cuando los dos IGBT de una rama están encendidos [33]. Además, los esquemas de control vectorial con controladores PI [37], no son capaces de mitigar los efectos producidos por la interacción del convertidor con los armónicos de tensión que se presentan en la red eléctrica, y que se ven reflejados en la corriente del convertidor [38]. Esto se debe a que los controladores PI no son adecuados para el seguimiento de señales variantes en el tiempo, como son los armónicos de corriente [35]. En [39] se presentan controladores PI+Resonante en un marco de referencia síncrono utilizando funciones resonantes ideales, que son difíciles de implementar en procesadores digitales de señales con una resolución numérica reducida, cuya resolución causa errores numéricos, que pueden derivar en inestabilidad del sistema o desviación en la frecuencia de seguimiento. También está la respuesta ante una desviación de la frecuencia de la red eléctrica, que causa una abrupta disminución en la capacidad de realizar el seguimiento del contenido armónico [22].

Se propone utilizar un controlador resonante no ideal, con un ancho de banda definido para compensar desviaciones en la frecuencia de línea, éste se coloca en paralelo al controlador PI de corriente del convertidor del lado de la red. El controlador resonante realiza el seguimiento de los armónicos,

mientras que el controlador Proporcional-Integral (PI) realiza el seguimiento de la fundamental, y de la tensión del enlace de corriente directa (CD) del convertidor.

2.5.1. Análisis de armónicos en el marco de referencia síncrono dq .

Los armónicos de corriente que se presentan en convertidores trifásicos son debido a la inserción de tiempos muertos para evitar corrientes de corto en los semiconductores, y a la interacción del convertidor con armónicos de tensión. La introducción de tiempos muertos produce distorsión simétrica que se observa como interrupciones en la forma de onda de las corrientes del inversor del lado de la red, lo cual se refleja en la aparición de armónicos impares cuyas frecuencias se encuentran en los laterales de los armónicos múltiplos de 6, es decir $1+6k$ (donde k es un entero positivo) que son armónicos de secuencia positiva y los armónicos $1-6k$ de secuencia negativa [36]. Para los armónicos causados por la distorsión en la tensión de red, la distorsión es del tipo simétrica, por lo tanto, se presentan también armónicos impares [38]. Para su análisis, las funciones de los armónicos se muestran en su forma de Euler.

$$\begin{aligned} h_{1+6k}(t) &= A_{1+6k} e^{j\omega_s(1+6k)t} \\ h_{1-6k}(t) &= A_{1-6k} e^{j\omega_s(1-6k)t} \end{aligned} \quad (2.59)$$

Expresando la transformación de Park con el operador $e^{-j\omega_s}$, se obtienen los vectores equivalentes en el marco de referencia síncrono:

$$\begin{aligned} h_{1+6k,dq}(t) &= h_{1+6k}(t) e^{-j\omega_s t} = A_{1+6k} e^{j6k\omega_s t} \\ h_{1-6k,dq}(t) &= h_{1-6k}(t) e^{-j\omega_s t} = A_{1-6k} e^{-j6k\omega_s t} \end{aligned} \quad (2.60)$$

En el lazo de corriente estos armónicos se suman y aparecen como una señal periódica expresada por las funciones:

$$\begin{aligned} h_{6k,d}(t) &= (A_{1+6k} + A_{1-6k}) \cos 6k\omega_s t \\ h_{6k,q}(t) &= (A_{1+6k} - A_{1-6k}) \sen 6k\omega_s t \end{aligned} \quad (2.61)$$

A partir de este análisis, se observa que los pares de armónicos en los laterales de cada múltiplo de 6 de la componente fundamental se desplazan a esta frecuencia y se suman sus amplitudes. Cuando se implementa un control de corriente en el marco de referencia síncrono, la componente fundamental de corriente aparece como una señal continua en los ejes dq , y sumados a ésta las componentes armónicas.

2.5.2. Controlador PI+Resonante del lazo de corriente

El diseño de la estructura de control se realiza en el marco de referencia síncrono, a diferencia de [24], donde se realiza en el marco de referencia estacionario. Los controladores Proporcional-Integral realiza el seguimiento de la corriente fundamental y el control de la tensión en el enlace de CD, mientras que los controladores resonantes realizarán el seguimiento de los componentes armónicos equivalentes de las corrientes de referencia i_d^* e i_q^* . Un controlador resonante es expresado por [40]:

$$H_{k,n}(s) = \frac{K_{Rn} \omega_n s}{s^2 + \omega_n^2} \quad (2.62)$$

El controlador (2.62) es una forma ideal de este tipo de controlador, sin embargo, como se muestra en [41], la implementación de este controlador no es adecuada para sistemas digitales, debido a la precisión numérica finita que tienen estos sistemas, por ello se utilizan controladores de la forma:

$$H_{k,n}(s) = \frac{K_{Rn} 2 \xi_n \omega_s s}{s^2 + 2 \xi_n \omega_s s + n \omega_s^2} \quad (2.63)$$

donde ξ es el factor de amortiguamiento del controlador resonante. Esta forma permite su implementación práctica y define un ancho de banda para este controlador, que se puede adaptar a variaciones en la frecuencia de entrada dentro del ancho de banda definido. La función de transferencia del controlador PI+Resonante propuesto para ambos ejes es:

$$H_i(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + \sum_{n=6k}^{24} \frac{K_{Rn} 2 \xi_n \omega_s s}{s^2 + 2 \xi_n \omega_s s + n \omega_s^2} \quad (2.64)$$

2.5.3. Sintonización del controlador PI para los lazos de control de corriente y tensión.

De acuerdo al análisis realizado en la sección anterior, el controlador PI hace el seguimiento de la componente fundamental de corriente en el marco de referencia síncrono dq , con un valor de referencia constante. Donde las características de diseño del controlador se seleccionan considerando la velocidad de respuesta que se desea de los lazos de corriente y el lazo de tensión, utilizando los criterios presentados en la sección 2.4.3 y 2.4.4. Donde se proponen frecuencias de cruce y márgenes de fase. Los valores obtenidos para los controladores se muestran en la Tabla 2.6.

Tabla 2.6. Parámetros de los controladores

	Parámetros de diseño	Valores del controlador obtenidos
Lazo de corriente	Margen de fase $MF_{ic}=65^\circ$	$Kp=8.61$
	Frecuencia de cruce $\omega_{ic}=600\text{Hz}$	$Ki=1.447 \times 10^4$
Lazo de tensión	Margen de fase $MF_{VCD}=70^\circ$	$Kp=0.93$
	Frecuencia de cruce $\omega_{VCDc}=30\text{Hz}$	$Ki=62.1$

2.5.4. Diseño del controlador resonante

Los armónicos en el marco de referencia síncrono que deben ser compensados, son los que tienen una frecuencia igual a $6k$ veces la frecuencia fundamental. Existen diferentes métodos de diseño de controladores del tipo Proporcional + Resonante (PR). En [40] se realiza una modificación del método Ziegler Nichols. En [22] y [42] se realiza el ajuste de la distancia al punto crítico en controladores Proporcional Resonante P+Res, esta técnica se adaptó para el diseño del controlador PI+Resonante propuesto. En el diseño mediante el ajuste de la distancia al punto crítico $(-1, j0)$, se debe de verificar la estabilidad del lazo de control, esto se realiza utilizando los criterios de estabilidad de Nyquist para sistemas con retardo [43].

Se inicia con los valores de K_p y K_i obtenidos, estos limitan los grados de libertad del controlador, de manera que se obtenga el intervalo de valores de cada controlador $K_{r,n}$ resonante, donde el lazo sea estable, es decir, donde no se aproxima al punto crítico. Posteriormente, se utiliza la función de sensibilidad del sistema.

$$S_\theta(s) = \frac{1}{1 + G_{olidq}(s)} \quad (2.65)$$

El cálculo de las ganancias de los controladores resonantes se realiza con el gráfico de Nyquist de la función de transferencia en lazo abierto, donde (2.65) se utiliza para ajustar la distancia mínima η_0 al punto crítico:

$$\frac{1}{\eta_0} = \max_{0 \leq \omega < \infty} |S_\theta(j\omega)| = \|S_\theta(s)\|_\infty \quad (2.66)$$

Estableciendo $\eta_0 = 0.1$ y $\zeta = 0.01$ y teniendo en cuenta un retardo medido de $300 \mu\text{s}$, se realiza este análisis para cada una de las frecuencias de interés. Los valores de K_{Rn} con el mejor desempeño, para cada una de las frecuencias armónicas equivalentes se muestran en la tabla 2.7.

Tabla 2.7. Ganancias de los controladores para cada orden armónico

No armónico	Ganancia
6	$K_{r6} = 100$
12	$K_{r12} = 80$
18	$K_{r18} = 80$
24	$K_{r24} = 80$

La Figura 2.22, muestra el diagrama de Nyquist del controlador PI+Resonante para el 6^{to} armónico, donde se observan las trayectorias correspondientes a distintas ganancias. En este caso, para la ganancia de $K_r=150$ se observa que la trayectoria encierra al punto crítico, por ello se selecciona el valor $K_r=100$, verificando que se mantenga la distancia mínima η_0 a este punto. Finalmente en la figura 2.23 se muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia del lazo de corriente con los controladores resonantes para cada una de las frecuencias que se están compensando.

A partir de los resultados simulados y experimentales obtenidos con el convertidor utilizando un controlador PI clásico, se encontró que los armónicos superiores a 24 tienen una amplitud menor al 0.5% de la fundamental, por ello su contribución al incremento de la distorsión armónica total en la corriente (THDi) tiene poco impacto, y sus amplitudes se encuentran en el intervalo que establece la norma 1547-2018. Por esta razón, se diseñaron los controladores del convertidor para los armónicos impares hasta el orden 24, excluyendo los de orden cero.

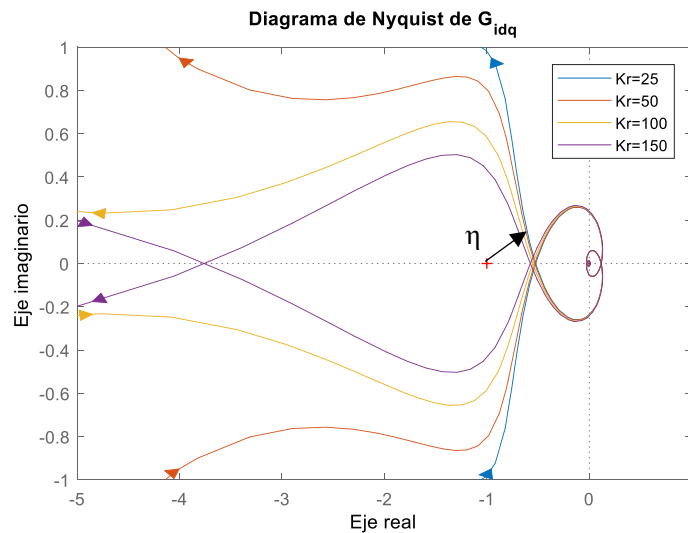


Figura 2.22. Diagrama de Nyquist de la función de transferencia en lazo abierto

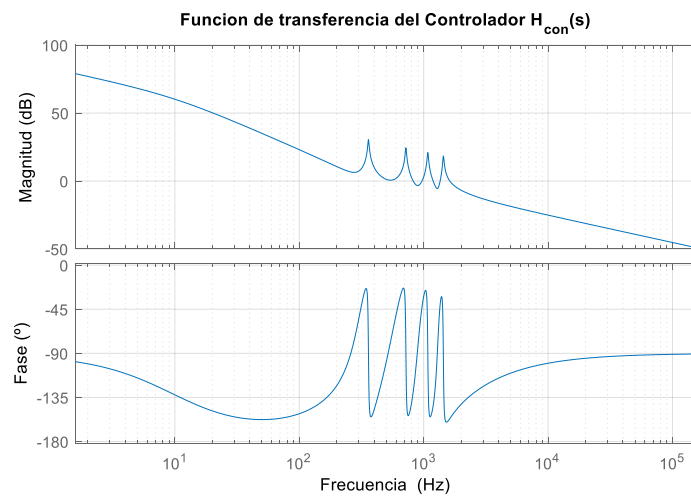


Figura 2.23. Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de corriente.

Capítulo 3. Control del Generador de Inducción de Doblemente Alimentado

En este capítulo se muestran los fundamentos del Generador de Inducción de Doblemente Alimentado (GIDA). Las denominaciones de Generador de Inducción de Doble Alimentación (GIDA), así como de Máquina de Inducción de Doble Alimentación (MIDA) son utilizadas para referirse a la máquina, cuando opera como generador eléctrico, mientras que la segunda, se utiliza para describir sus características generales en sus dos modos de operación (Motor-Generador). Primero, se realiza una descripción del principio de funcionamiento de la máquina de inducción. Después, se realiza el análisis en estado estacionario considerando su circuito equivalente. Además, se presentan los modelos dinámicos del GIDA en el marco de referencia estacionario y el marco de referencia síncrono. Finalmente, se presentan las estructuras de control de la máquina, y la sintonización de sus controladores.

3.1. Máquina de inducción

Una máquina de inducción consta de una parte fija conocida como estator, y una parte móvil conocida como rotor, ambas se encuentran separadas por un pequeño espacio de aire conocido como entrehierro. El estator está formado por un núcleo laminado de material ferromagnético que aloja el devanado trifásico en las ranuras situadas en su superficie interior. Los devanados de cada fase están distribuidos en el estator de manera que ocupen posiciones homólogas a su ángulo eléctrico de desfaseamiento. Al ser conectados los devanados a la alimentación trifásica, en el entrehierro se crea una onda en el espacio de fuerza magneto-motriz (f.m.m), o campo magnético rotatorio [1]. Este campo magnético rotatorio genera en el rotor (circuito eléctrico cerrado) una fuerza electromotriz (f.e.m), que provoca la circulación de una corriente inducida, que a su vez genera un flujo magnético que interactúa con el flujo del estator para producir el par electromecánico que hace rotar la máquina.

La máquina de inducción más conocida es la de rotor jaula de ardilla, que tiene un rotor de núcleo laminado con ranuras distribuidas uniformemente. En estas ranuras se colocan barras conductoras unidas en los extremos por anillos conductores que cierran el circuito, la forma que adopta esta estructura asemeja a una rueda de ejercicios para roedor, de allí la denominación “jaula de ardilla” [1].

El GIDA, al que también se le denomina generador de inducción de rotor devanado o máquina de inducción de doble alimentación, posee devanados en su rotor de forma similar al estator, que se encuentran distribuidos de manera homóloga a su ángulo eléctrico, y que se encuentran en conexión estrella o delta y en sus extremos, se conectan a tres anillos colectores, que están en contacto con las escobillas por las que se alimenta tensión a los devanados. Ambos tipos de máquina pueden ser utilizados como generadores eléctricos cuando se aplica par al eje en sentido de la dirección de giro.

3.1.1. Campo magnético rotatorio.

El campo magnético rotatorio es distribuido en el entrehierro y tiene una forma sinusoidal si se desprecian los efectos del ranurado en el rotor y el estator, y si se utiliza una fuente de alimentación trifásica balanceada [19]. Para la deducción de este concepto se puede utilizar el método analítico o bien un método gráfico, considerando que en el estator se tienen corrientes sinusoidales, las cuales quedan expresadas de la forma:

$$\begin{aligned} i_a &= I_m \cos(\omega_s t) \\ i_b &= I_m \cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c &= I_m \cos\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.1)$$

En cada instante de tiempo, los devanados de fase producen un campo magnético distribuido sinusoidalmente, el cual tiene su valor pico alrededor de los ejes del devanado de fase y con una amplitud proporcional al valor instantáneo de la corriente de fase, en este caso la contribución de la f.m.m. es:

$$F_a(\theta) = N i_a \cos(\theta) \quad (3.2)$$

Donde N es el número de vueltas e i_a es la corriente instantánea de la fase a.

Debido a que los ejes de las tres fases se encuentran desfasados 120° eléctricamente, las fuerzas magnetomotrices que aportan las otras dos fases quedan como sigue:

$$\begin{aligned} F_b(\theta) &= N I_a \cos(\theta - 120^\circ) \\ F_c(\theta) &= N I_a \cos(\theta + 120^\circ) \end{aligned} \quad (3.3)$$

En este caso, como respuesta se forman ondas de campo magnético distribuidas en el estator, las cuales contribuyen para formar el campo magnético total distribuido en el estator: $F(\theta) = F_a(\theta) + F_b(\theta) + F_c(\theta)$.

En el instante $t=0$, de acuerdo con la figura 3.1, los puntos máximos del campo magnético del rotor se encuentran alineados al eje correspondiente del devanado de la fase a, sin embargo, para cada instante habrá una distribución diferente de campo magnético, por lo que los puntos máximos del campo magnético se desplazarán a través de los devanados del estator de acuerdo a la ecuación [2]:

$$F_a(\theta, t) = \frac{3}{2} N I_m \cos(\omega_s t - \theta) \quad (3.4)$$

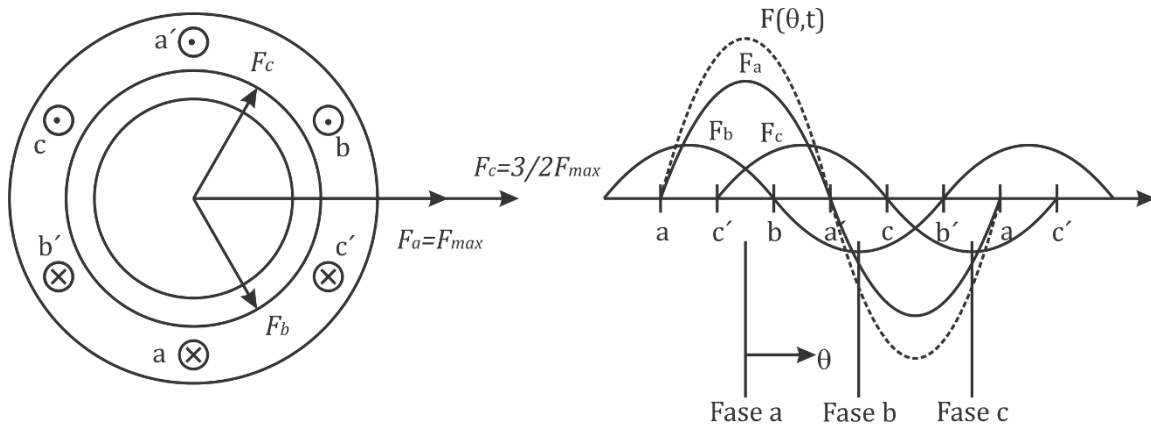


Figura 3.1 a) Diagrama del estator y b) Campo del estator desenrollado que muestra la distribución del campo magnético.

La velocidad con la que rota el flujo magnético a través del entrehierro depende del número de pares de polos P del estator y de la frecuencia de la línea ω_s . En la industria este valor se suele expresar en revoluciones por minuto (rev/min) de acuerdo a la expresión.

$$\Omega_s = \frac{30 \omega_s}{P\pi} \left(\frac{rev}{min} \right) \quad (3.5)$$

A Ω_s se le conoce como velocidad síncrona, la cual es dependiente de la frecuencia de la línea. Para propósitos de análisis en este capítulo se seleccionó expresar esta velocidad en radianes por segundo (rad/s) que se obtienen con la formula.

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{P} \left(\frac{rad}{s} \right) \quad (3.6)$$

La frecuencia angular se obtiene de la frecuencia de línea expresada en Hz, $\omega_s = 2\pi f_s$. Adicionalmente se define deslizamiento s , el cual se expresa por la relación:

$$s = \frac{\Omega_s - \Omega_m}{\Omega_s} \quad (3.7)$$

Donde Ω_s son la velocidad síncrona y Ω_m la velocidad eléctrica del rotor en rad/s. Cuando se opera como motor, la diferencia entre la velocidad del rotor y la velocidad síncrona es debido a que el rotor se debe de mantener magnetizado con la corriente inducida en el mismo, cosa que solo ocurre cuando las barras conductoras o los devanados cortan líneas de campo magnético. Para que esto suceda, el rotor debe de rotar a diferente velocidad que el campo magnético producido por el estator. A partir de las diferencias de velocidades se obtiene la frecuencia del rotor ω_r , que expresa la velocidad en que el campo magnético rota sobre el perímetro del rotor, se deben de utilizar las frecuencias angulares de línea ω_s y de rotación del eje que equivale a $\omega_m = P\Omega_m$, donde la ecuación que relaciona estas frecuencias es:

$$\omega_m + \omega_r = \omega_s \quad (3.8)$$

A partir de (3.7), la frecuencia en los anillos del rotor en términos del deslizamiento s es igual a:

$$\omega_r = s \omega_s \quad (3.9)$$

3.1.2. Características del Generador de Inducción Doblemente Alimentado

El Generador de Inducción Doblemente Alimentado (GIDA) es una máquina de inducción que tiene como característica un rotor devanado, donde el rotor y el estator son conectados ambos a fuentes de corriente alterna, de allí el término “Doblemente Alimentado”. El rotor tiene devanados trifásicos, los cuales deben de ser energizados con corrientes trifásicas. Estas corrientes son las que producen el campo magnético del rotor, que interactúa con el campo magnético del estator para desarrollar el par de la máquina. El devanado del rotor ofrece la posibilidad de controlar independientemente la corriente y el flujo magnético del rotor, conectando una fuente de frecuencia variable a los anillos colectores [2]. Este control independiente permite, por ejemplo, mantener magnetizado el rotor cuando se alcanza la velocidad síncrona y por lo tanto, seguir generando par cuando se opera como motor, o generar potencia eléctrica cuando se está operando como generador. Además, esta alimentación permite a la máquina funcionar como generador a velocidades subsíncronas e incluso ser utilizada como motor a velocidades hipersíncronas, a diferencia de la máquina de inducción jaula de ardilla (MI) que está limitada a operar como generador a velocidades hipersíncronas y como motor en velocidades subsíncronas. El GIDA tiene también un rango velocidad de ± 30 % de la velocidad síncrona, que le permite ser utilizado en sistemas de generación eólica a velocidad variable [1], [3], esto se realiza utilizando un convertidor electrónico de potencia conectado al rotor del GIDA, con la

implementación del control que permite inyectar potencia eléctrica y mantener la excitación magnética para que se opere como generador a velocidades subsíncronas e hipersíncronas, permitiendo extraer hasta un 30% de la potencia nominal de la máquina [4].

3.2. Análisis en estado permanente

El análisis en estado permanente se realiza para obtener las relaciones del par, potencia y velocidad a partir de los valores nominales mostrados en placa y los parámetros del GIDA, obtenidos mediante mediciones experimentales que se muestran más adelante en este capítulo. A partir de este análisis, se obtienen las curvas de rendimiento del GIDA, esto último queda fuera del enfoque de esta tesis, sin embargo, se puede consultar en los trabajos [4] y [44].

3.2.1. Circuito equivalente de la máquina de inducción

El modelo eléctrico del GIDA se muestra en la figura 3.2 y tiene la forma de un circuito eléctrico equivalente monofásico, este circuito contiene los componentes parásitos del rotor y el estator que representan las resistencias de los devanados y las inductancias de la máquina.

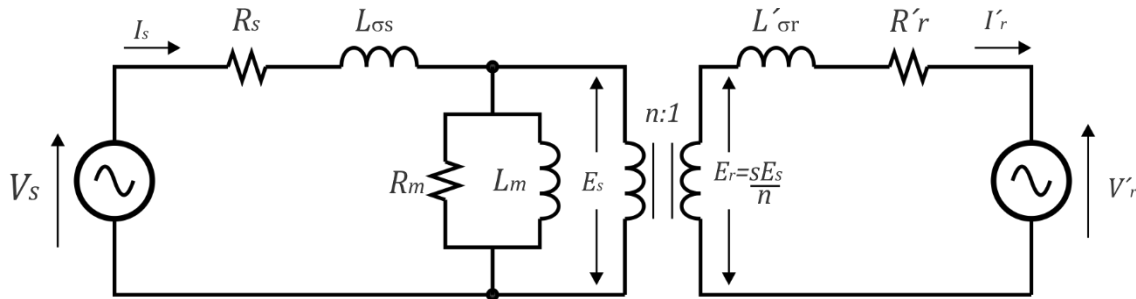


Figura 3.2. Modelo eléctrico equivalente monofásico de una máquina de inducción de doble alimentación.

Estos elementos parásitos constituyen los parámetros del GIDA y son los siguientes:

R_s Resistencia del estator

R'_r Resistencia del rotor

$L_{\sigma s}$ Inductancia de dispersión del estator

$L'_{\sigma r}$ Inductancia de dispersión del rotor

L_m Inductancia de magnetización

n Relación de transformación entre el rotor y el estator

Para este análisis las tensiones y corrientes del circuito son:

V_s tensión alimentada al estator

V_r' tensión alimentada al rotor

I_s corriente del estator

I_r' corriente del rotor

E_s f. e. m. inducida en el estator

E_r' f. e. m. inducida en el rotor

Estas se utilizan en su forma fasorial, donde el valor eficaz de la f.e.m. del estator se obtiene a partir de la ley de Lenz con la expresión:

$$E_s = 4.44 f_s K_s N_s \Phi_m \quad (3.10)$$

Que depende de la frecuencia del estator f_s (frecuencia de línea) el número de vueltas del estator N_s , y el flujo de magnetización Φ_m . Donde K_s es el factor de devanado que depende de la geometría de la línea. De forma similar se obtiene lo mismo para la f. e. m. del rotor:

$$E_r = 4.44 f_r K_r N_r \Phi_m \quad (3.11)$$

Considerando que $f_r = s f_s$ y, la relación de transformación $n = N_s / N_r$ de las dos ecuaciones, que permite realizar el análisis del circuito, pero con todas sus magnitudes referidas al estator, de forma que:

- $R_r = R_r' n^2$ Resistencia del rotor referida al estator
- $L_{\sigma r} = L_{\sigma r}' n^2$ Inductancia de dispersión referida al estator

Lo mismo para las tensiones y corrientes:

- $I_r = \frac{I_r'}{n}$ Corriente de rotor referida al estator
- $V_r = V_r' n$ Tensión suministrada al rotor referida al estator
- $E_r = E_r' n$ f. e. m. inducida en el rotor referida al estator

A partir del análisis por separado del circuito del rotor y del estator, las ecuaciones obtenidas mediante el análisis de mallas (3.12) y (3.13) se utilizan para obtener el modelo en espacio de estados de la máquina.

$$V_s - E_s = (R_s + j\omega_s L_{\sigma s}) I_s \quad (3.12)$$

$$V_r - E_r = (R_r + js\omega_s L_{\sigma r}) I_r \quad (3.13)$$

Sustituyendo la relación de las f. e. m. del rotor y el estator $E_r = sE_s$ y dividiendo entre el deslizamiento s se obtiene:

$$\frac{V_r}{s} - E_r = \left(\frac{R_r}{s} + j\omega_s L_{\sigma r} \right) I_r \quad (3.14)$$

La ecuación resultante se combina con la ecuación del estator para obtener la ecuación general que será utilizada en el análisis posterior.

$$V_s - \frac{V_r}{s} - (R_s + j\omega_s L_{\sigma s})I_s + \left(\frac{R_r}{s} + j\omega_s L_{\sigma r}\right)I_r = 0 \quad (3.15)$$

Adicionalmente la f. e. m. inducida en el estator es igual a:

$$E_s = j\omega_s L_m (I_s + I_r) \quad (3.16)$$

Realizando las consideraciones anteriores, el circuito equivalente del generador de inducción doblemente alimentado queda de la forma mostrada en la figura 3.3.

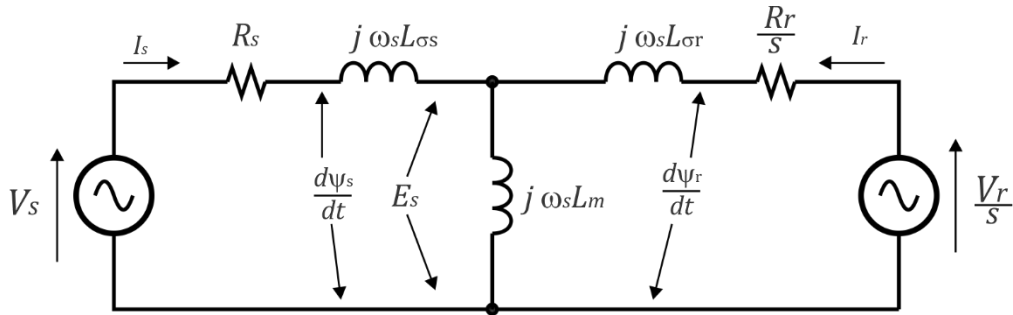


Figura 3.3 Circuito equivalente referido al estator

3.2.2. Relaciones fasoriales

El diagrama fasorial de la máquina es obtenido a partir del circuito equivalente de la figura 3.3 para las condiciones especificadas. Para ello se utilizan las ecuaciones de flujo y corriente del rotor y el estator.

$$\Psi_s = L_m (I_s + I_r) + L_{\sigma s} I_s = L_s I_s + L_m I_r \quad (3.17)$$

$$\Psi_r = L_m (I_s + I_r) + L_{\sigma r} I_r = L_m I_s + L_r I_r \quad (3.18)$$

Donde L_s y L_r son las inductancias del rotor y el estator

$$\begin{aligned} L_s &= L_{\sigma s} + L_m \\ L_r &= L_{\sigma r} + L_m \end{aligned} \quad (3.19)$$

Si se sustituyen los flujos en las expresiones de voltaje de las ecuaciones (3.12) y (3.13), se obtienen las ecuaciones de voltaje en función de los flujos.

$$V_s - R_s I_s = j\omega_s \Psi_s \quad (3.20)$$

$$V_r - R_r I_r = j s \omega_s \Psi_r \quad (3.21)$$

Con las ecuaciones resultantes (3.20) y (3.21) se realiza la construcción del diagrama fasorial de la figura 3.4, donde se representan los fasores de la máquina operando como generador, en esta figura se observan 5 ángulos de desfase distintos:

- δ : desfaseamiento entre los flujos del rotor y el estator
- γ_v : desfaseamiento entre la tensión del estator y el flujo del estator
- γ_i : desfaseamiento entre la corriente del estator y el flujo del estator
- ϕ_v : desfaseamiento entre la tensión del rotor y el flujo del rotor
- ϕ_i : desfaseamiento entre la corriente del rotor y el flujo del rotor

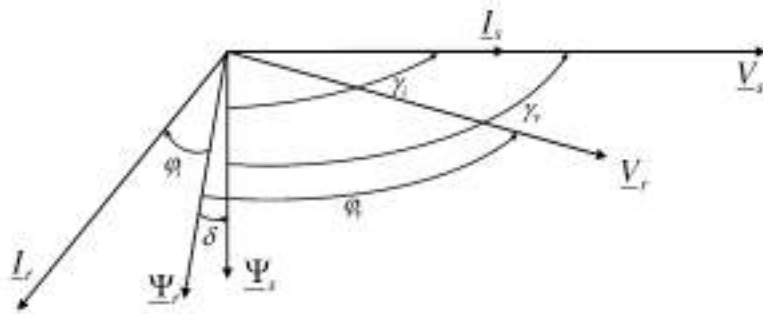


Figura 3.4 diagrama fasorial del GIDA operando como motor a velocidad subsíncrona

La figura 3.5 muestra los diagramas fasoriales del GIDA operando como generador en dos modos, cuando genera energía con factor de potencia en retraso ($Q_s > 0$) y factor de potencia en adelanto ($Q_s < 0$) donde la posición angular no se altera, variando solamente las amplitudes.

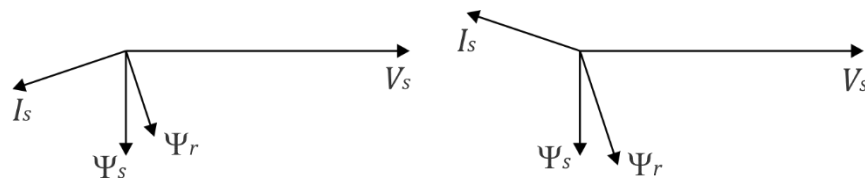


Figura 3.5 diagramas fasoriales del GIDA operando como generador

Para este caso particular, los ángulos resultantes tienen los siguientes significados:

- δ : El flujo del estator en retraso con respecto al rotor, implica que la máquina está operando como generador.
- γ_v : siempre está cercano a 90° .
- $\gamma_v = \gamma_i$: cuando la potencia reactiva del estator es igual a cero, $Q_s = 0$, con una potencia activa negativa de estator, $P_s > 0$ (que implica que el estator está inyectando potencia activa a la red).

φ_v : Siempre muy cercano a 90° (V_r en adelanto a Ψ_r en velocidades subsíncronas, y en retardo en velocidades hipersíncronas).

φ_i : cuando $\varphi_v + \varphi_i > 90^\circ$, V_r cuando ocurre en adelanto a I_r la potencia activa del rotor es negativa (el rotor recibe potencia) y $Q_r > 0$ (Inductiva, el GIDA es magnetizado a través del rotor).

3.2.2.1. Relación de potencias

Del análisis del circuito equivalente en estado permanente y los diagramas fasoriales, se analizan las relaciones de potencia. Las primeras potencias que se reconocen corresponden a las pérdidas eléctricas en el cobre, las cuales dependen de las resistencias del rotor, estator y las magnitudes de las corrientes de la máquina.

$$P_{cu-s} = 3R_s|I_s|^2 \quad (3.22)$$

$$P_{cu-r} = 3R_r|I_r|^2 \quad (3.23)$$

Cabe destacar que las pérdidas en el cobre siempre tienen signo positivo. Las pérdidas por corrientes de Eddy en los circuitos magnéticos pueden ser descartadas, ya que se consideran muy pequeñas, de esta manera junto con la potencia mecánica sin tomar en cuenta las pérdidas mecánicas, el balance de potencias de la máquina es:

$$P_s + P_r = P_{cu-s} + P_{cu-r} + P_{mec} \quad (3.24)$$

El diagrama de la figura 3.6 describe de forma gráfica este balance de potencias.

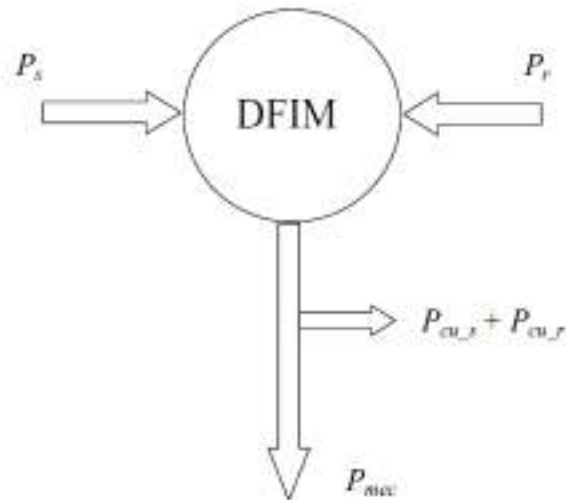


Figura 3.6. Diagrama del balance de potencias activas considerando una operación como motor.

Donde la potencia activa del estator P_s se obtiene con:

$$P_s = 3\Re\{V_s \cdot I_s^*\} = 3|V_s||I_s| \cos(\gamma_r - \gamma_i) \quad (3.25)$$

Si $P_s > 0$ la máquina recibe potencia por el estator.

Si $P_s < 0$ la máquina entrega potencia por el estator.

Además, la potencia activa del rotor se obtiene de la misma forma con:

$$P_r = 3\Re\{V_r \cdot I_r^*\} = 3|V_r||I_r| \cos(\phi_r - \phi_i) \quad (3.26)$$

Si $P_r > 0$ la máquina recibe potencia por el estator.

Si $P_r < 0$ la máquina entrega potencia por el estator.

$$P_{mec} = 3R_r \left(\frac{1-s}{s} \right) |I_r|^2 - 3 \left(\frac{1-s}{s} \right) \Re\{V_r \cdot I_r^*\} \quad (3.27)$$

$$\eta = \frac{P_{mec}}{P_s + P_r} \text{ Motor}$$

$$\eta = \frac{P_{mec}}{P_s + P_r} \text{ Generador}$$

Considerando una operación como motor la potencia mecánica P_{mec} tendrá un signo positivo que significa que la máquina entrega potencia mecánica por el eje, y cuando tiene un signo negativo esta se encuentra operando como generador eléctrico. Considerando que las pérdidas mecánicas son mínimas, la aproximación de la relación de par y potencia mecánica es:

$$P_{mec} = T_{em} \Omega_m = T_{em} \frac{\omega_m}{p} \quad (3.28)$$

Donde T_{em} es el par electromagnético del eje de la máquina, que también se expresa en términos de las corrientes de las tensiones y corrientes del rotor:

$$T_{em} = \frac{3pR_r}{\omega_m} \left(\frac{1-s}{s} \right) |I_r|^2 - \frac{3p}{\omega_m} \left(\frac{1-s}{s} \right) \Re\{V_r \cdot I_r^*\} \quad (3.29)$$

$$\text{Haciendo } \frac{\omega_m}{\omega_r} = \left(\frac{1-s}{s} \right)$$

$$T_{em} = \frac{3pR_r}{\omega_r} |I_r|^2 - \frac{3p}{\omega_r} \left(\frac{1-s}{s} \right) |V_r| |I_r| \cos(\varphi_v - \varphi_i) \quad (3.30)$$

Para obtener una expresión del par donde no se requiera de las tensiones, se parte de la ecuación de malla del estator.

$$V_s = (R_s + j\omega_s L_{\sigma s}) I_s + j\omega_s L_m (I_s + I_r) \quad (3.31)$$

Y sustituyendo en las ecuaciones de potencia activa del estator y desarrollando.

$$\begin{aligned} P_s &= 3\Re\{V_s \cdot I_s^*\} \\ P_s &= 3\Re\{R_s I_s \cdot I_s^* + j\omega_s L_{\sigma s} I_s \cdot I_s^* + j\omega_s L_m (I_s + I_r) \cdot I_s^*\} \\ &= 3R_s |I_s|^2 + 3\Re\{j\omega_s L_m I_r \cdot I_s^*\} \end{aligned} \quad (3.32)$$

De la misma manera que en el estator se parte de la ecuación de malla del rotor.

$$V_r = (R_r + js\omega_s L_{\sigma r}) I_r + js\omega_s L_m (I_s + I_r)$$

Las ecuaciones de potencia del rotor son:

$$\begin{aligned} P_r &= 3\Re\{V_r \cdot I_r^*\} \\ P_r &= 3\Re\{R_r I_r \cdot I_r^* + js\omega_s L_{\sigma r} I_r \cdot I_r^* + js\omega_s L_m (I_s + I_r) \cdot I_r^*\} \\ &= 3R_s |I_s|^2 + 3\Re\{js\omega_s L_m I_s \cdot I_r^*\} \end{aligned} \quad (3.33)$$

Sustituyendo estas dos ecuaciones en la ecuación general de potencia de la máquina (3.24), la nueva fórmula para la potencia mecánica es:

$$\begin{aligned} P_{mec} &= P_s + P_r - P_{cu-s} - P_{cu-r} \\ &= 3\Re\{j\omega_s L_m I_r \cdot I_s^*\} - 3\Re\{js\omega_s L_m I_s \cdot I_r^*\} \\ &= 3\omega_m L_m \Im\{I_r \cdot I_s^*\} \end{aligned} \quad (3.34)$$

Finalmente, de esta última fórmula se extrae el par electromagnético:

$$T_{em} = 3pL_m \Im\{I_r \cdot I_s^*\} \quad (3.35)$$

3.2.3. Cálculo de las potencias reactivas

Utilizando el mismo análisis que se hizo para las potencias activas, se obtienen estas fórmulas utilizando las corrientes y algunos parámetros de la máquina, donde, en el caso del estator se obtienen:

$$\begin{aligned}
Q_s &= 3\Im\{V_s \cdot I_s^*\} \\
&= 3\Im\{R_s I_s \cdot I_s^* + j\omega_s L_{\sigma s} I_s \cdot I_s^* + j\omega_s L_m (I_s + I_r) \cdot I_s^*\} \\
&= 3\omega_s L_s |I_s|^2 + 3\omega_s L_m \Re\{I_r \cdot I_s^*\}
\end{aligned} \tag{3.36}$$

De la misma forma, para el rotor.

$$\begin{aligned}
Q_r &= 3\Im\{V_r \cdot I_r^*\} \\
&= 3\Im\{R_r I_r \cdot I_r^* + js\omega_s L_{\sigma r} I_r \cdot I_r^* + js\omega_s L_m (I_s + I_r) \cdot I_r^*\} \\
&= 3s\omega_s L_r |I_r|^2 + 3s\omega_s L_m \Re\{I_s \cdot I_r^*\}
\end{aligned} \tag{3.37}$$

3.2.4. Relaciones aproximadas

A partir de las relaciones (3.32) y (3.33), si no se toman en cuenta las pérdidas en el cobre del rotor y el estator, la relación directa entre estas dos potencias es:

$$P_r \cong -sP_s \tag{3.38}$$

Por tanto, la potencia mecánica se aproxima a partir de (3.10) haciendo.

$$P_{mec} \cong P_s + sP_s = (1 - s)P_s \tag{3.39}$$

Por otra parte, si se sustituye la relación de par y potencia (3.28) en la aproximación anterior, se obtiene.

$$P_r \cong \frac{\omega_m}{\omega_s} P_s \cong T_{em} \frac{\omega_m}{p} \tag{3.40}$$

También se aproxima una relación de par electromagnético con la potencia del estator:

$$P_s \cong T_{em} \frac{\omega_s}{p} \tag{3.41}$$

Y de forma similar para el rotor:

$$P_r \cong -T_{em} \frac{\omega_r}{p} \tag{3.42}$$

3.3. Operación en cuatro cuadrantes

A partir de las relaciones de potencia que se analizaron anteriormente, se estudian las diferentes condiciones en las que opera la máquina de inducción doblemente alimentada, a diferentes velocidades y potencias. La figura 3.7 muestra el ejemplo de este flujo de potencias cuando se opera como motor, con alimentación de potencia en rotor y estator.

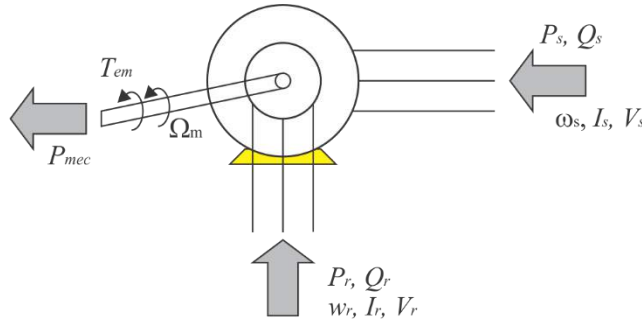


Figura 3.7. Esquema que muestra las entradas y salidas de potencia mecánica y eléctrica del MIDA, cuando se opera como motor

En la tabla 3.1 se muestra cada una de las 4 posibles combinaciones. Adicionalmente la figura 3.8 muestra de forma gráfica los cuatro cuadrantes de operación con respecto a la velocidad y par de la máquina.

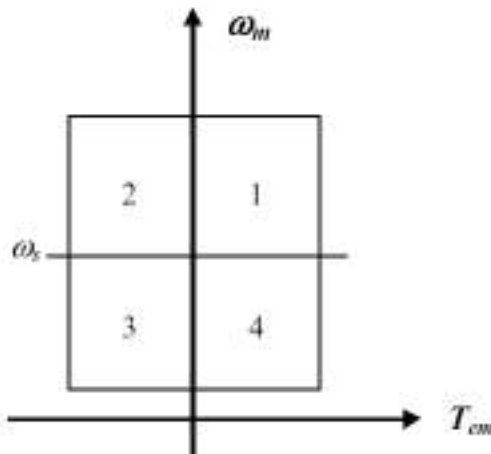


Figura 3.8. Ubicación de los cuatro cuadrantes de operación en el plano par-velocidad.

Tabla 3.1 modos de operación del MIDA

	Modo	Velocidad	P_{mec}	P_s	P_r
1	Motor ($T_{em}>0$)	$S<0$ ($\omega_m>\omega_s$) Hipersíncrona	>0 (Entrega potencia mecánica)	>0 (Recibe potencia por el estator)	>0 (Recibe potencia por el rotor)
2	Generador ($T_{em}<0$)	$S<0$ ($\omega_m>\omega_s$) Hipersíncrona	<0 (Recibe potencia mecánica)	<0 (Entrega potencia por el estator)	<0 (Entrega potencia por el rotor)
3	Generador ($T_{em}<0$)	$S>0$ ($\omega_m<\omega_s$) Subsíncrona	<0 (Recibe potencia mecánica)	<0 (Entrega potencia por el estator)	>0 (Recibe potencia por el rotor)
4	Motor ($T_{em}>0$)	$S>0$ ($\omega_m<\omega_s$) Subsíncrona	>0 (Entrega potencia mecánica)	>0 (Recibe potencia por el estator)	<0 (Entrega potencia por el rotor)

3.4. Modelo dinámico de la máquina

El modelo que se presentó en la sección anterior sirve únicamente para conocer el comportamiento de la máquina en estado estacionario. Para realizar el diseño de los lazos de control del MIDA, se debe utilizar un modelo dinámico que describa el comportamiento ante los transitorios y las variaciones en sus entradas. Para obtener dicho modelo, se parte del circuito equivalente monofásico del GIDA, donde los flujos magnéticos enlazan el estator y el rotor de la máquina (figura 3.3). Las ecuaciones de estado del MIDA se obtienen en el marco de referencia estacionario ($\alpha\beta$) y en el marco de referencia síncrono (dq), el primero se utiliza para construir un modelo de simulación en el paquete Simulink™, el segundo se utiliza para realizar el diseño de los lazos de control, que incluye los lazos de desacople para obtener la transformada de Laplace de la función de transferencia del sistema que permitirá realizar la sintonización de sus controladores. A partir del circuito de la figura 3.3 se obtiene la ecuación de tensión del estator en el marco de referencia estacionario.

$$\vec{v}_{\alpha\beta s} = R_s \vec{i}_{\alpha\beta s} + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_{\alpha\beta s} \quad (3.43)$$

De la misma forma se obtiene la ecuación del rotor referida al marco de referencia del rotor (DQ).

$$\vec{v}_{DQs} = R_s \vec{i}_{DQs} + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_{DQs} \quad (3.44)$$

Que rota con una frecuencia angular ω_m , que se traslada al marco de referencia estacionario ($\alpha\beta$) multiplicando por el factor $e^{j\theta_m}$ y considerando la ecuación (3.12).

$$\vec{v}_{\alpha\beta r} = R_r \vec{i}_{\alpha\beta r} + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_{\alpha\beta r} - j\omega_m \vec{\psi}_{\alpha\beta r} \quad (3.45)$$

Adicionalmente, la relación entre los flujos magnéticos del rotor y el estator se obtienen con:

$$\begin{aligned} \psi_{\alpha s} &= L_s i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} \\ \psi_{\beta s} &= L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} \end{aligned} \quad (3.46)$$

$$\begin{aligned} \psi_{\alpha r} &= L_m i_{\alpha s} + L_r i_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} &= L_m i_{\beta s} + L_r i_{\beta r} \end{aligned} \quad (3.47)$$

Las inductancias medidas en el rotor y el estator se expresan por:

$$\begin{aligned} L_s &= L_m + L_{\sigma s} \\ L_r &= L_m + L_{\sigma r} \end{aligned} \quad (3.48)$$

La figura 3.9 muestra los circuitos equivalentes obtenidos a partir de las ecuaciones en el marco de referencia estacionario ($\alpha\beta$), donde cada circuito corresponde a un eje coordenado.

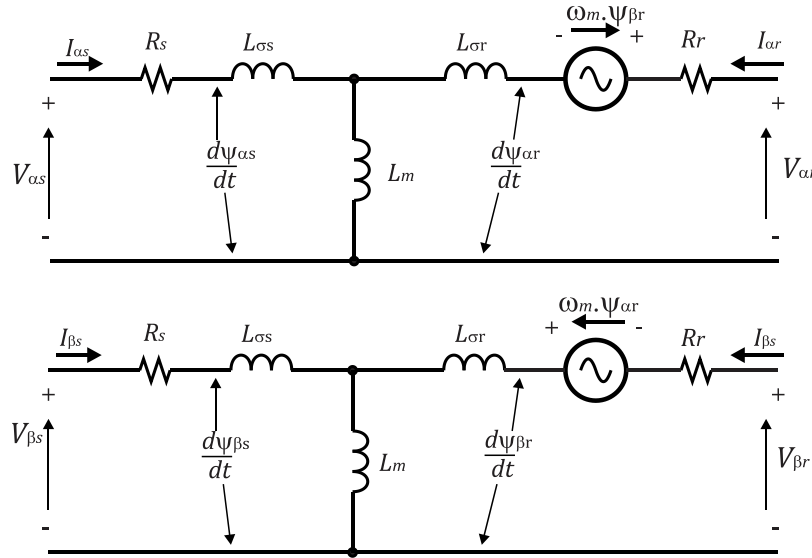


Figura 3.9 Circuitos equivalentes del MIDA en el marco de referencia estacionario ($\alpha\beta$).

Es importante mencionar que ambos circuitos se encuentran acoplados por fuentes controladas que representan al término $j\omega_m \vec{\psi}_{\alpha\beta r}$. A partir de estas ecuaciones se construye el modelo de simulación de la máquina en Simulink™ /Matlab que será utilizado para validar los lazos de control propuestos [3]. La relación de potencias eléctricas entre el estator y el rotor se calculan con las relaciones:

$$\begin{aligned} P_s &= \frac{3}{2} \Re\{\vec{v}_s \cdot \vec{i}_s\} = \frac{3}{2} (v_{\alpha s} \cdot i_{\alpha s} + v_{\beta s} \cdot i_{\beta s}) \\ P_r &= \frac{3}{2} \Re\{\vec{v}_r \cdot \vec{i}_r\} = \frac{3}{2} (v_{\alpha r} \cdot i_{\alpha r} + v_{\beta r} \cdot i_{\beta r}) \end{aligned} \quad (3.49)$$

$$\begin{aligned} Q_s &= \frac{3}{2} \Im\{\vec{v}_s \cdot \vec{i}_s\} = \frac{3}{2} (v_{\beta s} \cdot i_{\alpha s} - v_{\alpha s} \cdot i_{\beta s}) \\ Q_r &= \frac{3}{2} \Im\{\vec{v}_r \cdot \vec{i}_r\} = \frac{3}{2} (v_{\beta r} \cdot i_{\alpha r} - v_{\alpha r} \cdot i_{\beta r}) \end{aligned} \quad (3.50)$$

Nota: cuando se opera a velocidad síncrona no se debe hacer referencia a la potencia reactiva en el rotor Q_r , ya que a través de este circularían corrientes y tensiones de CD entre el rotor de la máquina y el convertidor, donde la frecuencia del rotor ω_r es cero, mientras que la fórmula de potencia activa si puede ser utilizada, por ello es mejor referirse a estas tensiones y corrientes como excitación magnética. El par de la máquina también se expresa en el marco de referencia estacionario:

$$T_{em} = \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) (\vec{\psi}_{\alpha\beta r} \times \vec{i}_{\alpha\beta s}) = \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) \left(\frac{L_m}{L_r} \right) (\psi_{\alpha r} i_{\beta s} - \psi_{\beta r} i_{\alpha s}) \quad (3.51)$$

El modelo de la máquina en el marco de referencia síncrono y referido al estator, se obtiene multiplicando las ecuaciones en el marco de referencia estacionario por los factores $e^{-j\theta_s}$ y $e^{-j\theta_r}$ que representan la rotación vectorial con respecto a la tensión del estator y el rotor.

$$\begin{aligned} \vec{v}_s^a &= R_s \vec{i}_s^a + \frac{d\vec{\psi}_s^a}{dt} + j\omega_s \vec{\psi}_s^a \\ \vec{v}_r^a &= R_r \vec{i}_r^a + \frac{d\vec{\psi}_r^a}{dt} + j(\omega_s - \omega_m) \vec{\psi}_r^a \end{aligned} \quad (3.52)$$

Donde el superíndice a denota que estos son vectores referidos al marco de referencia síncrono de la red (dq), donde aparecen los coeficientes $j\omega_s \vec{\psi}_s^a$ y $j\omega_s \vec{\psi}_s^a$ que forman los acoplamientos entre las ecuaciones en el eje d y el eje q , tal como se muestra en el esquemático de la figura 3.10.

Estos acoplamientos se expresan en términos de las frecuencias del estator ω_s y del rotor ω_r , y de la misma forma que en el modelo en $(\alpha\beta)$. De manera análoga al convertidor por el lado de la red (CLR) que se presenta en el capítulo 2, cuando se hace el desarrollo en variables de estado, estos elementos impiden que se obtengan las transformadas de Laplace de las ecuaciones correspondientes a cada eje coordenado. Para obtener el modelo en espacio de estados, se utiliza la versión matricial de (3.46), (3.47) y (3.48).

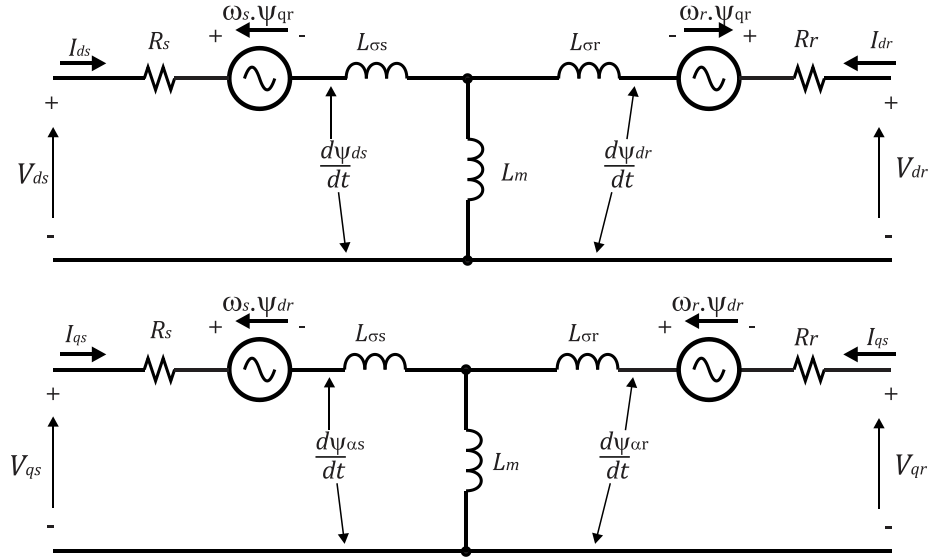


Figura 3.10. Circuito equivalente del MIDA en el marco de referencia síncrono (dq)

$$\begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

Esta se expresa también en función de los flujos magnéticos.

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_m^2 - L_r L_s} \begin{bmatrix} -L_r & 0 & L_m & 0 \\ 0 & -L_r & 0 & L_m \\ L_m & 0 & -L_s & 0 \\ 0 & L_m & 0 & -L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

De (3.54) se extrae el factor $\sigma = \frac{L_r L_s - L_m^2}{L_r L_s}$ al que se le denomina factor de dispersión. La expansión del sistema de ecuaciones (3.52) tiene la forma:

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

Combinando (3.55) y (3.56) con (3.54) se obtiene la ecuación de estado en función de los flujos de la máquina:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s\sigma} & \omega_s & \frac{R_s L_m}{L_s L_r \sigma} & 0 \\ -\omega_s & -\frac{R_s}{L_s\sigma} & 0 & \frac{R_s L_m}{L_s L_r \sigma} \\ \frac{R_r L_m}{L_s L_r \sigma} & 0 & -\frac{R_r}{L_r\sigma} & \omega_r \\ 0 & \frac{R_r L_m}{L_s L_r \sigma} & -\omega_r & -\frac{R_r}{L_r\sigma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

De forma similar se expresa en función de las corrientes de rotor y estator:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s\sigma} & \omega_s & \frac{R_s L_m}{L_s L_r \sigma} & 0 \\ -\omega_s & -\frac{R_s}{L_s\sigma} & 0 & \frac{R_s L_m}{L_s L_r \sigma} \\ \frac{R_r L_m}{L_s L_r \sigma} & 0 & -\frac{R_r}{L_r\sigma} & \omega_r \\ 0 & \frac{R_r L_m}{L_s L_r \sigma} & -\omega_r & -\frac{R_r}{L_r\sigma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_r L_s} \begin{bmatrix} L_r & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -L_m \\ -L_m & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

De la misma forma, el par electromagnético expresado en el marco de referencia síncrono es:

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) \left(\frac{L_m}{L_r} \right) (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) \quad (3.59)$$

3.4.1. Modelo de simulación de la maquina

De la misma forma en que se realizó la obtención del modelo en variables de estado en el marco de referencia síncrono, el modelo equivalente en el marco de referencia estacionario ($\alpha\beta$) parte de la forma matricial de las ecuaciones de par y flujo magnético que son (3.60) y su forma inversa (3.61).

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_m^2 - L_r L_s} \begin{bmatrix} -L_r & 0 & L_m & 0 \\ 0 & -L_r & 0 & L_m \\ L_m & 0 & -L_s & 0 \\ 0 & L_m & 0 & -L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

Las formas expandidas de (3.55) y (3.56) serían en ($\alpha\beta$) las siguientes:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha s} \\ \psi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha r} \\ v_{\beta r} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

Combinando (3.60), (3.62) y (3.63), se reacomoda para obtener la ecuación de estados en función de los flujos magnéticos.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha s} \\ \psi_{\beta s} \\ \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s \sigma} & 0 & \frac{R_s L_m}{L_s L_r \sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s \sigma} & 0 & \frac{R_s L_m}{L_s L_r \sigma} \\ \frac{R_r L_m}{L_s L_r \sigma} & 0 & -\frac{R_r}{L_r \sigma} & -\omega_m \\ 0 & \frac{R_r L_m}{L_s L_r \sigma} & \omega_m & -\frac{R_r}{L_r \sigma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha s} \\ \psi_{\beta s} \\ \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ v_{\alpha r} \\ v_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

También se puede expresar en términos de la corriente y así el sistema en espacio de estados del MIDA que se obtiene, es el siguiente:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} &= \frac{1}{\sigma L_r L_s} \begin{bmatrix} -R_s L_r & \omega_m L_m^2 & R_r L_m & \omega_m L_m L_r \\ -\omega_m L_m^2 & -R_s L_r & -\omega_m L_m L_r & R_r L_m \\ R_s L_m & -\omega_m L_m L_s & -R_r L_s & -\omega_m L_s L_r \\ \omega_m L_m L_s & R_s L_m & \omega_m L_s L_r & -R_r L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \\ &+ \frac{1}{\sigma L_r L_s} \begin{bmatrix} L_r & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -L_m \\ -L_m & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ v_{\alpha r} \\ v_{\beta r} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.65)$$

Y el par electromagnético se obtiene a partir de las corrientes del estator con:

$$T_e = \frac{3}{2} p L_m (i_{\alpha r} i_{\beta s} - i_{\beta s} i_{\beta r}) \quad (3.66)$$

Para realizar la simulación del comportamiento dinámico del MIDA en un entorno de cálculo matemático o simulación, el esquema de la figura 3.11 se construyó para su implementación en el paquete Simulink™ del software Matlab, también es adecuado para su implementación en otros paquetes de simulación especializados en sistemas electromecánicos.

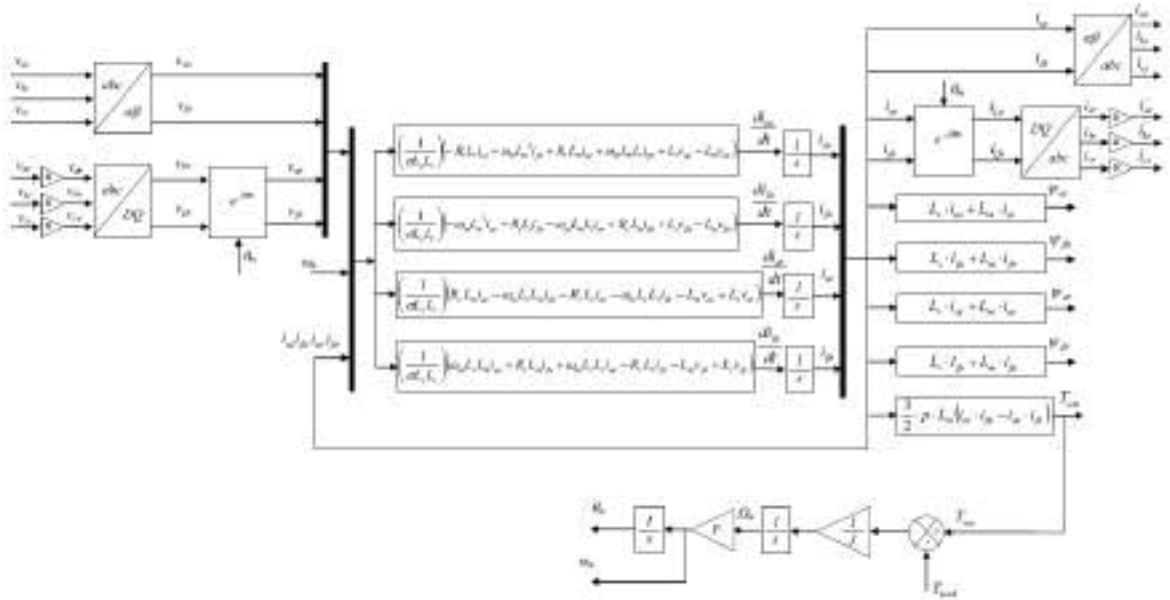


Figura 3.11. Esquema del modelo de simulación en Simulink™

Este modelo considera las siguientes variables de entrada, salida y parámetros:

- *Entradas.* Tensiones trifásicas de línea del estator $\vec{v}_{abcs}$, tensiones de rotor $\vec{v}_{abcr}$ (trifásicas) y un par de carga T_{em} .
- *Parámetros.* Parámetros constantes del MIDA incluyendo los eléctricos y partes mecánicas.
- *Salidas.* Corrientes trifásicas del estator $\vec{i}_{abcs}$, corrientes del rotor $\vec{i}_{abcr}$ los flujos electromagnéticos el par, velocidad, y posición del rotor.

Para el cálculo de las corrientes de la máquina se hace uso de la ecuación (3.65), convirtiendo primero las tensiones trifásicas al marco de referencia estacionario ($\alpha\beta$), considerando que, para las tensiones del rotor esto se hace utilizando la transformada de Park y la posición/ángulo actual del rotor θ_m , las corrientes en ($\alpha\beta$) que se obtienen de la solución numérica de (3.65) son utilizadas para calcular el par y los flujos de la máquina utilizando (3.66) y (3.61), respectivamente, otras salidas son también la transformación al sistema trifásico de las corriente del MIDA. Este modelo también requiere de la relación de tensiones entre el rotor y el estator para las variables del rotor. El modelo eléctrico se le añade el modelo mecánico simplificado que incluye al momento de inercia y la carga de la máquina, sin considerar las pérdidas mecánicas, y que se representa por:

$$T_{em} - T_{load} = J \frac{d\Omega_m}{dt} \quad (3.67)$$

Donde, T_{load} es el par mecánico externo (Nm) aplicado en el eje de la máquina, J (kg m^2) es la inercia equivalente al eje del rotor y la velocidad en el eje de la máquina Ω_m (rad/s). Con este modelo mecánico se obtiene en su salida la velocidad de rotación del eje ω_m y el ángulo θ_m .

3.5. Medición de parámetros del MIDA

En el laboratorio se tiene una Máquina de Inducción Doblemente Alimentada (MIDA) con los datos de placa que se muestran en la tabla 3.1. La MIDA que se tiene fue diseñada para operar originalmente como motor, sin embargo, se considera que esta puede operar como generador eléctrico, pero con un rendimiento menor ya que no fue diseñada para operar como generador de inducción. Usualmente los fabricantes no proporcionan los parámetros internos de sus máquinas, salvo algunas excepciones, donde están destinadas para su uso con variadores de velocidad que implementan lazos de control vectorial.

Tabla 3.1. Características del generador de inducción de doble alimentación SPR 132 L6 HW Utilizado.

Característica	Valor
Fabricante	VEM
Potencia Nominal	5.5 kW
Velocidad síncrona	1200 rev/min
No. De Polos	6
Tensión de línea en el estator	230 V Δ
Corriente Nominal del estator	21.7 A
Tensión de línea en el rotor	180 V Y
Corriente máxima del rotor	19.5 A
Factor de potencia	0.79
Relación de transformación entre rotor y estator	0.78

Para realizar la verificación mediante simulaciones y realizar la sintonización de los controladores del MIDA, que serán comparados con los resultados experimentales. El modelo dinámico del (MIDA/GIDA), el análisis en estado permanente y la sintonización de sus lazos requieren que se utilicen los parámetros que se muestran en la sección 3.2.1 de este capítulo. La norma IEEE 112-2017 establece lineamientos y pruebas de laboratorio para determinar los parámetros de los distintos tipos de Máquinas de Inducción (MI) [45]. Estos lineamientos utilizan los datos de la placa del MIDA

(tabla 3.1), y propone la realización de mediciones de la resistencia de los devanados en corriente directa, que se realizan a temperatura ambiente y temperatura de trabajo. Se realizan pruebas de banco en vacío y con rotor bloqueado. En estas pruebas se hacen mediciones de potencia, corrientes y tensiones para obtener los parámetros de acuerdo a los circuitos equivalentes establecidos en la norma. El desarrollo en base a los circuitos equivalentes y algunos ejemplos se presentan de forma extensa en [19].

3.5.1. Medición de la resistencia del cobre

Para determinar la resistencia del cobre en los devanados de la máquina, se alimenta corriente directa en una fase de máquina, y se mide la caída de tensión en sus terminales, para determinar la resistencia con base a la ley de ohm. Para obtener una medición más precisa se realizaron mediciones a distintos valores de corriente, considerando una temperatura ambiente de 25°C y una temperatura de trabajo de 60°C.

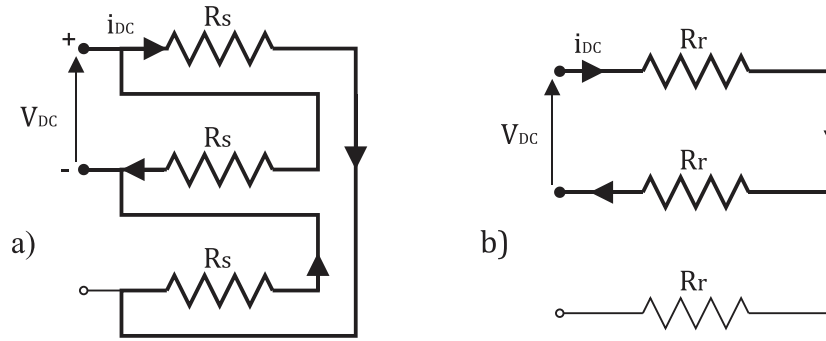


Figura 3.12. Circuito equivalente para estimar la resistencia de DC de a) estator y b) rotor

Debido a que el estator de la máquina se encuentra en una conexión tipo delta, y el modelo de la máquina se construyó considerando una configuración en estrella, se deben de obtener valores de resistencia equivalentes en estrella. La resistencia equivalente en delta se obtiene considerando un circuito serie paralelo de resistencias con el mismo valor como se observa en el circuito de la figura 3.12a.

$$R_{s\Delta} = R_s \parallel (R_s + R_s) = \frac{2}{3} R_s \quad (3.67)$$

Esta resistencia equivalente en delta se convierte a su equivalente en estrella

$$R_{sY} = \frac{R_{s\Delta}^2}{R_{s\Delta} + R_{s\Delta} + R_{s\Delta}} \quad (3.68)$$

Sustituyendo 3.67 en 3.68 la resistencia del estator se calcula directamente con:

$$R_{sY} = \frac{1}{2} R_{s\Delta} \quad (3.69)$$

Los devanados del rotor están conectados en estrella, por lo tanto, la resistencia medida corresponde a las resistencias de dos devanados en serie $R_r = \frac{1}{2} R_{medida}$. Los valores deberán estar referidos al estator, por ello se aplica la relación de transformación a los valores obtenidos.

$$R_r = \frac{1}{2u^2} R_{medida} \quad (3.70)$$

3.5.2. Pruebas en vacío y rotor bloqueado

De acuerdo al método propuesto en la norma IEEE 112-2017 para el cálculo de los parámetros de la máquina [45], se deberá de realizar una prueba en vacío (sin una carga mecánica acoplada al rotor) y una prueba con rotor bloqueado. La prueba con rotor bloqueado se realiza a frecuencia nominal, y esta se realiza incrementando la tensión en el estator hasta encontrar un valor donde la corriente demandada corresponde a su valor nominal. En el caso del MIDA estas pruebas se deben de realizar con las conexiones del rotor puestas en corto circuito. Las mediciones realizadas se utilizan para el cálculo de los parámetros en rotor bloqueado, considerando el circuito de la figura 3.13.

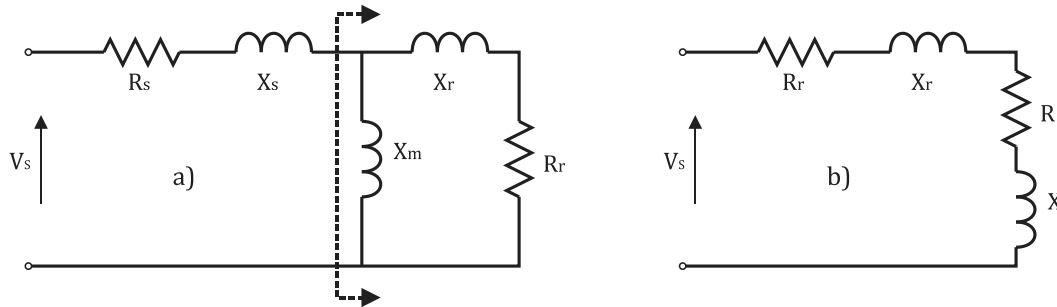


Figura 3.13. a) Circuito equivalente en rotor bloqueado y b) su forma simplificada.

Para el análisis se parte de la consideración que la corriente demandada por la inductancia de magnetización es muy pequeña, debido a reducida tensión que se aplica a la máquina (figura 3.13b) [19]. A partir de las tensiones, corrientes y potencia medidas junto con las resistencias de los devanados se procede a obtener el valor de la inductancia del estator. Primero se calcula la resistencia equivalente en rotor bloqueado, y con esta se obtiene la resistencia del rotor referida al estator.

$$R = \frac{P_s}{3I_s^2} \quad (3.71)$$

$$R_r = R - R_s \quad (3.72)$$

La impedancia de los devanados se calcula con (3.73) y se procede a sustraer la resistencia para obtener la reactancia inductiva total.

$$Z = \frac{V_s}{I_s} \quad (3.73)$$

$$X = \sqrt{Z^2 - R^2} = X_{\sigma s} + X_{\sigma r} \quad (3.74)$$

De acuerdo a la norma IEEE 112-2017 se debe de considerar $X_{\sigma s} = X_{\sigma r}$ para MI de clase A, D y rotor devanado [45]. Por lo que las inductancias se encuentran con:

$$X_{\sigma s} = X_{\sigma r} = \frac{X}{2} \quad (3.75)$$

$$L_{\sigma r} = \frac{X_{\sigma s}}{\omega_s} = L_{\sigma s} = \frac{X_{\sigma s}}{\omega_s} \quad (3.76)$$

La prueba en vacío se realiza con tensión y frecuencia nominal, obteniéndose otros valores de potencia y corrientes del MIDA. Para este análisis se considera el circuito equivalente de la figura 3.14 y los valores obtenidos con la prueba de rotor bloqueado.

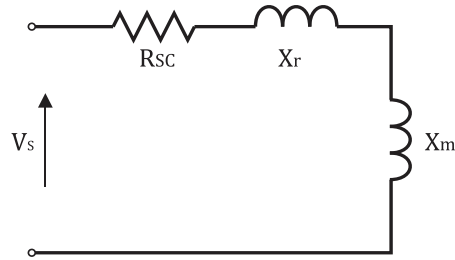


Figura 3.14. Modelo equivalente monofásico del GIDA

Las pérdidas rotacionales se determinan con la potencia medida, las corrientes del estator y la tensión nominal suministrada.

$$P_{rot} = P_{SC} - 3I_s^2 R_s \quad (3.75)$$

$$Z_{SC} = \frac{V_s}{I_s} \quad (3.76)$$

$$R_{SC} = \frac{P_{SC}}{3I_s^2} \quad (3.77)$$

$$X_{SC} = \sqrt{Z_{SC}^2 - R_{SC}^2} \quad (3.78)$$

$$X_m = X_{SC} - X_s \quad (3.79)$$

$$L_m = \frac{X_m}{\omega_s} \quad (3.80)$$

3.5.3. Mediciones experimentales

Para la medición de la resistencia de los devanados se utilizó una fuente de laboratorio con tensión y corriente variables, junto con un multímetro digital de 4 y ½ dígitos. Las resistencias medidas se muestran en la tabla 3.2, estas se midieron a diferentes valores de corriente de prueba.

Tabla 3.2 Mediciones de resistencia en los devanados del estator

Corriente de prueba (A)	Resistencia Medida a 25(°C)		
	AB (Ω)	BC (Ω)	CA (Ω)
1	0.403	0.418	0.408
2	0.4145	0.4105	0.415
4	0.41775	0.41625	0.41525
6	0.42167	0.4165	0.415
Promedio	0.414229	0.41531	0.4133
	2R _s =		0.414

Se obtiene un promedio de la resistencia medida que será el valor reportado en los parámetros estimados, la resistencia del estator considerando una conexión en estrella de los devanados es R_s=0.207(Ω).

Tabla 3.3. Mediciones de resistencia en los devanados del estator

Corriente de prueba (A)	Resistencia Medida a 25(°C)		
	AB (Ω)	BC (Ω)	CA (Ω)
1	0.38	0.35	0.35
2	0.314	0.3	0.33
4	0.3068	0.306	0.305
6	0.29	0.2827	0.2967
Promedio	0.3227	0.3097	0.320
	2R' _r =		0.3176

La resistencia del rotor deberá estar referida al estator, por ello se deberá aplicar la relación de transformación u al promedio obtenido, la relación de transformación se obtiene de las tensiones nominales de rotor y estator.

$$u = \frac{v_s}{v_r} = \frac{230}{180} = 1.2778$$

Entonces la resistencia promedio del rotor referida al estator se obtiene con:

$$R_r = \frac{(0.3176)(1.2778)^2}{2} = 0.259 \Omega$$

Las pruebas de en vacío y rotor bloqueado se realizaron con un analizador de potencia trifásico y un variac trifásico con un rango de tensión de 0 a 240V, y los devanados del rotor conectados en corto. Utilizando el método expuesto en la norma IEEE 112-2017 se realiza el cálculo de los parámetros del circuito equivalente para la prueba en vacío, utilizando los valores medidos de la tabla 3.2.

Tabla 3.2 Mediciones realizadas en las pruebas en vacío

Fase	Tensión de Fase (V)	Corriente de Fase (A)	Potencia por Fase (W)	Potencia aparente (VA)
Va	131.32	14.511	629	1100
Vb	131.29	13.9	625	1060
Vc	131.82	14.622	680	1112
Promedio	131.48	14.34	-	-
		Totales	$P_s=1934$	$S_s=3272$

Utilizando los valores de resistencia obtenidos con las pruebas en CD se hace el cálculo de las impedancias equivalentes en vacío.

$$P_{rot} = 1934 - 3(14.34)^2(0.207) = 1807.2 W$$

$$Z_{sc} = \frac{132.14}{14.34} = 9.32 \Omega$$

$$R_{sc} = \frac{(1934)}{3(14.34)^2} = 3.207 \Omega$$

$$X_{sc} = \sqrt{9.32^2 - 3.207^2} = j8.75\Omega$$

Las mediciones de la prueba con rotor bloqueado se encuentran en la tabla 3.3, con estas se procede a calcular las impedancias en rotor bloqueado.

Tabla 3.3 Mediciones realizadas en las pruebas con rotor bloqueado

Fase	Tensión de Fase (V)	Corriente de Fase (A)	Potencia por Fase (W)	Potencia aparente (VA)
Va	30.55	22.99	301	403
Vb	29.41	22.461	297	389
Vc	30.59	22.707	296	391
Promedio	30.18	22.72	-	-
		Totales	P _s =894	S _s =1183

$$R_{Bl} = \frac{(894)}{3(22.72)^2} = 0.575 \Omega$$

$$Z_{Bl} = \frac{30.18}{22.72} = 1.329 \Omega$$

$$X_{Bl} = \sqrt{1.329^2 - 0.575^2} = j1.1976\Omega$$

Esta impedancia se utiliza para calcular la inductancia de magnetización, las inductancias de fuga del estator y rotor.

$$R_r = R_{Bl} - R_s = 0.575 - 0.207 = 0.37\Omega$$

$$X_{\sigma s} = X_{\sigma r} = \frac{1.198}{2} = j0.599\Omega$$

$$X_m = 8.75 - 0.599 = j8.15\Omega$$

$$L_{\sigma s} = L_{\sigma r} = \frac{0.599}{377} = 1.59 \text{ mH}$$

$$L_m = \frac{8.15}{377} = 21.62 \text{ mH}$$

Finalmente, en la tabla 3.4 se compilan todas las características y parámetros del MIDA que incluyen los datos de la placa y los parámetros que se acaban de calcular. Se incluyen, además, los momentos de inercia del MIDA y de ésta, cuando esta acoplada a una máquina de inducción con la que se emula la turbina eólica, estos datos se encuentran en las hojas de datos de los fabricantes, que se incluyen en el apéndice b.

Tabla 3.4 Parámetros de la máquina de inducción doblemente alimentada

Característica	Valor	Descripción
Velocidad síncrona	1200 rev/min	Velocidad desarrollada a 60Hz
Potencia Nominal	5.5 kW	Potencia trifásica del estator
Tensión nominal del estator	230 V	Tensión de línea RMS
Corriente nominal del estator	22.5 A	Corriente nominal RMS
Conexión del estator	Delta	
P	3	Pares de polos
Tensión nominal del rotor	180 V	Tensión de línea RMS del rotor
Corriente nominal del rotor	19.5 A	Corriente nominal del rotor RMS
Conexión del rotor	Estrella	
u	1.2778	Relación de transformación
R_s	0.207 Ω	Resistencia del estator
$L_{\sigma s}$	1.59 mH	Inductancia de fuga del estator
L_m	21.62 mH	Inductancia de magnetización
R'_r	0.158 Ω	Resistencia del estator
$L'_{\sigma r}$	974 μ H	Inductancia de fuga del rotor
R_r	0.259 Ω	Resistencia del rotor referida al estator
$L_{\sigma r}$	1.59 mH	Inductancia de fuga del rotor referida al estator
L_s	23.21 mH	Inductancia del estator
L_r	23.21 mH	Inductancia del rotor
J_{GIDA}	0.078 Kg m ²	Momento de inercia del rotor del GIDA
J	0.131 Kg m ²	Momento de inercia del GIDA acoplado a la MI

3.5.4. Estimación “en línea” de los parámetros del MIDA

Una de la característica de los sistemas de control moderno es la adaptabilidad, la tendencia es crear sistemas inteligentes que sean capaces de encontrar automáticamente las características del sistema, y ajustar los puntos de operación, para ahorrar esta tarea al operario, y ejecutar este análisis de forma periódica para mantener condiciones de operación óptimas. La capacidad del controlador de obtener en línea los parámetros de la máquina de la que no se conocen previamente sus parámetros y así poder sintonizar sus lazos de control automáticamente se conoce como “auto-comisionado” o bien por su término en inglés “Self commissioning”. Un algoritmo de este tipo permite al Procesador Digital de Señales (DSP) utilizado en el control de la máquina obtener sus parámetros, por medio de rutinas donde alimenten corrientes y tensiones de prueba a la máquina, realizando mediciones que le permitan calcular los parámetros buscados. En la figura 3.15 se muestra un diagrama a bloques de una rutina de cálculo de los parámetros de la máquina implementada en Simulink/Matlab que recibe datos del convertidor a través de un enlace digital entre el DSP y la computadora.

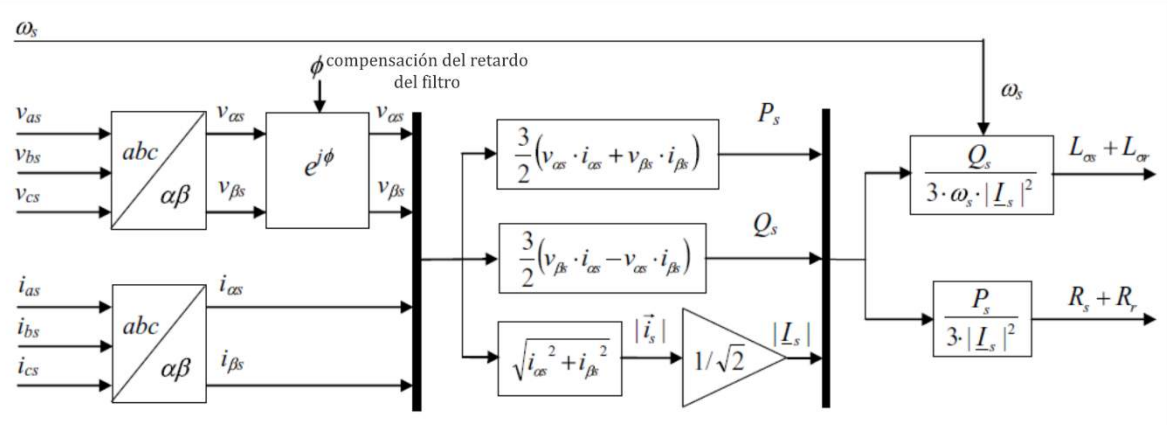


Figura 3.15. Diagrama a bloques del estimador de parámetros implementado en Matlab.

3.6. Pruebas de la máquina

3.6.1. Análisis en estado permanente del GIDA del laboratorio

El análisis en estado permanente del GIDA se realiza con los parámetros de la tabla 3.4 que se obtuvieron en la sección anterior. El primer caso que se analiza es como generador y a velocidad hipersíncrona. Para ello se considera un deslizamiento máximo de $s = \pm 0.25$ de acuerdo a lo especificado en la hoja de datos, esto significa que la potencia que será transferida a través del rotor no excederá el 25% de la potencia nominal.

$$P_{mec} = 5500(1 + 0.25) = 6875 \text{ W}$$

La potencia aparente del estator es:

$$S_s = 3(132)(22) = 8712 \text{ VA}$$

El factor de potencia del estator sería el siguiente:

$$Fp = \frac{5500}{8712} = 0.737$$

Dado que este análisis se realiza para el generador funcionando en velocidad hipersíncrona, la potencia del estator es $P_s = -5500 \text{ W}$, para una tensión nominal de estator de $V_s = 132.8 \text{ V}$, la potencia reactiva del estator es:

$$Q_s = \sqrt{8712^2 - 5500^2} = 6064 \text{ VAR}$$

La potencia reactiva que se obtiene con los datos de placa seria la potencia reactiva total que necesita consumir la máquina en un esquema de generación de energía. Una parte de este reactivo puede ser alimentado a través del rotor de la máquina. Sin embargo, debido a que se tiene como límite la corriente nominal del rotor, el reactivo máximo que se puede inyectar depende de la potencia real que pasa por el rotor debiendo de mantener una corriente máxima por debajo de la nominal. En este caso la tensión de rotor máxima con un deslizamiento de 25% es

$$V_r' = S V_{r\text{ placa}} = 0.25(180) = 45 \text{ V}$$

La potencia aparente del rotor se obtiene con la corriente nominal.

$$S_r = \sqrt{3}(45)(19.0) = 1481 \text{ VA}$$

La potencia real del rotor para un deslizamiento de $s=-0.25$, es $P_r = -(-0.25)5500 = 1375 \text{ W}$, por ello el reactivo máximo que se puede inyectar a través del rotor es:

$$Q_r = \sqrt{S_r^2 - P_r^2} = \sqrt{1481^2 - 1375^2} = 550 \text{ W}$$

Considerando el reactivo que se puede inyectar a través del rotor, el reactivo que consume el estator será de:

$$Q_s = Q_T - Q_r = 6065 - 550 = 5514 \text{ VAR}$$

La corriente I_s se obtiene de su conjugado complejo mediante:

$$I_s^* = \frac{P_s + jQ_s}{V_s} = \frac{-5500 + j5514}{3(132.8)} = 19.55 \angle -134.9^\circ \text{ A}$$

El flujo del estator se obtiene con

$$\Psi_s = \frac{132.8 \angle 0^\circ - (0.210)21.43 \angle -140^\circ}{j376.9} = 0.360 \angle -88.79^\circ \text{ Wb}$$

La corriente del rotor es la siguiente:

$$I_r = \frac{0.360 \angle -88.79^\circ - (0.02321)19.55 \angle -134.9^\circ}{0.02162} = 15.28 \angle -6.7^\circ \text{ A}$$

Con esta corriente se calcula el flujo del rotor:

$$\Psi_r = (0.02162)19.55 \angle -134.9^\circ + (0.02321)15.28 \angle -6.7^\circ = 0.3448 \angle -81.05^\circ \text{ Wb}$$

Y finalmente se obtiene la tensión del rotor.

$$V_r = (0.210)(18.08\angle - 6.137^\circ) + j(-0.25)(376.9)(0.3483\angle - 79.64) = 28.71\angle - 169.91^\circ V$$

Las potencias del rotor se obtienen:

$$P_r = 3\Re\{(28.71\angle - 169.91)(15.28\angle 6.7^\circ)\} = -1253 W$$

$$Q_r = 3\Im\{(28.71\angle - 169.91)(15.28\angle 6.7^\circ)\} = -402 VAR$$

Y el par de la máquina que se obtiene es

$$T_{em} = 3(3) \frac{21.62}{23.21} \Im\{(0.345\angle - 81.05^\circ)(15.28\angle 6.7^\circ)\} = -45.66 N - m$$

Finalmente, la potencia total es.

$$P_T = P_r - P_s = -1253 - 5500 = 6730 W$$

Para una frecuencia de alimentación del rotor de $f_r=15$ Hz considerando una velocidad angular de $\omega_m=157.07$ rad/s, la tensión y la corriente del rotor son:

$$V'_r = \frac{V_r}{u} = \frac{28.71\angle - 169.91^\circ}{1.2778} = 22.46 V$$

$$I'_r = I_r u = (15.28\angle - 6.7^\circ)(1.2778) = 19.52 A$$

Los resultados que se obtienen a velocidad subsíncrona considerando un deslizamiento de $s=0.25$ son:

$$P_r = -(0.25)5500 = -1375 W$$

$$P_{mec} = 5500(1 - 0.25) = 4125 W$$

$$I_s^* = \frac{-5500 + j5514}{3(132.8)} = 19.55\angle - 134.9^\circ A$$

El flujo del estator se obtiene con

$$\Psi_s = \frac{132.8\angle 0^\circ - (0.210)21.43\angle - 140^\circ}{j376.9} = 0.360\angle - 88.79^\circ Wb$$

La corriente del rotor es la siguiente:

$$I_r = \frac{0.360\angle - 88.79^\circ - (0.02321)19.55\angle - 134.9^\circ}{0.02162} = 15.28\angle - 6.7^\circ A$$

Con esta corriente se calcula el flujo del rotor:

$$\Psi_r = (0.02162)19.55\angle -134.9^\circ + (0.02321)15.28\angle -6.7^\circ = 0.3448\angle -81.05^\circ \text{ Wb}$$

Y finalmente se obtiene la tensión del rotor.

$$V_r = (0.210)(18.08\angle -6.137^\circ) + j(0.25)(376.9)(0.3483\angle -79.64^\circ) = 36.33\angle 7.27^\circ \text{ V}$$

Las potencias del rotor se obtienen:

$$P_r = 3\Re\{(36.33\angle 7.27^\circ)(15.28\angle 6.7^\circ)\} = 1615 \text{ W}$$

$$Q_r = 3\Im\{(36.33\angle 7.27^\circ)(15.28\angle 6.7^\circ)\} = -402 \text{ VAR}$$

Y el par de la máquina que se obtiene es:

$$T_{em} = 3(3)\frac{21.62}{23.21}\Im\{(0.345\angle -81.05^\circ)(15.28\angle 6.7^\circ)\} = -45.66 \text{ N-m}$$

Finalmente, la potencia total es.

$$P_T = P_r - P_s = 1615 - 5500 = -3884 \text{ W}$$

Para una frecuencia de alimentación del rotor de $f_r=15$ Hz, considerando una velocidad angular de $\omega_m=157.07$ rad/s, la tensión y la corriente del rotor son:

$$V'_r = \frac{V_r}{u} = \frac{36.33\angle 7.27^\circ}{1.2778} = 28.42 \text{ V}$$

$$I'_r = I_r u = (15.28\angle -6.7^\circ)(1.2778) = 19.52 \text{ A}$$

Este valor es coincide con los 19.5 A de corriente de placa.

3.7. Control vectorial del GIDA

El control vectorial de la MIDA/GIDA es similar al de la máquina de inducción jaula de ardilla, donde el control de las corrientes del rotor se realiza en el marco de referencia síncrono, que tiene dos componentes ortogonales, una en el eje d y otra en el eje q , las cuales giran a la velocidad síncrona del estator. Orientando el eje ortogonal d con el flujo del estator, se realiza el control de forma desacoplada de las potencias activas y reactivas del estator, por medio de las componentes de corriente directa d y q como se muestra en la figura 3.16

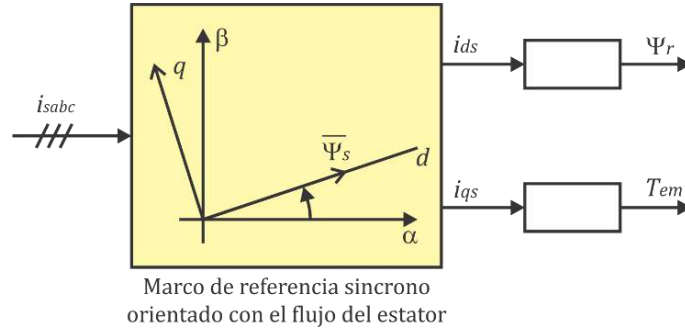


Figura 3.16. Control de las potencias activas (P_s) y reactiva (Q_s) del estator mediante las componentes de corriente directa del rotor cuando se orienta el flujo del estator (ψ_s) con el eje d .

3.7.1. Cálculo de las corrientes de referencia

Considerando el flujo orientado con el eje d y las ecuaciones de flujo del estator y corrientes en el marco de referencia sincro (3.53), que se obtuvieron en la sección 3.3 se obtiene:

$$\begin{aligned}\psi_{ds} &= |\vec{\psi}_s| = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \psi_{qs} &= 0 = L_s i_{qs} + L_m i_{qr}\end{aligned}\quad (3.81)$$

Despejando de 3.54 las componentes de corriente del estator se obtienen:

$$\begin{aligned}i_{ds} &= \frac{|\vec{\psi}_s|}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} i_{dr} \\ i_{qs} &= -\frac{L_m}{L_s} i_{qr}\end{aligned}\quad (3.82)$$

Cuando se opera en estado estacionario, la caída de tensión en la resistencia del estator se considera mucho menor que la tensión de alimentación por ello se realiza la aproximación:

$$\begin{aligned}v_{ds} &= 0 \\ v_{qs} &= \hat{V}_g \approx \omega_s |\vec{\psi}_s|\end{aligned}\quad (3.83)$$

Donde $\hat{V}_g$ es el valor pico de la tensión de fase de la red de alimentación. A partir de las expresiones de potencias instantáneas reactivas y activas en un sistema trifásico de tres hilos, realizando la consideración de la componente en d igual a cero en (3.49) y (3.59) [34], se obtiene:

$$\begin{aligned}P_s &= \frac{3}{2} v_{qs} i_{qs} \\ Q_s &= \frac{3}{2} v_{qs} i_{ds}\end{aligned}\quad (3.84)$$

Combinando las ecuaciones anteriores, se obtiene:

$$P_s = -\frac{3}{2} \hat{V}_g \frac{L_m}{L_s} i_{qr} \quad (3.85)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \hat{V}_g \frac{|\vec{\psi}_s|}{L_s} - \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} i_{dr} = \frac{3}{2} \frac{\hat{V}_g^2}{L_s \omega_s} - \frac{3}{2} \hat{V}_g \frac{L_m}{L_s} i_{dr} \quad (3.86)$$

En (3.48) se observa que es posible controlar de forma desacoplada la potencia activa y reactiva del estator a partir de las componentes de corriente del rotor en los ejes ortogonales síncronos d y q . Utilizando las expresiones anteriores, se calculan las referencias de corriente a partir de las potencias deseadas en el estator de la MIDA. Estas referencias de corriente serán los valores de entrada en los lazos de corriente como se muestra en la figura 3.17. Para corregir el pequeño error debido a no considerar la resistencia del estator y variaciones en los parámetros del circuito equivalente, se implementan dos lazos externos de control de las potencias activa y reactiva del estator. En la figura 3.18 se muestra el cálculo de las corrientes de referencia (i_{dr}^* , i_{qr}^*) utilizando las ecuaciones (3.85) (3.86) y los lazos externos de potencia.

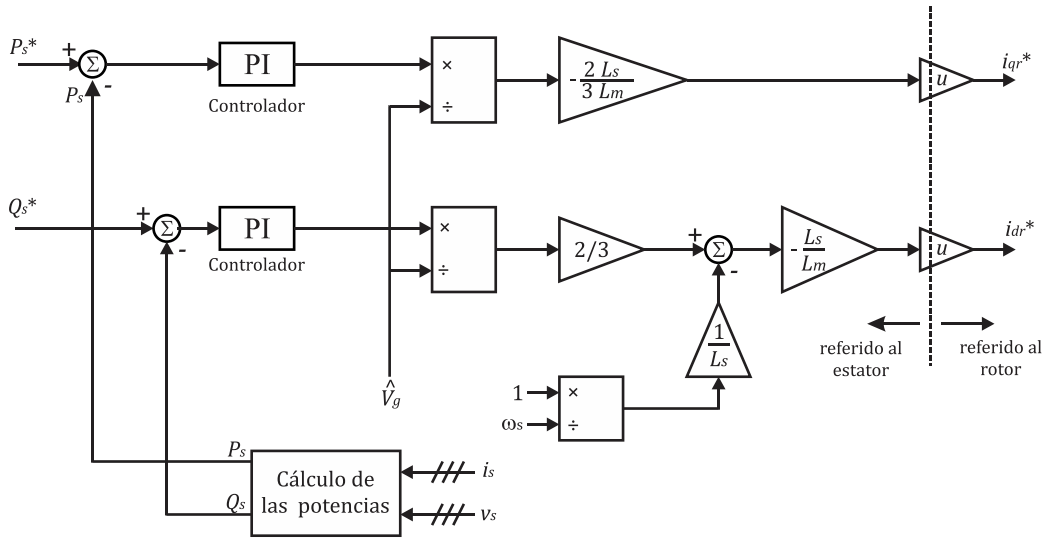


Figura 3.18. Lazo de control de potencias activa y reactiva

3.7.2. control de velocidad

También, si se sustituye la aproximación (3.85) en la ecuación del par en el marco de referencia síncrono (3.59) se obtiene el par en términos de la corriente del rotor i_{qr} y la tensión de fase.

$$T_{EM} = -\frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} \frac{\hat{V}_g}{\omega_s} i_{qr} \quad (3.87)$$

Con esta relación es posible implementar un control directo de la velocidad de la máquina como se muestra en la figura 3.19, ya que, si se calcula el error de la velocidad ω_m y este valor es la entrada del controlador, la salida es la señal del par de referencia que se utiliza para calcular las referencias de corriente.

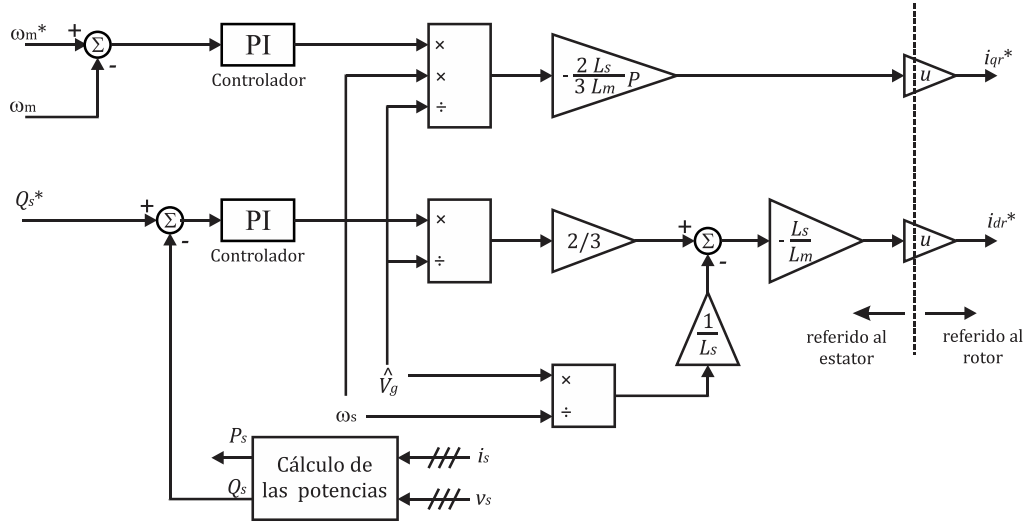


Figura 3.19. Lazo de velocidad y potencia reactiva

De acuerdo con las estrategias de control de la turbina eólica (discutidas en el estado del arte), se debe implementar un lazo de control externo de la velocidad de la turbina como se indica en la figura 3.20, a diferencia del control directo de velocidad que se muestra en la figura 3.19. El lazo de velocidad permite alcanzar la velocidad de rotación de la turbina para la máxima transferencia de potencia de las paletas de la turbina al generador eólico en función de la velocidad del viento. La búsqueda del punto de máxima transferencia de potencia se realiza mediante algoritmos especializados (MPPT por sus siglas en inglés “Maximum Power Point Tracking”). La salida del controlador de velocidad es la referencia de potencia activa, este dato de potencia estimada en el lazo de control se utiliza como otra variable de entrada en el algoritmo MPPT, la potencia activa es también proporcional al par de la máquina de acuerdo a (3.41).

3.7.3. Control de la corriente del GIDA

Considerando el sistema de ecuaciones (3.33) de tensiones en el marco de referencia síncrono dq , y despejando las corrientes i_{ds} e i_{qs} de la forma inversa de la ecuación de flujos (3.54), obtenidas en la sección 3.3, se obtiene:

$$\begin{aligned}\psi_{dr} &= \sigma L_r i_{dr} + \frac{L_m}{L_s} \psi_{ds} \\ \psi_{qr} &= \sigma L_r i_{qr} + \frac{L_m}{L_s} \psi_{qs}\end{aligned}\quad (3.88)$$

Sustituyendo (3.83) en (3.57) se llega a la forma:

$$\begin{aligned}v_{dr} &= R_r i_{dr} - \omega_r \sigma L_r i_{qr} - \omega_r \frac{L_m}{L_s} \psi_{qs} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{dr} + \frac{L_m}{L_s} \frac{d}{dt} \psi_{ds} \\ v_{qr} &= R_r i_{qr} + \omega_r \sigma L_r i_{dr} + \omega_r \frac{L_m}{L_s} \psi_{ds} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{qr} + \frac{L_m}{L_s} \frac{d}{dt} \psi_{qs}\end{aligned}\quad (3.89)$$

Considerando el flujo orientado en el eje d del marco de referencia síncrono, de manera que sus componentes sean $\psi_{ds} = \psi_s$, $\psi_{qs} = 0$ y por tanto $\frac{d}{dt} \psi_{qs} = 0$, la ecuación queda de la forma:

$$\begin{aligned}v_{dr} &= R_r i_{dr} - \omega_r \sigma L_r i_{qr} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{dr} + \frac{L_m}{L_s} \frac{d}{dt} \psi_{ds} \\ v_{qr} &= R_r i_{qr} + \omega_r \sigma L_r i_{dr} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{qr} + \omega_r \frac{L_m}{L_s} \psi_{ds}\end{aligned}\quad (3.90)$$

Si se considera $\frac{d}{dt} \psi_{ds} = \frac{d}{dt} \psi_s = 0$ cuando el flujo del estator es constante, la ecuación (3.90) se representa con un diagrama de bloques como el de la figura 3.20

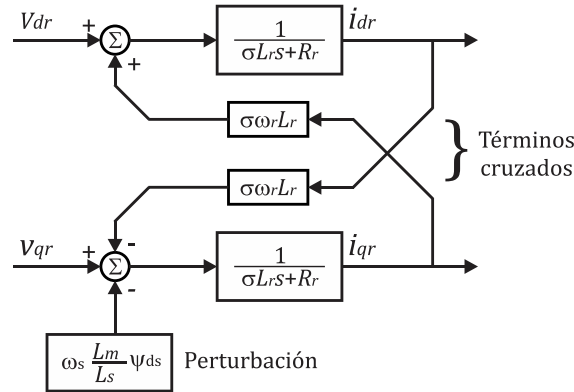


Figura 3.20 Estructura de control del lazo de corriente

Se considera al término $\omega_r \frac{L_m}{L_s} \psi_{ds}$ como una perturbación, que tiene un valor constante cuando el sistema está operando en régimen permanente, y puede ser compensado fácilmente por el controlador. Los términos cruzados ($-\omega_r \sigma L_r i_{qr}$ y $\omega_r \sigma L_r i_{dr}$) son debidos a la frecuencia de la alimentación del rotor ω_r , y los lazos de control deberán contener una red de desacople para compensar estos términos y obtener un mejor desempeño de los controladores. La compensación de los términos cruzados, los

cuales provocan un efecto de acoplamiento entre los ejes ortogonales (dq) de la figura 3.20, se puede realizar a la salida de los controladores de corriente cuando se muestra en la figura 3.21. En este esquema no se muestra la perturbación del flujo, debido a que se considera que el flujo (f. e. m.) del estator es constante y no influye en la respuesta del lazo de control. Considerando lo anterior la estructura ‘*feedforward*’ cancela los elementos cruzados obteniendo dos lazos de control independientes, con una planta de primer orden.

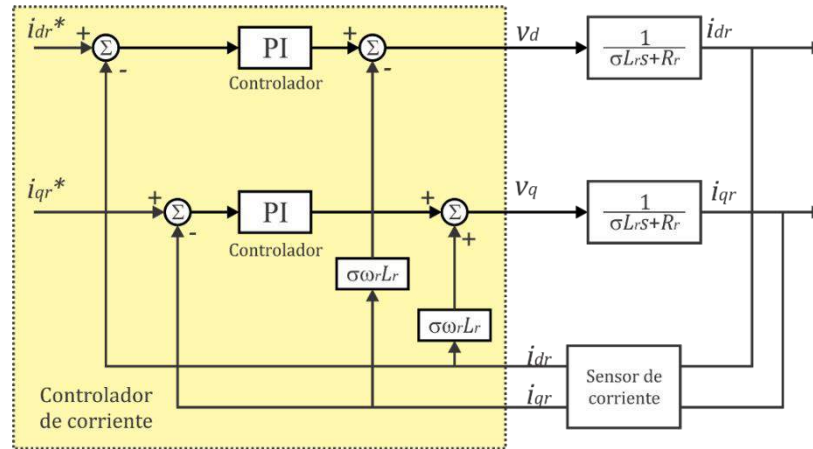


Figura 3.21. Lazo de control de corriente del rotor

El control vectorial del GIDA se realiza en el marco de referencia síncrono, sin embargo, las mediciones se realizan en un marco de referencia trifásico no estacionario, debido a que el rotor gira a la velocidad ω_m . Para calcular los ángulos de la transformación de Park se debe medir la posición del rotor mediante un encoder conectado en el eje del GIDA o eventualmente mediante la estimación de la velocidad del rotor usando un algoritmo de estimación sin sensor (‘Sensorless’). En la figura 3.22 se muestra el procedimiento de cálculo de ángulo de la transformación de Park utilizando un encoder en el eje de la máquina.

3.8. Diseño de controladores del GIDA

De acuerdo a lo mostrado en la figura 3.23, la estructura de control del GIDA contiene dos lazos internos de corriente y conectado en cascada están los lazos de control de potencia activa y reactiva, donde la referencia de potencia reactiva puede ser establecida por el usuario para ser compensada con la componente de corriente del rotor i_{dr} y de esta forma se aumenta el factor de potencia del sistema de generación eólica, pudiendo lograr un factor de potencia cercano al unitario, o inclusive un factor

de potencia en adelanto, utilizando el convertidor del lado de la red para generar la potencia reactiva restante.

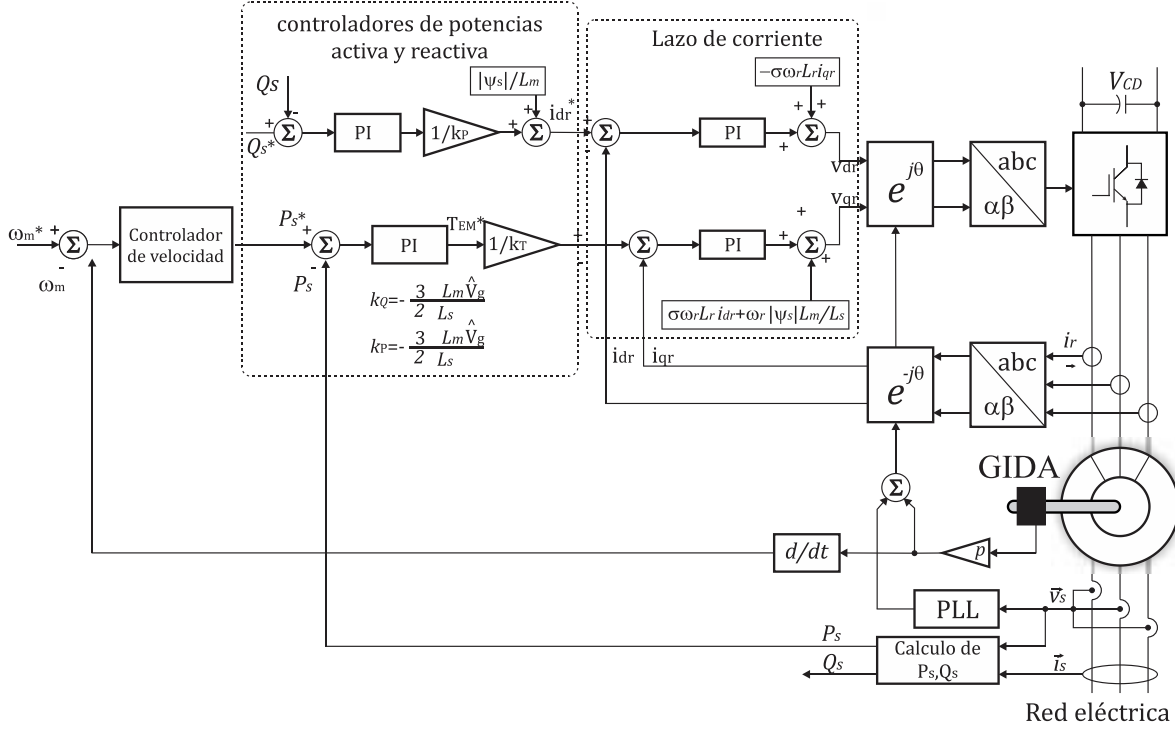


Figura 3.22 Diagrama del sistema de control vectorial del GIDA con orientación del flujo del estator

La referencia de potencia activa se obtiene de la salida del controlador de velocidad, que al restarse con el valor de la potencia instantánea obtenida de las mediciones en el estator, se calcula el valor estimado del par electromagnético T_{EM} como se observa en la figura 3.23. Considerando la cancelación de términos obtenida utilizando la estructura de la figura 3.21, y sin considerar la perturbación, la función de transferencia lineal del lazo de corriente es:

$$G_{irdq(s)} = \frac{i_{rdq}(s)}{v_{rdq}(s)} = \frac{1}{\sigma L_r s + R_r} \quad (3.91)$$

El control más sencillo que se propone y que es capaz de hacer el seguimiento de referencias es un controlador del tipo Proporcional Integral, el cual se expresa de la siguiente forma:

$$H_{irdq(s)} = K_P \frac{s + \frac{K_I}{K_P}}{s} \quad (3.92)$$

Donde K_P es la ganancia proporcional y K_I la ganancia integral, y su función de transferencia en lazo abierto es:

$$G_{irOL}(s) = G_{irdq}(s)H_{irdq}(s) \quad (3.93)$$

Para encontrar estas ganancias se parte del diagrama de Bode, donde ω_{ir} es la frecuencia donde la ganancia de la función de transferencia en lazo abierto es unitaria (0 dB) que también se conoce como frecuencia de cruce. Además, aplicando los criterios de diseño de Nyquist para la sintonización del lazo de control de corriente del rotor, se debe de cumplir:

$$\begin{aligned} \|G_{irOL}(s)\|_{s=j\omega_{ir}} &= 1 \\ \angle\{G_{irOL}(s)\}_{s=j\omega_{ir}} &= MF - \pi \end{aligned} \quad (3.94)$$

Donde se deben de obtener las ganancias que cumplan con la frecuencia de cruce ω_{ir} y el margen de fase propuestos. Desarrollando estos criterios, y sustituyendo $s = j\omega_{ir}$, se utiliza la parte real y parte imaginaria de la función de transferencia en lazo abierto G_{irOL} para obtener la ecuación del margen de fase.

$$\tan(MF - \pi) = \frac{\Im\{G_{irOL}(s)\}}{\Re\{G_{irOL}(s)\}} \quad (3.95)$$

Y con el módulo de G_{irOL} se obtiene la ecuación de para la ganancia unitaria

$$1 = \|G_{irOL}(s)\| = \sqrt{\Im\{G_{irOL}(s)\}^2 + \Re\{G_{irOL}(s)\}^2} \quad (3.96)$$

Donde la parte real y parte imaginaria son:

$$\begin{aligned} \Re\{G_{irOL}(s)\} &= \frac{\omega_{ir}^2(R_r K_P - \sigma L_r K_I)}{\partial^2 L_r^2 \omega_{ir}^4 + R_r^2 \omega_{ir}^2} \\ \Im\{G_{irOL}(s)\} &= \frac{-\sigma L_r K_P \omega_{ir}^3 - R_r K_I \omega_{ir}}{\partial^2 L_r^2 \omega_{ir}^4 + R_r^2 \omega_{ir}^2} \end{aligned} \quad (3.97)$$

Reemplazando $\tan(MF - \pi) = MFk$ por sencillez, es posible proponer un sistema de ecuaciones haciendo el desarrollo de los dos criterios.

$$\begin{aligned} 0 &= MFk \Re\{G_{irOL}(s)\} - \Im\{G_{irOL}(s)\} \\ 1 &= \Im\{G_{irOL}(s)\}^2 + \Re\{G_{irOL}(s)\}^2 \end{aligned} \quad (3.98)$$

Sustituyendo (3.97) en (3.98), el sistema de ecuaciones resultante queda de la siguiente manera

$$\begin{aligned} 0 &= MFk(R_r K_P \omega_{BW}^2 - \omega_{BW}^2 \sigma L_r K_I) + R_r K_I \omega_{BW} + \sigma L_r K_P \omega_{BW}^3 \\ 0 &= \omega_{BW}^2 (\partial^2 L_r^2 \omega_{BW}^2 + R_r^2) (K_I^2 + K_P^2 \omega_{BW}^2 - \partial^2 L_r^2 \omega_{BW}^4 - R_r^2 \omega_{BW}^2) \end{aligned} \quad (3.99)$$

Solucionando esta ecuación para K_P y K_I se obtienen las fórmulas para calcular las ganancias.

$$K_P = \frac{R_r - L_r M F k \sigma \omega_{BW}}{\sqrt{M F k^2 + 1}} \quad (3.100)$$

$$K_I = \frac{\sigma L_r \omega_{BW}^2 + M F k R_r \omega_{BW}}{\sqrt{M F k^2 + 1}} \quad (3.101)$$

3.8.1. Controlador de velocidad del GIDA

La ecuación diferencial del modelo mecánico del sistema (3.102), describe el comportamiento de la velocidad del rotor en función del par desarrollado de la máquina, que se obtiene de a partir de la relación del par y el momento de inercia, en este caso no se consideran las pérdidas mecánicas por batimiento y fricción.

$$\frac{d}{dt} \Omega_m(t) = \frac{P}{J} (T_{EM}(t) - T_{carga}(t)) \quad (3.102)$$

Donde se considera al par de carga T_{carga} como una perturbación que deberá de ser compensada por un controlador con capacidad de seguimiento de referencia, y por tanto la función de transferencia resultante es:

$$G_\Omega(s) \frac{\Omega_m(s)}{T_{EM}(s)} = \frac{P}{Js} \quad (3.103)$$

En (3.103) la velocidad se encuentra en función de la del par de la máquina, combinando con la ecuación (3.87) se coloca está en función de la corriente del rotor.

$$G_\Omega(s) = -\frac{3 P^2 V_g L_m}{2 J \omega_s L_s} \frac{1}{s} \quad (3.104)$$

De la misma forma y como se estableció para el lazo de corriente, para el seguimiento de la referencia se utiliza un controlador PI de la forma:

$$H_\Omega(s) = K_P \frac{s + \frac{K_I}{K_P}}{s} \quad (3.105)$$

Y por tanto la función en lazo abierto es:

$$G_{\Omega ol}(s) = H_\Omega(s) G_\Omega(s) = -\frac{3 P^2 V_g L_m K_P}{2 J \omega_s L_s} \frac{s + \frac{K_I}{K_P}}{s^2} \quad (3.106)$$

Evaluando en la frecuencia de cruce ω_Ω :

$$G_{\Omega oI}(s)|_{s=j\omega_{\Omega}} = H_{\Omega}(j\omega_{\Omega})G_{\Omega}(j\omega_{\Omega}) = \frac{3 P^2 V_g L_m}{2 J \omega_s L_s} \frac{K_I + j\omega_{\Omega} K_P}{\omega_{\Omega}^2} \quad (3.107)$$

De la misma forma que se realizó en la sección anterior para el lazo de corriente, se plantean las ecuaciones para el margen de fase MF_{Ω} y la frecuencia de cruce ω_{Ω} propuestos, con base a los criterios, $\|G_{\Omega oI}(j\omega_{\Omega})\| = 1$, $\angle\{G_{\Omega oI}(j\omega_{\Omega})\} = MF_{\Omega} - \pi$ las ganancias de los controladores quedan como:

$$\begin{aligned} K_{P\Omega} &= \frac{2}{3} \frac{L_s J \omega_s MF k \omega_{\Omega}}{L_m P^2 V_g \sqrt{MF k^2 + 1}} \\ K_{I\Omega} &= \frac{2}{3} \frac{L_s J \omega_s \omega_{\Omega}^2}{L_m P^2 V_g \sqrt{MF k^2 + 1}} \end{aligned} \quad (3.108)$$

Donde por sencillez del análisis se hace $MF k = \tan(MF - \pi)$.

3.8.2. Controlador ‘anti-windup’

El fenómeno de amarre (‘windup’) ocurre cuando la salida del controlador de velocidad, sale más allá del rango lineal, comúnmente entrando en la zona de saturación, lo que significa que el voltaje del convertidor (es decir la entrada de la planta) difiere de la salida del controlador, presentando un deterioro en el desempeño de la planta. Este deterioro puede resultar en sobretiros muy grandes y periodos de estabilización largos cuando se realiza el seguimiento de una referencia de velocidad. Esto es causado cuando el integrador en un controlador PI convencional continúa incrementando su salida, debido a un error diferente de cero en su entrada, después de haber entrado en la zona de saturación, para que el controlador regrese a la zona lineal se requiere que el error en su entrada cambie de signo, lo que ocurre cuando se ha sobrepasado la referencia, y por tanto causa un sobretiro, debiendo de disminuir la salida del integrador para recuperar la capacidad de seguir la referencia. Las técnicas ‘anti-windup’ se han tratado en distintos trabajos [46] [47], algunas de las más conocidas son las siguientes:

- **Integrador condicional**, donde el integrador deberá de ser encendido o apagado de acuerdo a una condición establecida, y suspendiendo la integración cuando se entra en la zona de saturación la figura 3.24a muestra el controlador PI condicional, donde la condición de apagado es un error entre las salidas saturada y no saturada del controlador, poniendo a cero la entrada del integrador.
- **Cálculo de la integral por retroceso**, donde la diferencia entre la salida saturada y no saturada se utiliza como una realimentación en la entrada del integrador, en la figura 3.24b se observa

la configuración más común de un controlador PI ‘*Backtrack*’ como se le denomina en inglés, en este el error de la salida se resta a la entrada del controlador, donde la ganancia K_{re} puede ser unitaria o ajustarse para obtener un sobretiro deseado.

- **PI de zona neutral**, cuando el valor de la acción integral cae afuera de la zona neutral o zona de respuesta cero, el valor de salida de la integral permanece sin cambio, mientras que, si la salida permanece dentro de la zona cero, el integrador presenta un comportamiento lineal normal. En la figura 3.24c se muestra un esquema del controlador PI de zona neutral donde la salida pasa por una función discontinua con un intervalo de correspondencia cero, después se multiplica por la ganancia K_{re} se realimenta restando a la entrada del integrador.

Integradores con saturación se han utilizado obteniendo resultados poco favorables, donde aún se presentan sobretiros de menor amplitud. En dos de las técnicas ‘*anti-windup*’ mostradas se debe de obtener una ganancia de realimentación

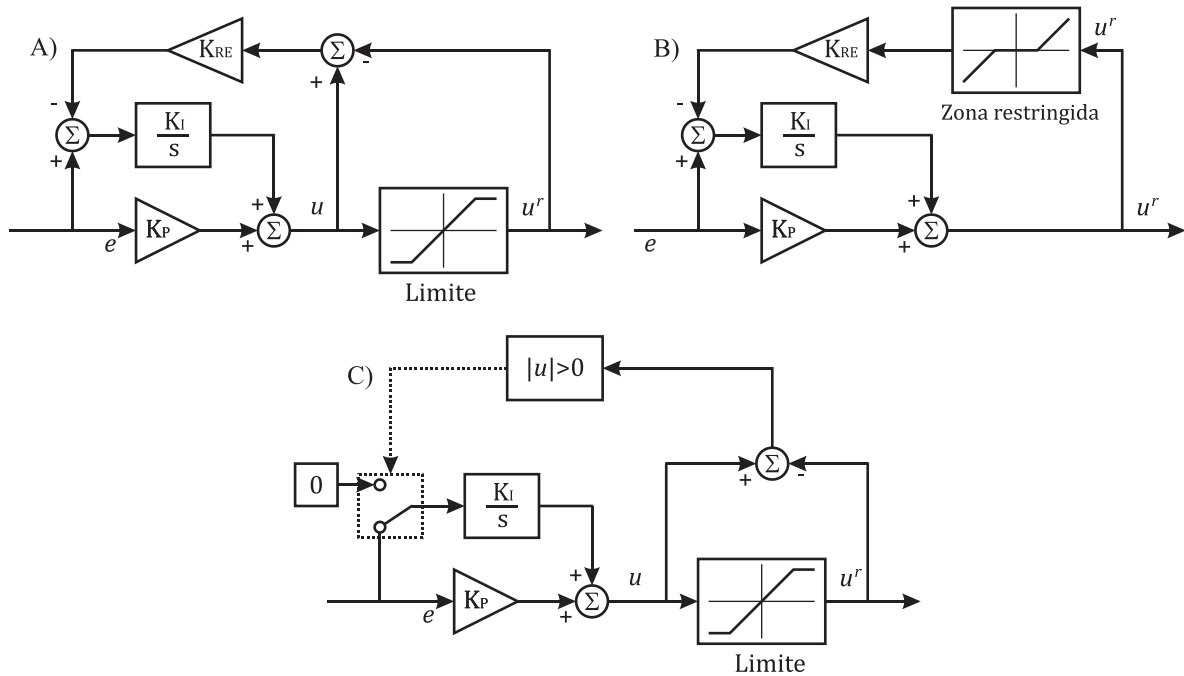


Figura 3.24. Controladores PI con ‘*anti-windup*’ del tipo a) PI de retroceso b) PI Zona restringida c) PI condicional

3.8.3. Controlador de potencias activas y reactiva del GIDA

A partir de las ecuaciones (3.85) y (3.86) las referencias de corriente i_{qr}^* y i_{dr}^* se obtienen con:

$$\begin{aligned} i_{qr}^* &= -\frac{2}{3} \frac{L_s}{L_m \hat{V}_g} P_s \\ i_{dr}^* &= -\frac{2}{3} \frac{L_s}{L_m \hat{V}_g} Q_s + \frac{\hat{V}_g}{\omega_s L_m} \frac{1}{s} \end{aligned} \quad (3.109)$$

En el caso de la corriente i_{dr}^* el coeficiente $\frac{\hat{V}_g}{\omega_s L_m}$, se le considera como una perturbación, qué deberá de ser compensado de la misma forma que en los lazos de corriente y velocidad con un controlador PI u otro capaz de seguir referencias, haciendo esta consideración se observa que las funciones en (3.109) son relaciones proporcionales, por lo que no aportan dinámicas al sistema, por ello la función de transferencia en lazo abierto considerando un controlador PI es:

$$G_{QsOL}(s) = \frac{i_{dr}(s)}{Q_s(s)} = -\frac{L_s}{L_m \hat{V}_g} \frac{K_P \left(s + \frac{K_I}{K_P} \right)}{s} \quad (3.110)$$

El análisis de Nyquist de se realiza de la misma manera que en los lazos analizados anteriormente, donde se evalúan los criterios para la frecuencia de cruce ω_{Qs} y el margen de fase MF_{Qs} la función de transferencia es:

$$G_{QsOL}(s) \Big|_{s=j\omega_{Qs}} = -\frac{L_s}{L_m \hat{V}_g} \frac{K_P \left(\omega_{Qs} - j \frac{K_I}{K_P} \right)}{\omega_{Qs}} \quad (3.111)$$

De la misma manera en que se realizó el análisis para el lazo de control de corriente, los valores de los controladores obtenidos solucionando el sistema de ecuaciones aplicando el análisis de Nyquist son:

$$\begin{aligned} K_{PQs} &= -\frac{L_m \hat{V}_g}{L_s} \frac{MFk\omega_{Qs}}{\sqrt{MFk^2 + 1}} \\ K_{IQs} &= \frac{L_m \hat{V}_g}{L_s} \frac{1}{\sqrt{MFk^2 + 1}} \end{aligned} \quad (3.112)$$

3.8.4. Sintonización de los lazos de control del GIDA

El cálculo de las ganancias de los controladores del GIDA se realiza con las fórmulas obtenidas en la sección anterior, para ello se utilizan los parámetros de la máquina que se tiene en el laboratorio, cuyos parámetros y valores de placa se muestran en la tabla 3.4 de la sección 3.4 de este capítulo. Para el lazo de corriente la frecuencia de cruce ω_{ir} se suele elegir con un valor de al menos un orden de magnitud por debajo de la frecuencia de conmutación del convertidor, en este caso la frecuencia

de corte $\omega_{ir}=200$ Hz, Margen de fase $MF_{ir}=60^\circ$. Para los parámetros propuestos las ganancias del controlador son: $K_{tir}=2700$ $K_{pir}=3.2127$, y la función de transferencia del controlador es:

$$H_{VCD}(s) = \frac{3.2127}{s} (s + 840) \quad (3.113)$$

En la figura 3.25 se muestra la respuesta en frecuencia del lazo abierto donde se observa que se cumplen el margen de fase y la frecuencia de cruce por cero, además es posible confirmar la estabilidad en lazo cerrado. La figura 3.26 muestra la respuesta al escalón del lazo cerrado de corriente donde se observa que el sistema tiene una respuesta críticamente amortiguada con tiempo de asentamiento de 10ms.

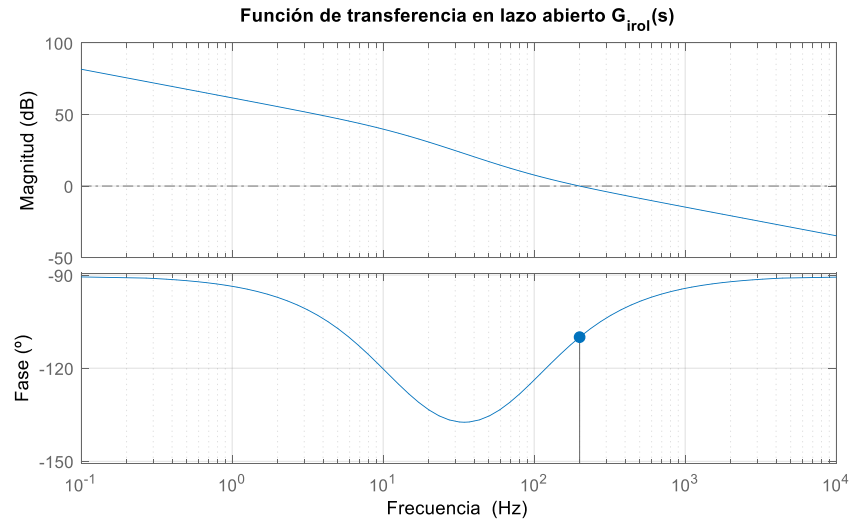


Figura 3.25 Diagrama de bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de corriente

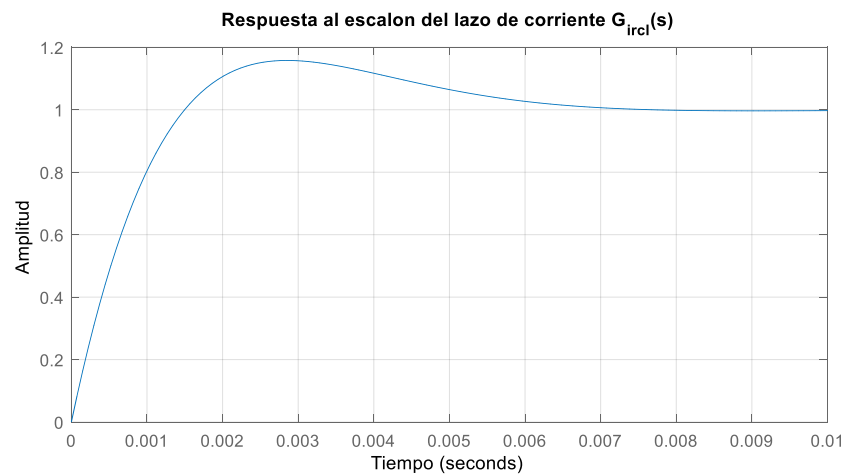


Figura 3.26. Respuesta a un escalón unitario del lazo cerrado de corriente del rotor

Para el calcular las ganancias del controlador de velocidad. los valores de margen de fase y frecuencia de cruce deberán ser elegidos considerando la respuesta natural del modelo mecánico, de forma que, no se requiera un esfuerzo muy por encima de los valores máximos de potencia del convertidor y de la máquina. Con base a análisis de la sección 3.6.1, el par máximo que corresponde a la corriente máxima del estator es $T_{em}=45.7$ N-m, si se considera que el intervalo de velocidades $\Delta\Omega_m$ del MIDA/GIDA va de un -30% a un 30% de la velocidad síncrona, la velocidad natural de respuesta del sistema se considera al tiempo que toma en desplazarse entre estos dos valores, que se obtiene a partir de una solución de la ecuación (3.102) para un par constante, la cual queda de la siguiente manera:

$$t_{\Omega nat} = \frac{\Delta\Omega_m J}{T_{EMmax} P} \quad (3.114)$$

$$t_{\Omega nat} = \frac{\left(75.5 \frac{rad}{s}\right) (0.13 Kg m^2)}{(45.7 Nm)(3)} = 71 ms$$

Este tiempo de respuesta se utiliza como referencia para proponer la frecuencia de cruce, la cual puede tener un tiempo de asentamiento más corto, ya que se está utilizando un controlador con ‘*anti-windup*’ que evita que la referencia de corriente supere el valor máximo permitido limitando también el par máximo desarrollado. a partir de este criterio se proponen ($\omega_\Omega=20$ Hz, $MF_\Omega=65^\circ$). Con estas condiciones los valores de los controladores son: $K_{P\Omega}=1.4272$ $K_{I\Omega}=83.63$

$$H_\Omega(s) = \frac{1.427}{s} (s + 58.6) \quad (3.115)$$

La respuesta en frecuencia del lazo abierto se muestra en el diagrama de bode de la figura 3.27, donde se observa que se cumplen el margen de fase y la frecuencia de cruce por cero, además de comprobar su estabilidad en lazo cerrado. La figura 3.28 muestra la respuesta al escalón del lazo cerrado de velocidad, la cual fue generada sin considerar el sistema ‘*anti-windup*’, es decir utilizando un controlador PI convencional, Donde se observa la respuesta críticamente amortiguada con tiempo de asentamiento de 90ms. Considerando que la respuesta natural sin fricción es una pendiente constante, la que acelera en $\Delta\Omega_m=75.5$ rad/s en 71ms, que corresponde a un cambio de velocidad igual al rango completo lo que significa que el ‘*anti-windup*’ solo se activará en cambios grandes de la referencia de velocidad.

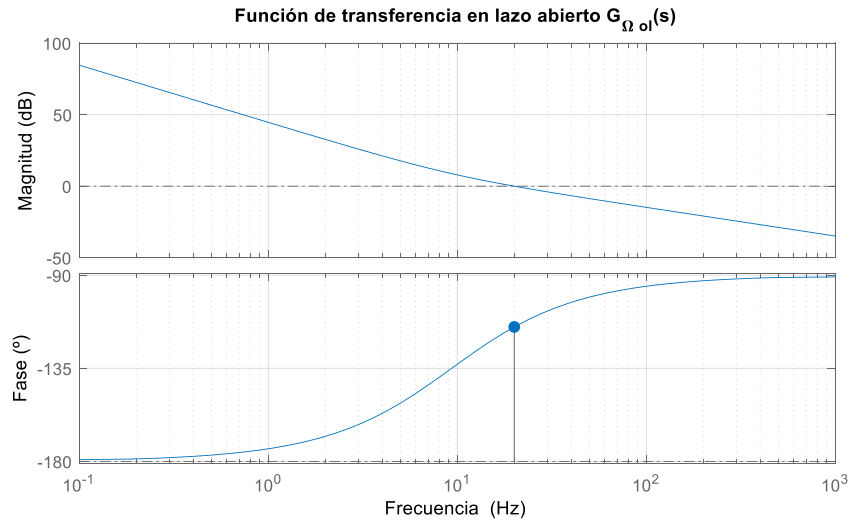


Figura 3.27 Diagrama de bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de Velocidad

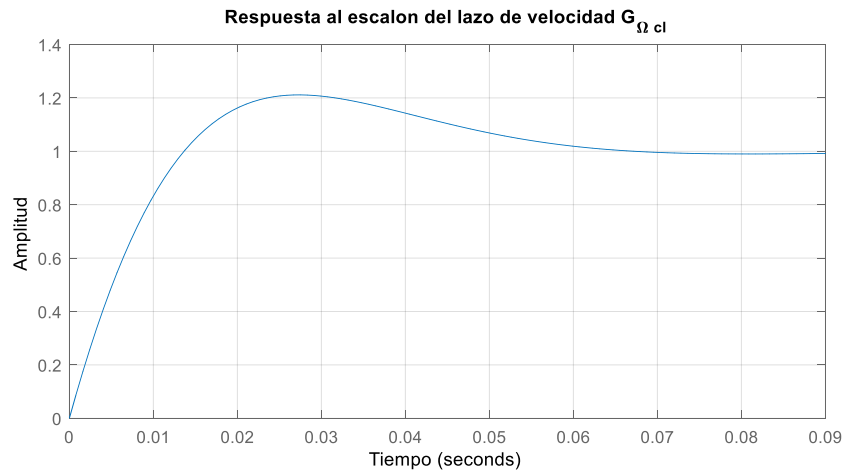


Figura 3.28. Respuesta a un escalón unitario del lazo cerrado de velocidad

Se conoce que el control de potencia reactiva se realiza directamente, calculando la referencia de corriente a partir de la referencia de potencia reactiva con la formula extraída de (3.86):

$$i_{dr}^* = -\frac{2}{3} \frac{L_s}{L_m \hat{V}_g} Q_s^* + \frac{\hat{V}_g}{\omega_s L_m} \quad (3.116)$$

Que permite prescindir del controlador de potencia reactiva, que solo se utilizaría en casos donde se requiera compensación del error, y una respuesta suave, en este caso se omite, ya que los valores que arrojan las ecuaciones (3.105) son negativos.

3.9. Controlador modos deslizantes del GIDA

A los controladores PI convencionales les resulta muy difícil rechazar las oscilaciones en el par, así como, el desbalance en las corrientes del estator y el rizo en las corrientes del rotor, esto es debido a la poca capacidad de este tipo de controladores de realizar el seguimiento de señales variantes en el tiempo [48], donde se requiere un seguimiento preciso, ya en muchos casos los controladores PI tienen un retardo en su respuesta, debido al ancho de banda limitado de este tipo de sistemas. Además, cuando la perturbación sobrepasa este ancho de banda, el controlador pierde la habilidad de mitigar sus efectos. Para mitigar los problemas anteriores que se presentan con el uso de controladores PI de corriente, se implementa en este trabajo un controlador de Modos Deslizantes en los lazos de control de corriente.

De acuerdo al análisis realizado en la sección 3.4, se considerará también un esquema de control orientado en el eje d del marco de referencia síncrono, sin considerar la caída de tensión en la resistencia de los devanados del rotor, a partir del análisis de la sección 3.4, se utiliza la forma vectorial del modelo del MIDA para las corrientes del rotor.

$$\frac{d\hat{i}_r}{dt} = \mathbf{A}\hat{i}_r + \mathbf{B}\hat{v}_r + \phi \quad (3.117)$$

Donde las matrices A y B son:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{\sigma L_r} & \omega_r \\ -\omega_r & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix}; \text{ and } \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \quad (3.118)$$

Para el coeficiente de dispersión σ descrito en la sección 3.4 y los vectores de corriente del rotor $\hat{i}_r$, y tensión del rotor $\hat{v}_r$, además del termino ϕ , los cuales son iguales a:

$$\hat{i}_r = \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}; \hat{v}_r = \begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix}; \text{ and } \phi = \begin{bmatrix} \frac{L_m}{L_s} \frac{d}{dt} \psi_{ds} \\ \omega_r \frac{L_m}{L_s} \psi_{ds} \end{bmatrix} + \mathbf{e} \quad (3.119)$$

Donde el termino ϕ considera otras dinámicas propias del GIDA, y $\mathbf{e}$ representa las perturbaciones externas que se incluyeron para realizar el análisis la respuesta del controlador por modos deslizantes ante perturbaciones externas. Se incluye la red de desacople utilizada en la sección 3.5 que permite analizar por separado las componentes d y q de los lazos de corriente.

Además, cuando el sistema opera en estado permanente, el flujo del estator ψ_{ds} se mantiene constante, y por lo tanto, el término que contiene su derivada es cero, entonces el término $\omega_r \psi_{ds} L_m / L_s$ se puede considerar una perturbación que depende del flujo del estator, que se mantiene constante y es compensada por el controlador. La planta obtenida en el análisis de la sección 3.8 se utiliza para realizar el diseño del controlador Proporcional Integral que acompaña al controlador por modos deslizantes, y que se utiliza para obtener estabilidad en estado permanente, mientras que el controlador por modos deslizantes realiza el seguimiento de las señales variantes en el tiempo, como son, el desbalance en las corrientes de la máquina, los armónicos de corriente, y la distorsión causada por la introducción de tiempos muertos en las corrientes del rotor. Esta última no puede ser compensada por controladores del tipo resonante, ya que corresponde a una señal de frecuencia variable que depende de la velocidad de la máquina. El controlador PI convencional es capaz de compensar esta distorsión, solo en casos donde la frecuencia de la corriente ω_r es muy baja o incluso cero, siendo incapaz de realizar el seguimiento cuando la frecuencia ω_r es muy alto.

3.9.1. Controlador por modos deslizantes combinado

Para realizar la implementación del algoritmo por modos deslizantes, se debe de realizar un análisis preliminar. Primero se debe de proponer una superficie deslizante, la cual en este caso será el error de seguimiento.

$$S(x) = \hat{i}_r^* - \hat{i}_r = [x_d \ x_q]^T \quad (3.120)$$

Donde $\hat{i}_r^*$ el vector de la referencia de corriente e $\hat{i}_r$ es la corriente del rotor de la máquina. Se deberá de proponer una función candidata de Lyapunov para asegurar una superficie deslizante invariante y acotada de acuerdo a los análisis presentados en la bibliografía [23] y que tiene la forma:

$$V(x) = \frac{1}{2}(x_d^2 + x_q^2) \quad (3.121)$$

Esta función satisface la condición $\lim_{|s| \rightarrow \infty} V = \infty$ y su derivada se define como el producto escalar del vector gradiente de $V(x)$ por el vector de derivadas parciales de la superficie deslizante:

$$\dot{V}(x) = \nabla V(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (3.122)$$

En este caso la derivada de la superficie deslizantes se puede obtener de la forma vectorial del modelo del MIDA:

$$\dot{S}(x) = \frac{d}{dt} \hat{i}_r^* - \mathbf{A} \hat{i}_r - \mathbf{B} \hat{v}_r - \phi \quad (3.123)$$

Donde el gradiente de la superficie deslizante (3.120) es:

$$\nabla V(x) = [x_d \ x_q]^T = S(x) \quad (3.124)$$

La condición $\dot{V}(x) < 0$ debe de ser satisfecha para $S(x) \neq 0$. Para ello se sustituyen (3.123) y (3.124) en (3.122) para obtener:

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \left(\frac{d}{dt} \hat{i}_r^* - \mathbf{A} \hat{i}_r - \mathbf{B} \hat{v}_r - \phi \right) < 0 \quad (3.125)$$

Donde el vector de las tensiones del rotor $\hat{v}_r$ es la variable de salida del controlador, la cual se define de la siguiente forma:

$$\hat{v}_r = \rho \operatorname{sign}(S(x)) + \hat{u}_{PI} \quad (3.126)$$

En este caso $\hat{u}_{PI}$ es un controlador convencional que se utiliza para compensar por errores grandes, mientras el controlador de modos deslizantes se utiliza para realizar el seguimiento de señales variantes en el tiempo. Posteriormente la función signo de dos dimensiones se define como:

$$\operatorname{sign}(S(x)) = \begin{cases} [\operatorname{sign}(x_d) \ \operatorname{sign}(x_q)]^T, & \forall x_d, x_q \neq 0 \\ [0 \ 0]^T, & otherwise \end{cases} \quad (3.127)$$

Considerando que la distorsión en la corriente, así como, las componentes de secuencia negativa son vistas como perturbaciones. La respuesta de alta velocidad del control por modos deslizantes se utiliza para rechazar estas perturbaciones, mientras que el controlador PI convencional se utiliza para compensar errores grandes en la referencia y asegurar la estabilidad del lazo. Por lo anterior, el control antes mencionado es de la forma:

$$\hat{u}_{PI} = k_p S(x) + k_i \int S(x) dt \quad (3.128)$$

Cuyo análisis y diseño se aborda en la sección 3.5. Sustituyendo con (3.127) el desarrollo de la derivada de la función candidata, se obtiene la siguiente forma:

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \left(\frac{d}{dt} \hat{i}_r^* - \mathbf{A} \hat{i}_r - \mathbf{B} \hat{u}_{PI} - \phi \right) - |S(x)| \cdot \mathbf{B} \rho < 0 \quad (3.129)$$

Donde el valor absoluto de la superficie deslizante queda definido como: $|S(x)| = [|x_d| \ |x_q|]^T$, y $\varphi(\hat{i}_r^*, \hat{i}_r, \hat{u}_{pI}) = \frac{d}{dt} \hat{i}_r^* - A\hat{i}_r - B\hat{u}_{pI} - \phi$, es la perturbación acumulada que se asume acotada $|\varphi(\hat{i}_r^*, \hat{i}_r, \hat{u}_{pI})| \leq M$ para un sistema estabilizado por el controlador $\hat{u}_{pI}$ y en consecuencia la ganancia ρ se obtiene con:

$$|S(x)| \cdot (M - B\rho) < 0 \quad (3.130)$$

Si los límites de la perturbación acotada son conocidos, la ganancia ρ se ajustar de manera que se cumpla con la condición $\dot{V}(x) < 0$. El esquema de control propuesto se muestra en la figura 3.29 en su forma vectorial.

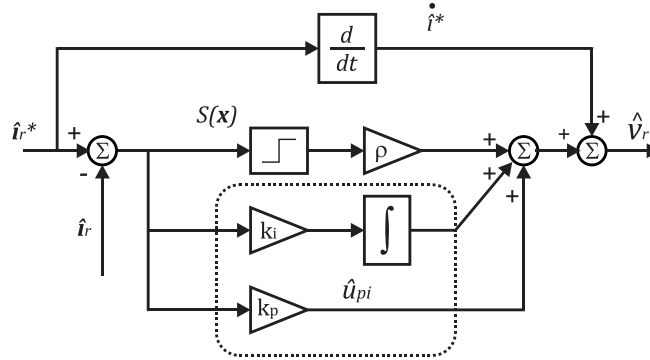


Figura 3.29. Diagrama equivalente del controlador por modos deslizantes.

3.9.2. Modelo de la máquina por lado del rotor con filtro $\frac{dv}{dt}$

El filtro del lado del rotor que se eligió es un filtro inductivo del fabricante MTE modelo DVSP0027E (dV sentry) que está compuesto por inductores acoplados magnéticamente en una estructura especial, con una resistencia en paralelo. El añadir este elemento al modelo del GIDA/MIDA en su forma exacta, aumenta la complejidad del análisis, por ello se requiere de un modelo más sencillo. Esta red cuando se analiza a la frecuencia de excitación del rotor ω_r , se comporta como un elemento inductivo con una componente resistiva despreciable, es a la frecuencia de conmutación que la impedancia RL se incrementa para rechazar los componentes de alta frecuencia. Por ello, se analiza a este elemento con su equivalente en serie, o como una inductancia pura en el circuito del lado del rotor. Este elemento cuando se inserta en serie con el rotor y la fuente tiene una caída de tensión es expresada en el marco de referencia rotatorio de la siguiente forma:

$$\vec{v}_{Lf}^a = R_f \vec{i}_r^a + j\omega_m L_f \vec{i}_r^a + L_f \frac{d\vec{i}_r^a}{dt} \quad (3.131)$$

Donde R_f es la resistencia equivalente en serie del filtro, y L_f es la inductancia del reactor. Esta caída de tensión se añade a la ecuación de tensiones del rotor (3.89) para obtener el sistema de ecuaciones:

$$\begin{aligned} v_{dr} &= (R_r + R_f)i_{dr} - \omega_r(L_f + \sigma L_r)i_{qr} + (L_f + \sigma L_r)\frac{d}{dt}i_{dr} + \frac{L_m}{L_s}\frac{d}{dt}\psi_{ds} \\ v_{qr} &= (R_r + R_f)i_{qr} + \omega_r(L_f + \sigma L_r)i_{dr} + (L_f + \sigma L_r)\frac{d}{dt}i_{qr} + \omega_r\frac{L_m}{L_s}\psi_{ds} \end{aligned} \quad (3.132)$$

En este caso la red de desacoplo contendrá los elementos $[-\omega_r(L_f + \sigma L_r)i_{qr}, \omega_r(L_f + \sigma L_r)i_{dr}]^T$, y se realizarán las mismas consideraciones que en la sección 3.6.3, para $\frac{d}{dt}\psi_{ds} = 0$ y $\omega_r\frac{L_m}{L_s}\psi_{ds}$.

La función de transferencia resultante para ambos ejes es:

$$G_{irdq(s)} = \frac{i_{rdq}(s)}{v_{rdq}(s)} = \frac{1}{(L_f + \sigma L_r)s + R_r + R_f} \quad (3.133)$$

Y las fórmulas para las ganancias de los controladores de corriente se ajustan para considerar estos elementos.

$$K_p = \frac{R_r + R_f - (L_f + \sigma L_r)MFk\omega_{BW}}{\sqrt{MFk^2 + 1}} \quad (3.134)$$

$$K_i = \frac{(L_f + \sigma L_r)\omega_{BW}^2 + (R_r + R_f)MFk\omega_{BW}}{\sqrt{MFk^2 + 1}} \quad (3.135)$$

Finalmente, el análisis del par y potencia es el mismo que en el caso sin filtro, ya que estos dependen de los parámetros internos y las corrientes del GIDA/MIDA, en este caso la única variable afectada por la introducción del filtro será la corriente del rotor, sin embargo, se compensa en lazo de corriente.

La inductancia establecida por el fabricante no excede los $0.03L_m$ (pu) [49]. Además, el intervalo de frecuencia del rotor siempre estará por debajo de los $f_r < 18$ Hz, donde la impedancia del inductor será menor a la resistencia en paralelo, que permite considerar únicamente la inductancia del filtro. En el siguiente capítulo se realizarán las simulaciones del convertidor, el MIDA y los lazos de control que se desarrollaron en los capítulos 2 y 3.

Capítulo 4. Resultados de simulación

En este capítulo se presentan los resultados de la verificación mediante simulación de los modelos del convertidor del lado de la red y del GIDA. Se utilizan los algoritmos y estructuras de control que fueron analizadas en los capítulos 2 y 3. En el caso del convertidor del lado de la red, se presentan los resultados del convertidor operando como rectificador activo e inversor conectado a la red, además de la transición entre estos dos modos de operación. También se verifica la capacidad del convertidor para generar potencia reactiva e inyectarla a la red eléctrica. En el caso del GIDA se realizan pruebas de su respuesta ante cambios en la referencia de velocidad y en el par de carga, además se muestra su comportamiento a velocidades subsíncronas, síncrona e hipersíncronas. En ambos casos las simulaciones se realizan considerando características reales de la tensión de línea, y también se generan señales de prueba para observar su comportamiento ante condiciones extremas de distorsión y desbalance en la red eléctrica. También se modelan los efectos del tiempo muertos en la modulación SVPWM, requeridos por los dispositivos IGBT utilizados en la etapa de potencia del convertidor, y las pérdidas resistivas en los inductores del filtro del convertidor del lado de la red.

Se realizaron las simulaciones en la interfaz gráfica Simulink™ del software de simulación numérica Matlab™, para demostrar la viabilidad de la implementación de las estructuras de control y también verificar su comportamiento en el sistema de generación eólica basado en un GIDA. Los modelos en Simulink utilizan elementos del paquete Powersim™, en los que se incluyen modelos de componentes electrónicos, entre ellos semiconductores de potencia (SCR Mosfet e IGBT entre otros), así como, bloques de inversor y rectificador basados en estos componentes. El paquete Powersim™ contiene también modelos de elementos eléctricos como: redes RCL en serie y paralelo en sus versiones trifásicas y monofásicas, además contiene elementos electromecánicos como máquinas de CD y de CA, entre las que se encuentran las máquinas síncronas de imanes permanentes, de inducción con rotor jaula de ardilla y de inducción con rotor devanado (la cual en este trabajo se le llama Máquina de Inducción de Doble Alimentación, MIDA, y para el caso de una operación como generador se usa el término de GIDA), con el Powersim™ también es posible construir diagramas eléctricos con todos estos elementos dentro de la interfaz de Simulink™.

4.1. Modelo de simulación del convertidor del lado de la red

La primera simulación realizada, corresponde al Convertidor del Lado de la Red (CLR) en los diferentes casos que se presentan, cuando forma parte de un sistema de generación eólica, que son: operar como inversor o rectificador y realizar la transición entre los dos estados, al momento que el convertidor del lado del rotor demanda o entrega energía al enlace de CD, también pone a prueba la capacidad del CLR para generar o consumir potencia reactiva de la red eléctrica. El modelo eléctrico se simula en tiempo continuo, mientras que los lazos de control se ejecutan en tiempo discreto, el cual se consigue haciendo pasar las señales por bloques de muestreo y retención antes de entrar a los lazos de control. La figura 4.1 muestra la etapa de potencia del CLR, donde la perturbación está representada por una fuente de corriente en el enlace de CD.

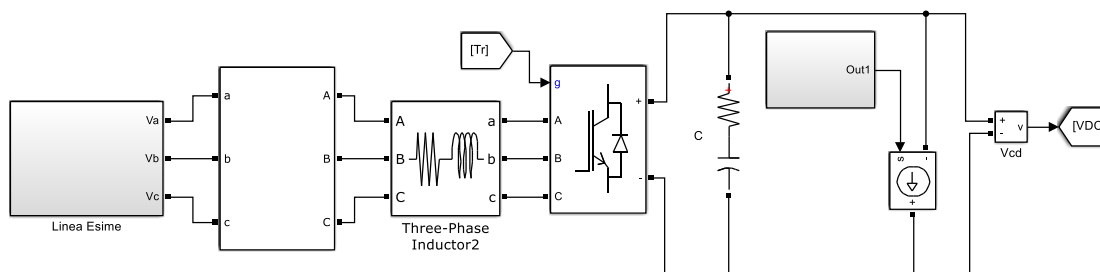


Figura 4.1 Esquema la etapa de potencia del CLR en el software de simulación Simulink™

Las características del sistema se muestran en la tabla 4.1, donde la tensión de entrada corresponde a la salida del secundario del transformador reductor, para mantener una tensión del enlace de CD menor que, permita aprovechar mejor la resolución del PWM del Convertidor del Lado de la Máquina (CLM), los resultados obtenidos corresponden a una frecuencia de conmutación de 20 kHz, que es la misma frecuencia utilizada en la verificación experimental. Algunas pruebas de simulación se enfocaron en analizar el desempeño del convertidor a baja corriente, donde se observa la distorsión armónica para corrientes menores de 5 A_{rms} .

La figura 4.2 corresponde al esquema de los lazos de control del convertidor, que se simula en tiempo discreto con un periodo de muestreo de 50 μs , los controladores PI utilizados en los lazos de corriente y los lazos de voltaje, cuentan con un nivel de saturación para evitar exceder los valores máximos del convertidor, al igual que el controlador de la tensión de red.

Tabla 4.1. Características del convertidor utilizado.

Característica	Valor
Tensión de entrada RMS V_s	110 V
Potencia Nominal P_c	± 5.76 kVA
Tensión de enlace de referencia CD V_{CD}	190 V
Corriente nominal RMS I_c	30 A
Capacitor en el Bus de CD C	5.4 mF
Inductor L	2.5 mH
Resistencia del Inductor r_L	40 m Ω
Frecuencia de conmutación f_{sw}	20 kHz

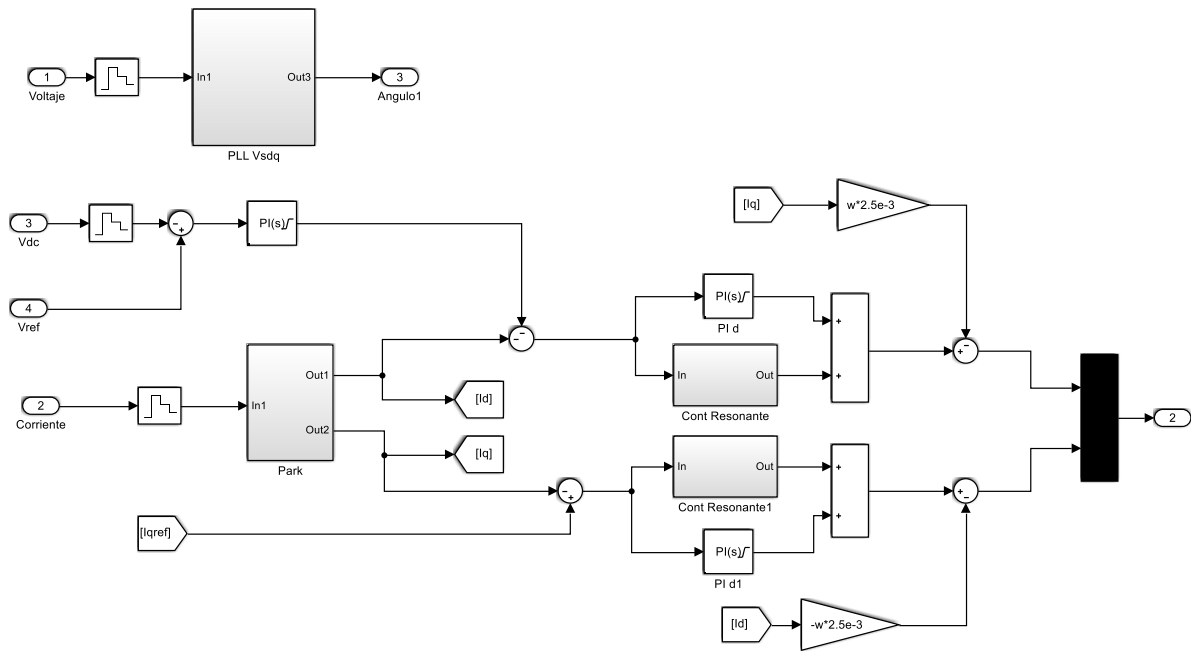


Figura 4.2 Esquema de la etapa de control del CLR

4.1.1. Mitigación de la corriente de irrupción en el convertidor del lado de la red

A partir de las experiencias obtenidas durante el desarrollo del trabajo actual y la revisión de trabajos anteriores en el grupo de electrónica de potencia de la ESIME Zacatenco [26]- [50], se conoce que un algoritmo ‘anti-windup’ como el utilizado en el control de máquinas eléctricas no es apropiado para mitigar la corriente de irrupción en el CLR, cuando el capacitor del enlace de CD se encuentra descargado, donde, a valores de corriente nominales del convertidor se puede considerar todavía un transitorio muy abrupto para la carga del capacitor del enlace de CD, que presentará un sobreimpulso. Resultados satisfactorios se han obtenido utilizando una señal de referencia, cuyo valor inicial parte

del valor de carga del capacitor en un puente de diodos trifásico (valor de carga que alcanza cuando se conecta el convertidor a la red eléctrica), el cual se incrementará hasta alcanzar el valor final de la tensión de referencia designada para el enlace de CD. Los controladores únicamente tienen saturación para no exceder los valores del convertidor durante su operación. La señal de referencia se genera utilizando una función de transferencia discreta de primer orden con condiciones iniciales que produce la señal suavizada, y que permite la carga suave del capacitor del enlace de CD cuando se activan los lazos de control.

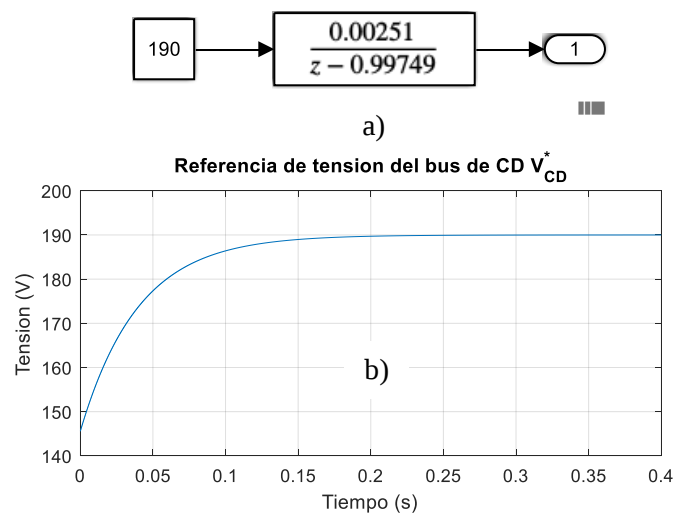


Figura 4.3 a) Diagrama a bloques de Simulink™ para generar la señal de referencia suavizada de los lazos de control, b) señal de referencia de tensión generada.

4.1.2. modulación SVPWM en Simulink

Otra característica que se incluyó en la simulación fue el uso de un algoritmo de modulación SVPWM. La modulación se implementó en forma de código fuente dentro de un bloque de función de Simulink™, el código fuente se incluye a continuación, además los tiempos muertos se implementan utilizando el bloque de “ON-Delay” disponible en el software.

Código fuente para la modulación SVPWM

```
function m = SVModulator( Ma,angulo )
%UNTITLED2 Summary of this function goes here
% Detailed explanation goes here
% Vectores=[0 0 0;1 0 0; 1 1 0 ; ]
if angulo < 0
    angle=angulo+2*pi;
elseif angulo < 2*pi
```

```

        angle=angulo;
    else
        angle=0;
    end
    if angle <= pi/3
        T_1=Ma*cos(angle+pi/6);
        T_2=Ma*cos(angle-pi/2);
        T_0=1-(T_1+T_2);
        m=[T_0/2+T_1+T_2 ; T_0/2+T_2 ; T_0/2];
    elseif angle <= 2*pi/3
        T_2=Ma*cos(angle-pi/6);
        T_1=Ma*cos(angle-pi/2-pi/3);
        T_0=1-(T_1+T_2);
        m=[T_0/2+T_2 ; T_0/2+T_1+T_2 ; T_0/2];
    elseif angle <= pi
        T_1=Ma*cos(angle-pi/6-pi/3);
        T_2=Ma*cos(angle-pi/2-2*pi/3);
        T_0=1-(T_1+T_2);
        m=[ T_0/2 ; T_0/2+T_1+T_2 ; T_0/2+T_2];
    elseif angle <= 4*pi/3
        T_2=Ma*cos(angle-pi/6-2*pi/3);
        T_1=Ma*cos(angle-pi/2-pi);
        T_0=1-(T_1+T_2);
        m=[ T_0/2 ; T_0/2+T_2 ; T_0/2+T_1+T_2];
    elseif angle <= 5*pi/3
        T_1=Ma*cos(angle-pi/6-pi);
        T_2=Ma*cos(angle-pi/2-4*pi/3);
        T_0=1-(T_1+T_2);
        m=[ T_0/2+T_2 ; T_0/2 ; T_0/2+T_1+T_2];
    elseif angle <= 2*pi
        T_2=Ma*cos(angle-pi/6-4*pi/3);
        T_1=Ma*cos(angle-pi/2-5*pi/3);
        T_0=1-(T_1+T_2);
        m=[T_0/2+T_1+T_2 ; T_0/2 ; T_0/2+T_2];
    else
        m=[0.5; 0.5 ; 0.5];
    end
end

```

4.1.3. Condiciones de simulación

Las simulaciones se realizaron considerando los valores reales de la tensión y frecuencia de la red eléctrica del laboratorio, mediante la medición de las formas de onda obtenidas del suministro eléctrico. La captura de las formas de las señales se realiza con el sistema de medición y acondicionamiento, que incluyen los convertidores analógico-digital que se encuentran en el prototipo del sistema de generación eólica. Las señales obtenidas con la medición se envían al equipo de cómputo, utilizando el sistema de comunicación óptica que es descrito en el capítulo 5. La

grabación de los puntos de las señales se guardan en un archivo con extensión “.mat” de MATLAB. En la figura 4.4 se muestran las formas de onda de las tensiones capturadas en la red eléctrica del laboratorio y que son utilizadas en las simulaciones.

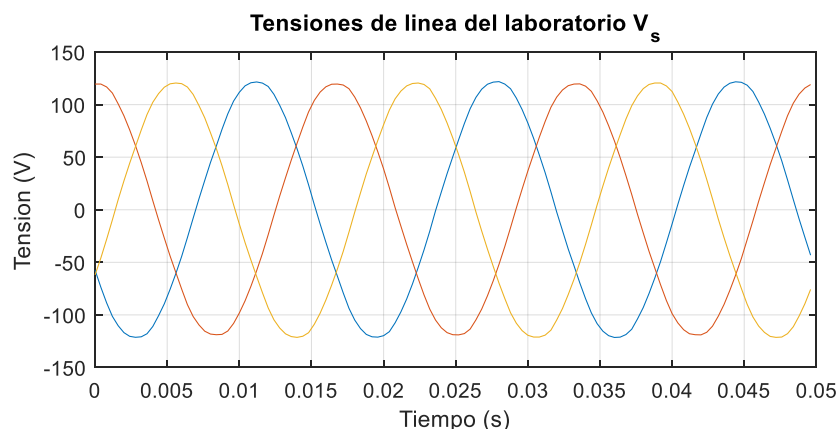


Figura 4.4. Tensiones de la red eléctrica del laboratorio.

También se generaron formas de onda de tensión para analizar el comportamiento del GIDA y sus lazos de control en condiciones extremas de desbalance y distorsión armónica, en este caso se generó una forma de onda de tensión trifásica con un desbalance de amplitud del 5.4 % (ver figura 4.5), además se añadió distorsión en el quinto y séptimo armónico con amplitudes equivalentes al 1.7 % y 0.6 %, respectivamente.

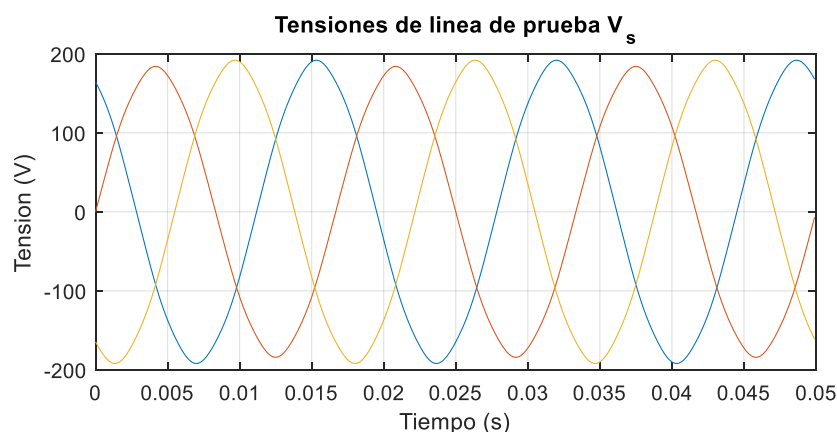


Figura 4.5. Tensiones de prueba utilizadas para verificar el desempeño en condiciones de desbalance y distorsión máximos.

4.2. Arranque del convertidor ‘*Back-to-Back*’ con algoritmo ‘*anti-windup*’

La primera prueba que se realizó en la simulación corresponde a la puesta en marcha del convertidor del lado de la red, donde se debe de seguir una secuencia de puesta en marcha, lográndose que el hardware funcione correctamente y no se dañe. En el capítulo 5 se describe con más detalle la secuencia de encendido, la cual tiene como objetivo la carga gradual del capacitor del enlace de CD, a través de los diodos del convertidor que rectifican las señales trifásicas de la red, lográndose que la carga del capacitor alcance un nivel de carga inicial igual a: $V_{CDini} = \left(3\sqrt{2}/\pi\right) V_{SRMS}$, donde, V_{SRMS} es valor RMS de la tensión de línea de la red.

4.2.1. Resultados del PLL

La medición del comportamiento dinámico del PLL permite observar el tiempo de sincronización, la confiabilidad y estabilidad del algoritmo de sincronización. En la figura 4.6 se muestra el comportamiento del ángulo y la frecuencia angular calculados, los cuales varían libremente hasta que se aplica la tensión de la red, produciéndose la captura y sincronización del ángulo del PLL con el ángulo de la red eléctrica θ_s , que ocurre en un lapso de tiempo menor al de dos periodos completos de la tensión de red. El comportamiento transitorio de la frecuencia del PLL no está relacionado únicamente a las características de la función de transferencia del PLL en lazo abierto, (que es analizado en el capítulo 2), también se debe a la diferencia entre los valores instantáneos del ángulo del PLL θ_{PLL} y de la red, donde el error puede alcanzar valores positivos o negativos, presentando una respuesta transitoria y un tiempo de asentamiento diferentes cada vez que se ejecuta.

El arranque del convertidor se realiza partiendo de las condiciones iniciales descritas anteriormente. Durante la simulación, el arranque se ejecuta cuando se activan los lazos de control y se envían señales de encendido a los IGBTs del convertidor, entonces los lazos de control realizan el seguimiento de la tensión de referencia que es generada por el sistema de mitigación de la corriente de irrupción. La figura 4.7 muestra las señales obtenidas durante el arranque del convertidor, donde se observa que en la corriente existe un sobretiro inicial pico de $I_{CPK}=11$ A, que no se acerca a la corriente pico máxima de $I_{Cmax}=43$ A correspondiente a los 30 A_{rms} máximos del convertidor, este sobreimpulso es compensado rápidamente por los lazos de control del convertidor. Durante el seguimiento de la referencia de tensión de CD se obtiene una corriente de carga del capacitor acotada y de baja amplitud.

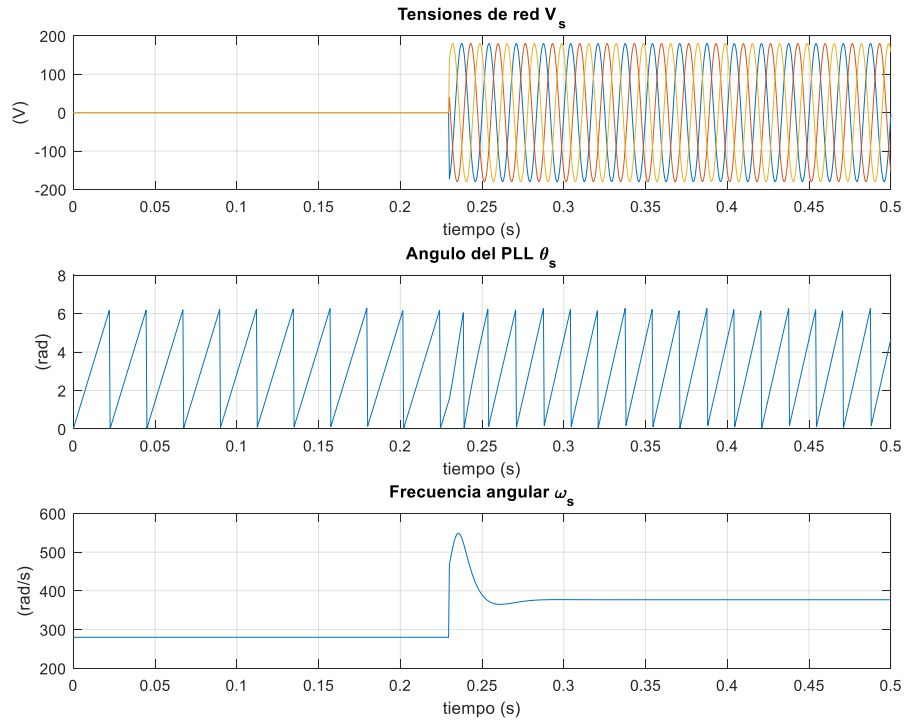


Figura 4.6. Comportamiento de las señales del PLL cuando se aplica la tensión de red.

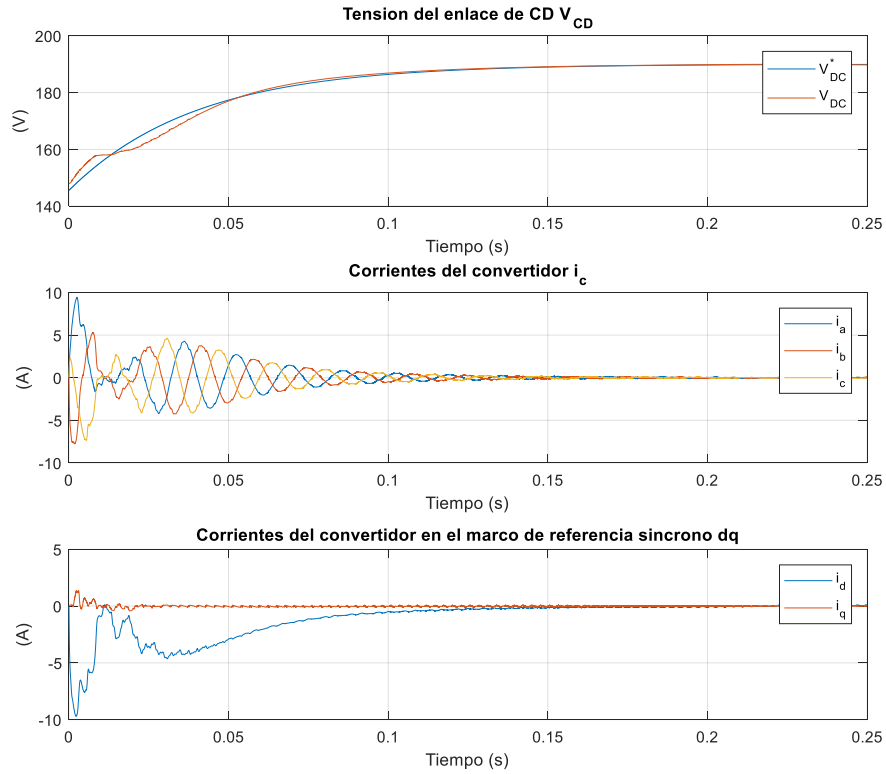


Figura 4.7 Arranque del convertidor 'Back-to-Back' con 'anti-windup'.

La corriente i_d en el marco de referencia síncrono (figura 4.7) muestra que el PLL se ha sincronizado correctamente, y que el convertidor consume potencia activa durante el transitorio. La tensión de CD se estabiliza completamente después de los 250 ms, completándose la primera etapa en la puesta en marcha del sistema de generación eólica.

Las formas de onda del convertidor en estado estacionario se observan en la figura 4.8, donde al utilizar controladores PI en los lazos de control, se obtienen distorsiones armónicas en la corriente que alcanzan un valor de THD de hasta 10.4 % para un valor de $3 A_{rms}$, disminuyendo por debajo de 5 % una vez que se sobrepasan los $9 A_{rms}$.

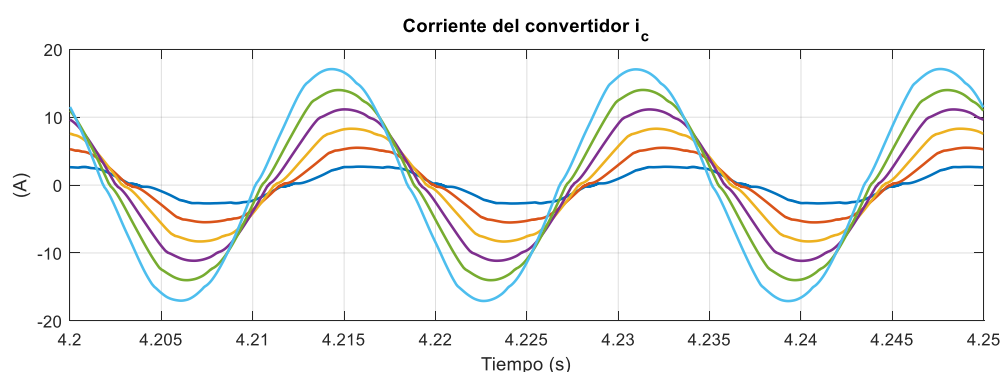


Figura 4.8 Forma de onda de corriente del convertidor correspondiente a un barrido de corrientes de carga desde $3A_{rms}$ hasta $9 A_{rms}$

4.3. Operación de convertidor ‘*Back-to-Back*’ como inversor y rectificador activo

Las siguientes pruebas permiten verificar el funcionamiento del convertidor como rectificador y como inversor. La primera prueba consiste en una rampa de corriente que va desde los +10 A hasta los -10 A en el convertidor enlace de CD. Esta transición ocurre en un tiempo de 200 ms. La perturbación introducida en la corriente CD se observa en la figura 4.9a, que va del valor máximo a valor mínimo, el convertidor pasar de un estado de operación como rectificador activo a operar como inversor, y se observa su correspondencia con la componente de corriente i_d en el lado de alterna (Figura4.9b).

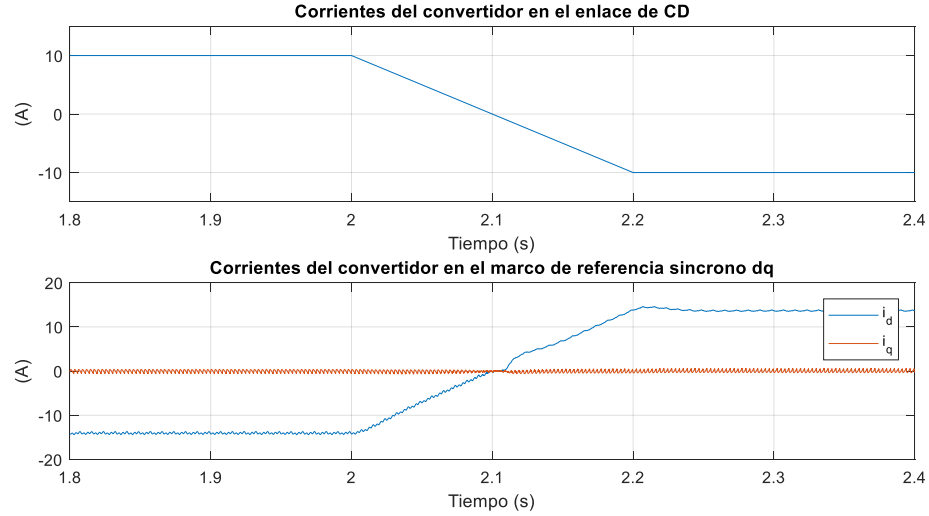


Figura 4.9. corrientes del convertidor en a) El enlace de CD b) Corrientes en el marco de referencia sincrónico dq

La figura 4.10 muestra el comportamiento de la tensión del enlace de CD, donde se muestra una pequeña desviación de 2.5 V con respecto a la tensión de referencia (figura 4.10a). En las corrientes trifásicas de la figura 4.10b, se observan los efectos de las no linealidades del convertidor en la envolvente de las corrientes trifásicas que se observa discontinua en la zona de cruce por cero de la corriente, cuyos efectos se observan también en la tensión de CD.

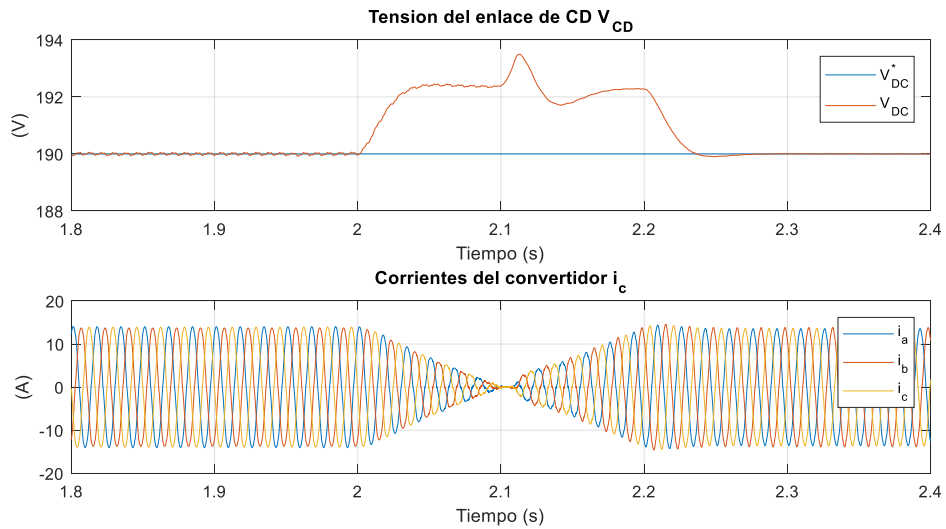


Figura 4.10 Corrientes del convertidor en a) El enlace de CD b) Corrientes en el marco de referencia sincrónico dq

La siguiente prueba realizada es la transición del modo de operación de rectificador a inversor, utilizando un escalón de corriente que parte de la máxima corriente de entrada ($I_L=10\text{ A}$ para una potencia de 1900 W), hasta la corriente de inversor de $I_L=-10\text{ A}$, para ello se utiliza una fuente controlada de corriente en el enlace de CD, que simula la salida del convertidor en el lado de la máquina, esto es con la finalidad conocer la respuesta del sistema ante una variación abrupta en la carga, esta señal se muestra en la figura 4.11a. El escalón de corriente es apreciable en las gráficas de corriente en el marco de referencia síncrono de la figura 4.11b, donde se observa la correspondencia entre los valores inicial y final de la corriente de CD y la componente de corriente i_d , en el marco dq en el lado de la red eléctrica. En este caso, i_d presenta un sobreimpulso que corresponde a una respuesta levemente subamortiguada. La figura 4.9 muestra el efecto de la perturbación en la tensión del enlace de CD, produciendo un sobretiro máximo de 210 V (figura 4.9a), y un sobretiro de corriente pico de 21.7 A (Figura 4.9b).

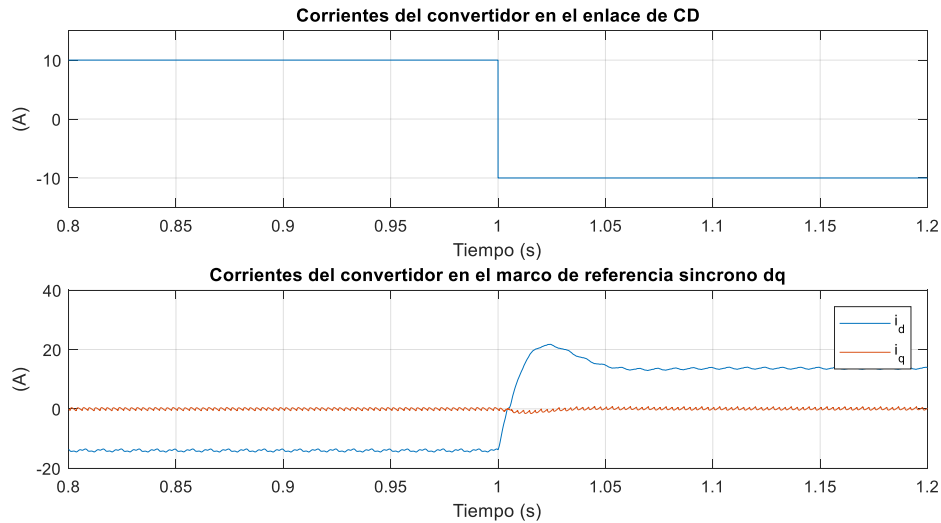


Figura 4.11. Corrientes del convertidor en a) enlace de CD, b) marco de referencia síncrono dq .

Finalmente, se incluyen los resultados del barrido de las formas de onda del CLR con un controlador PI+Resonante implementado en sus lazos de control de corriente, y el diagrama de bloques en Simulink™ que se utilizó para simular como se muestra en la figura 4.13.

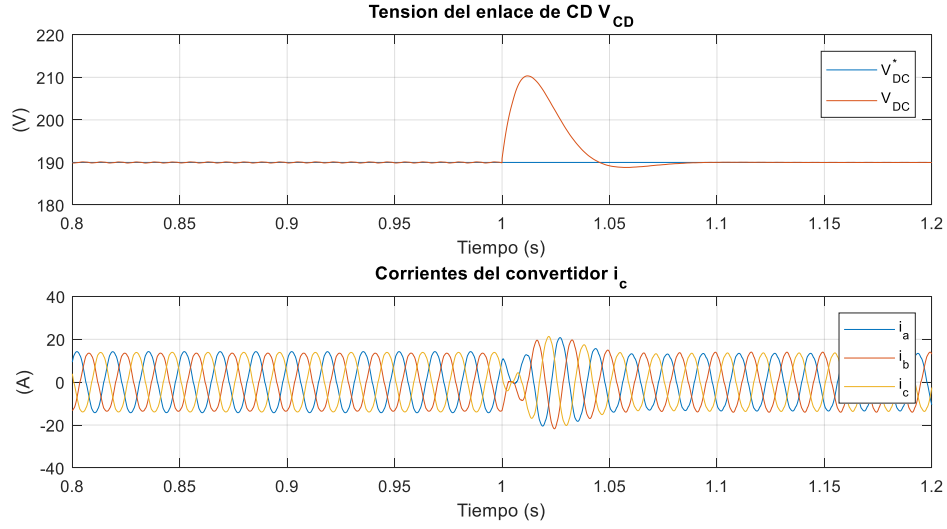


Figura 4.12. Resultados de simulación para la respuesta a una perturbación del tipo escalón.

El contenido armónico de un barrido de corriente utilizando un controlador PI convencional se muestra en la figura 4.14a. En la figura 4.14b se muestra el contenido armónico que se obtiene al utilizar el controlador PI+Resonante, en la misma figura se listan los valores de THDi correspondientes a cada corriente.

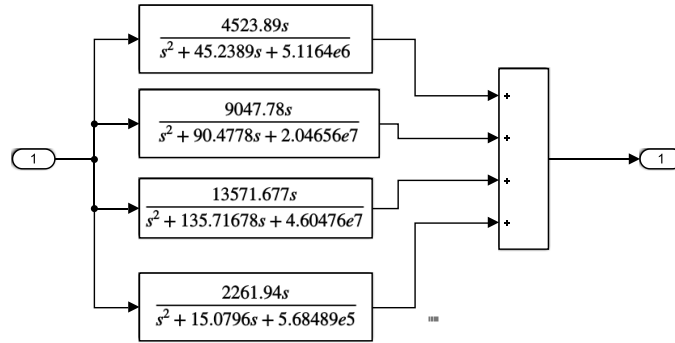


Figura 4.13. Bloque de Matlab de los controladores resonantes implementados en paralelo al control PI convencional

Finalmente, la figura 4.15 corresponde a la forma de onda de un barrido de corrientes desde $2A_{rms}$ hasta $10A_{rms}$, donde se observa que los valores más pequeños mantienen una forma de onda sinusoidal precisa y con poca distorsión.

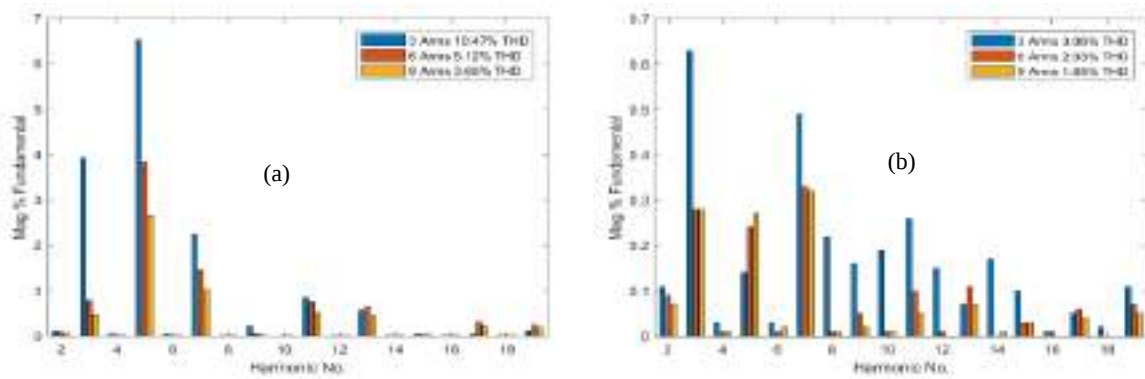


Figura 4.14 Contenido armónico de las corrientes de la red para una demanda de corriente de 3, 6 y 9 A cuando se emplean a) un controlador PI Tradicional, y b) un controlador PI+Resonante.

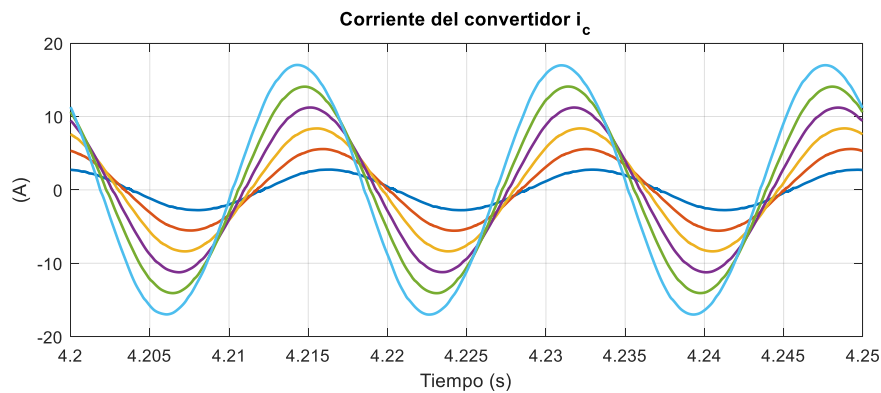


Figura 4.15. Corrientes del convertidor para las distintas potencias de carga en el enlace de CD.

4.4. Simulación del GIDA

Para la simulación se utilizó el modelo de máquina asíncrona incluido en el paquete Powersim™ del Simulink™ de Matlab®. El estator de la máquina se encuentra conectado a una fuente trifásica, en la cual se ha cargado la captura de las tensiones de línea del laboratorio, en el lado del rotor se incluyó únicamente la sección correspondiente al convertidor del lado del rotor (Figura 4.16), ya que debido a los recursos de cómputo limitados, se decidió que no se incluya el convertidor del lado de la red y los lazos de control del enlace de CD, por ello se sustituyó toda esta sección con una fuente de CD que realizaría la misma función en la simulación. También se construyó un modelo del MIDA/GIDA considerando el mostrado en [4], para compararse con el modelo disponible en la librería Powersim™, se utiliza la notación y el desarrollo que se encuentran en [2].

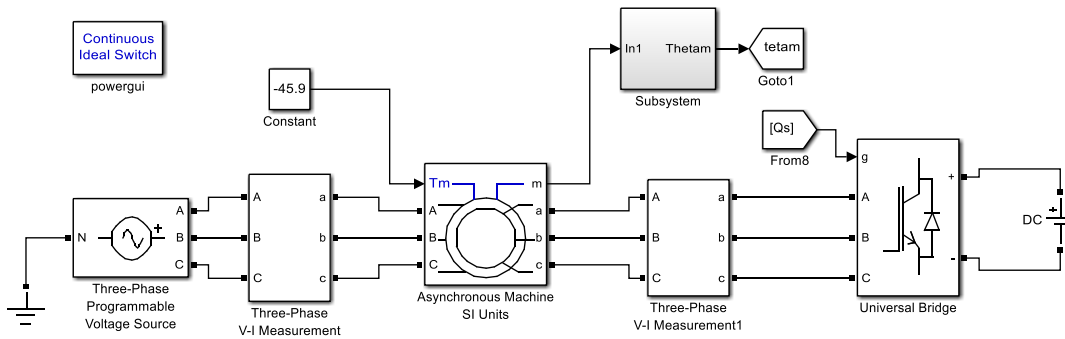


Figura 4.16 Modelo de simulación de la instalación del GIDA

Como fuente de par de carga se utilizaron dos tipos de fuente, la primera es una fuente de par que puede operar a par constante o variable en el tiempo, que permite realizar pruebas de respuesta a escalones de par, que se utilizará para verificar el seguimiento de la referencia de velocidad por parte del controlador, y su respuesta ante variaciones en el par de carga. El otro tipo de fuente utilizada contiene una relación par-velocidad que se encuentra segmentada en varias regiones, en la primera región el par es constante y en la segunda se tiene una pendiente negativa que cruza por cero, simulando el comportamiento de un motor de inducción alimentado por un variador de velocidad, esto es con el objetivo de simular las condiciones del banco de pruebas y realizar la verificación de los lazos de control de potencia.

El lazo de control de la corriente del rotor implementado y el control de potencia del sistema de generación eólica se muestran en la figura 4.17. En este se incluyen interruptores para habilitar transistores una vez que se alcanza la velocidad de trabajo, que ocurre transcurridos 0.5 s. Este control se implementa en un bloque de subsistema, que consiste en controladores PI, además de las estructuras de desacople para obtener una función de transferencia lineal en el lazo de corriente de la red, esto se realizó con base a lo analizado en el capítulo 3, así como en [4] y [2]. En su lazo externo se cuenta con un controlador de potencia reactiva que está en cascada con el lazo de la componente de corriente i_{dr} . También el controlador de velocidad implementa un algoritmo de ‘*anti-windup*’, de los cuales se realizaron pruebas de su desempeño, cuando se realiza el control de velocidad del MIDA/GIDA a través del rotor de la máquina. Los esquemas en Simulink™ de cada uno de los algoritmos ‘*anti-windup*’ implementados se muestran en la figura 4.18.

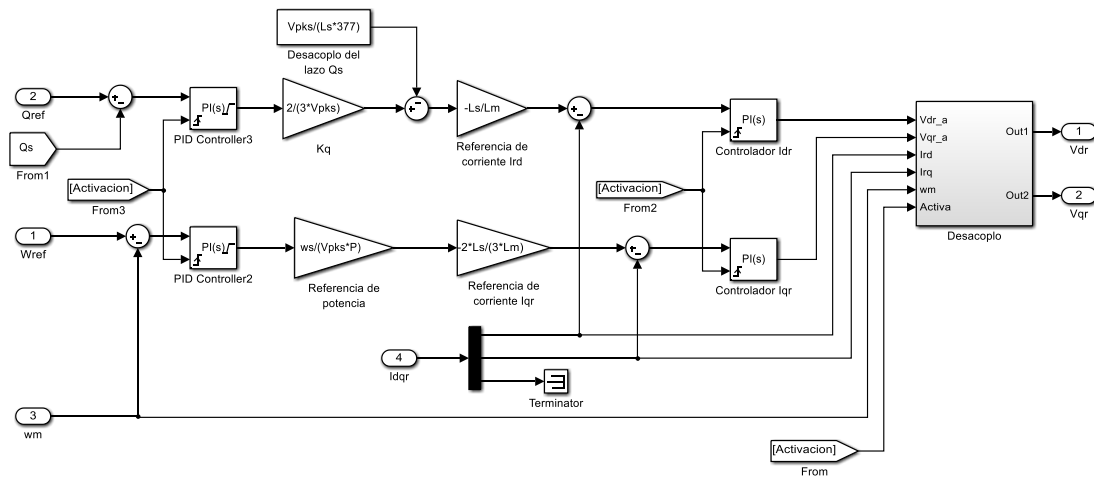


Figura 4.17. Lazos de control del GIDA

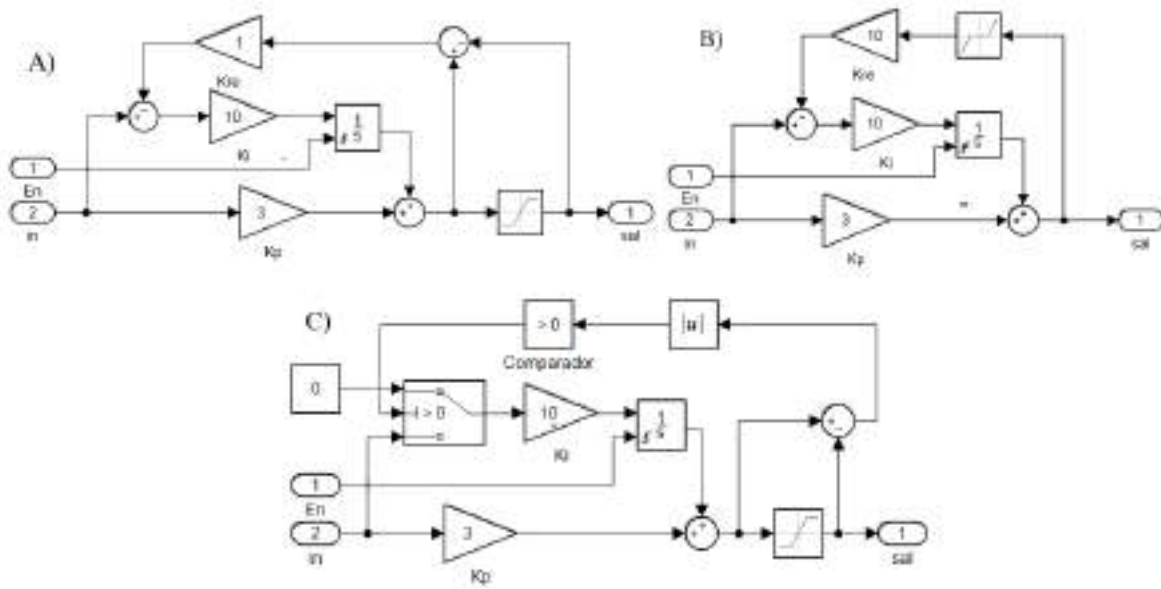


Figura 4.18. Esquemas de control ‘anti-windup’ a) PI de retroceso b) PI Zona restringida c) PI condicional

Las simulaciones inician con la máquina detenida ($\omega_r=0$), donde inicialmente se aplica la tensión de la red en el estator v_s y el rotor se mantiene desconectado (sin señal en los transistores del convertidor). Se utilizaron dos tipos de fuentes de par de carga, la primera es una fuente de par constante, que es utilizada en las pruebas de seguimiento de una referencia de velocidad. La segunda utiliza una tabla de valores de par contra velocidad, la cual tiene dos regiones, la primera proporciona par constante negativo desde la velocidad cero hasta la velocidad de transición, la siguiente región, tiene una

pendiente positiva hasta un punto de par positivo fuera del rango de velocidad de interés, lo que permite realizar pruebas del controlador de potencia activa.

Los lazos de control y el convertidor del lado del rotor se conectan después que la velocidad del GIDA entra en el rango de operación (el tiempo de espera es de 0.5 segundos). La máquina que se utiliza en la simulación se encuentra en el laboratorio y tiene los siguientes datos de placa y parámetros (Tabla 4.2).

Tabla 4.2 Parámetros de la máquina de inducción doblemente alimentada

Característica	Valor	Descripción
Velocidad síncrona	1200 rev/min	Velocidad desarrollada a 60Hz
Potencia Nominal	5.5 kW	Potencia trifásica del estator
Tensión nominal del estator	230 V	Tensión de línea RMS
Corriente nominal del estator	22.5 A	Corriente nominal RMS
Conexión del estator	Delta	
P	3	Pares de polos
Tensión nominal del rotor	180 V	Tensión de línea RMS del rotor
Corriente nominal del rotor	19.5 A	Corriente nominal del rotor RMS
Conexión del rotor	Estrella	
u	1.2778	Relación de transformación
R _s	0.207 Ω	Resistencia del estator
L _{σs}	1.59 mH	Inductancia de fuga del estator
L _m	21.62 mH	Inductancia de magnetización
R _r	0.158 Ω	Resistencia del rotor
L _{σr}	974 μ H	Inductancia de fuga del rotor
R _r	0.259 Ω	Resistencia del rotor referida al estator
L _{σr}	1.59 mH	Inductancia de fuga del rotor referida al estator
L _s	23.21 mH	Inductancia del estator
L _r	23.21 mH	Inductancia del rotor
J _{GIDA}	0.078 Kg m ²	Momento de inercia del rotor del GIDA
J	0.131 Kg m ²	Momento de inercia del GIDA acoplado a la MI

En el Capítulo 3 de la tesis se aborda en extenso la obtención de parámetros, el modelo lineal de los lazos de corriente, potencia y velocidad de la máquina, así como la sintonización de sus controladores. Las condiciones de simulación establecidas se muestran en la tabla 4.3, donde el valor inicial de la referencia de velocidad es la velocidad síncrona ($\omega_m^*=0$), y el valor de la parte integral de los controladores de corriente y velocidad en cero.

Tabla 4.3 Condiciones iniciales y parámetros de la simulación

Parámetro	Valor
Tensión de línea	230 V
Velocidad inicial	0 rad/s
Tensiones del convertidor inicial V_{rd} , V_{rq} ($t < 0.5s$)	0
Referencia de velocidad ω_m^* ($t > 0.5s$)	377 rad/s
Referencia de la componente de corriente i_d ($t > 0.5s$)	0

4.5. Simulación del control del GIDA

Los resultados de la simulación de los lazos de control para escalones en la referencia de velocidad se muestran a continuación, para este caso la simulación se realizó con una fuente de par constante, además de tener implementado un controlador de velocidad con ‘*anti-windup*’. La figura 4.19a muestra el comportamiento de la velocidad al realizar el seguimiento de los escalones de referencia, donde se observa la puesta en operación del algoritmo ‘*anti-windup*’, y una velocidad de asentamiento que depende de la salida acotada de dicho controlador, este acotamiento de variables, también se observa en el par desarrollado, que se muestra en la figura 4.19b, donde el par se limita a $-48 < T_{EM} < 48$ (N-m) y que es proporcional a la corriente i_{rq} .

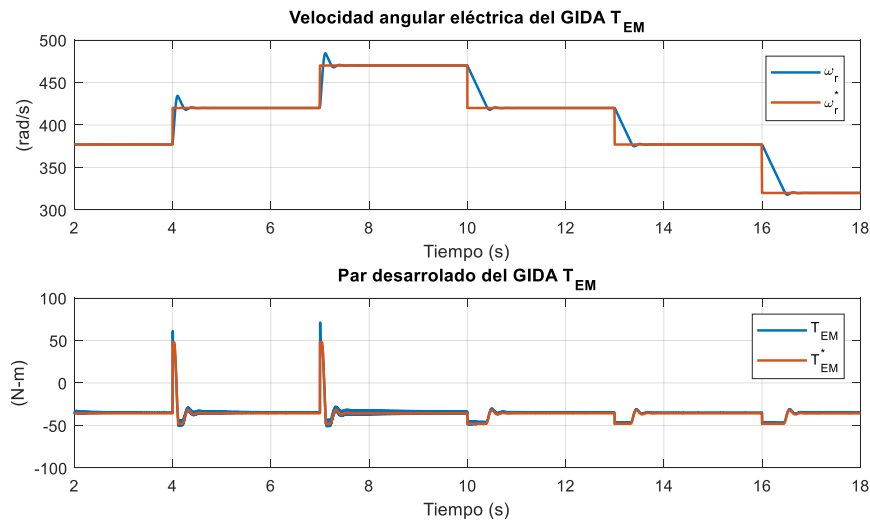


Figura 4.19 a) Comportamiento del seguimiento de la referencia de velocidad y b) Comportamiento del par de la máquina y la referencia estimada.

Las corrientes de estator y rotor se muestran en la figura 4.20, en este caso la corriente del rotor tiene una amplitud máxima acotada como producto de la acción del controlador de velocidad con ‘*anti-*

windup' (figura 4.20a), está siempre tiene una frecuencia fija y en fase a la red eléctrica. Mientras que las corrientes del rotor muestran una frecuencia variable ω_r (figura 4.20b), pudiendo ser señales de corriente continua cuando está operando a velocidad síncrona.

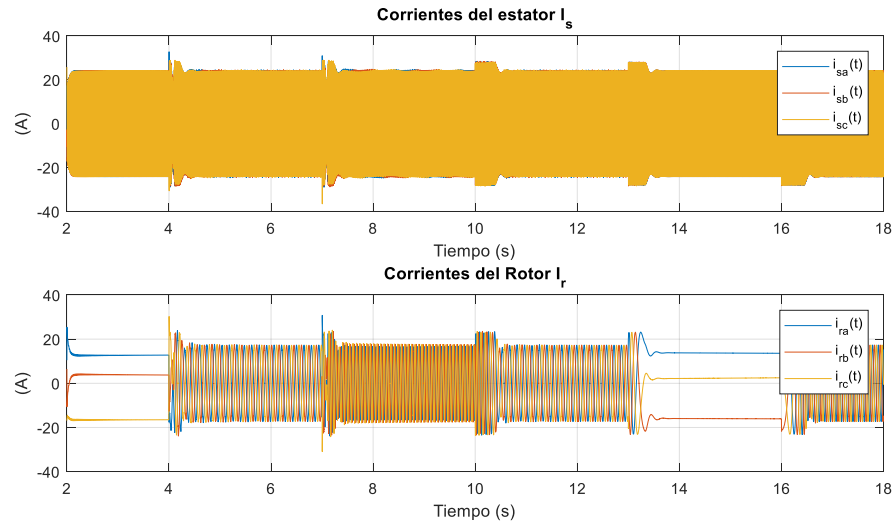


Figura 4.20 Corrientes simuladas del GIDA en a) el estator y b) el rotor

El comportamiento de la potencia del estator se muestra en la figura 4.21a, donde se observan la potencia activa del estator que responde a los cambios de velocidad, mientras que la potencia reactiva se mantiene constante haciendo el seguimiento de la referencia de potencia reactiva.

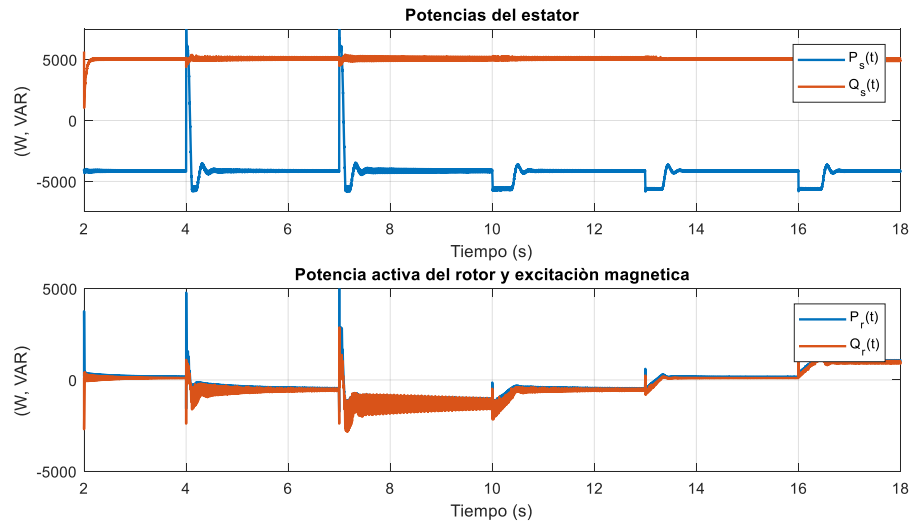


Figura 4.21 Comportamiento de las potencias a) del estator y del b) del rotor.

4.5.1. Pruebas con par de carga variable.

La siguiente prueba corresponde al seguimiento de una referencia de velocidad, cuando se varía el par de carga, con la máquina operando como generador. Esta prueba se realiza a velocidad síncrona, velocidad subsíncrona e hipsíncrona. En la figura 4.22a se muestra el comportamiento a velocidad síncrona de la máquina, donde se aprecian los transitorios causados por los escalones de carga, en el cual la desviación máxima de la velocidad es mayor a 1 rad/s. La respuesta del par desarrollado es igual al par de carga aplicado en estado estacionario. En esta prueba se aprecia que no se acciona el algoritmo ‘*anti-windup*’, debido a que no se excede el par de referencia máximo.

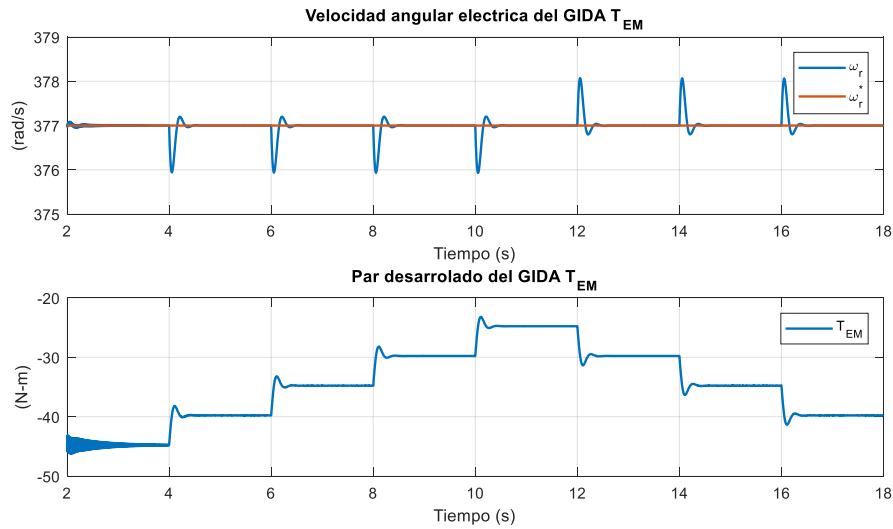


Figura 4.22 Comportamiento a velocidad síncrona de a) la velocidad del GIDA y b) par desarrollado para escalones de carga.

La corriente del estator se muestra en la figura 4.23a, en este caso se observa que la respuesta de corriente es proporcional al par desarrollado, considerando ambos componentes de la corriente. La corriente del rotor se encuentra en la figura 4.23b, en este caso cuando el GIDA opera a velocidad síncrona, las corrientes del rotor son de corriente continua y de diferentes amplitudes, lo que significa que el vector de flujo magnético gira a la misma velocidad que el rotor.

En la figura 4.24a se observa la potencia activa y reactiva del estator, donde la potencia activa varía de forma proporcional al par de carga, y la potencia reactiva se mantiene constante. En el caso del rotor operando a velocidad síncrona únicamente se puede considerar la potencia activa, ya que la potencia reactiva solo puede ocurrir cuando es corriente de CA, en este caso se puede utilizar el término corriente de excitación para referirse a esta componente.

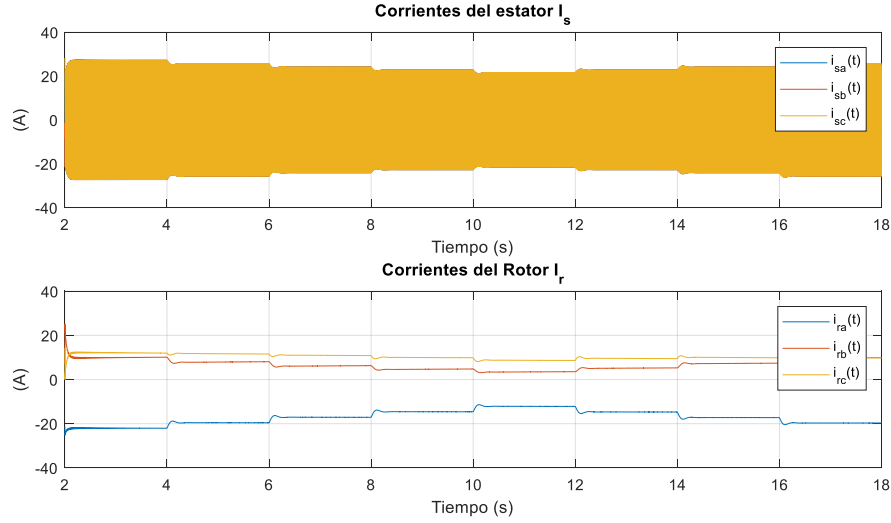


Figura 4.23 Comportamiento de las corrientes de a) estator y b) del rotor

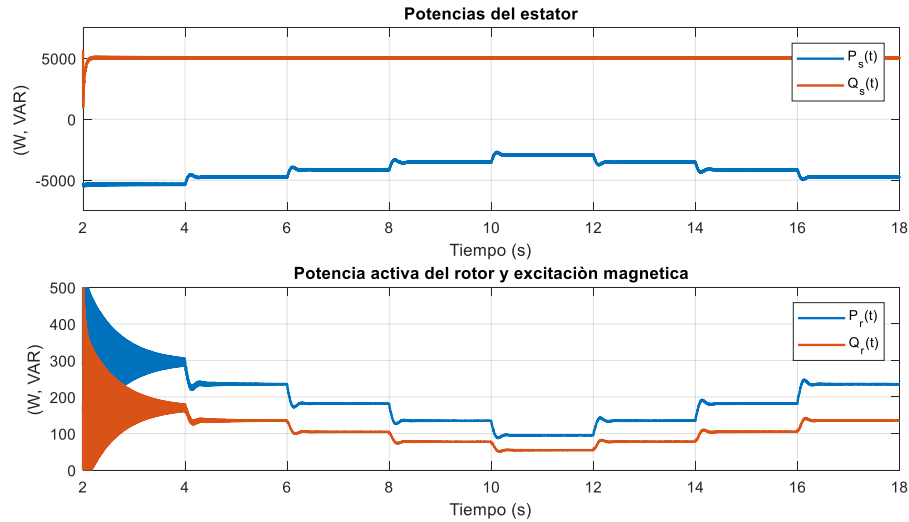


Figura 4.24 a) Potencias del estator, b) potencia activa y excitación magnética del rotor

4.5.2. Prueba a velocidad Subsíncrona.

La siguiente prueba que se realizó fue a la velocidad subsíncrona de 320 rad/s, en este caso, el comportamiento en el seguimiento de la referencia de velocidad es el mismo, como se observa en la figura 4.25a, donde la desviación de velocidad es de un 1 rad/s, además de la correspondencia con el par desarrollado en la prueba anterior.

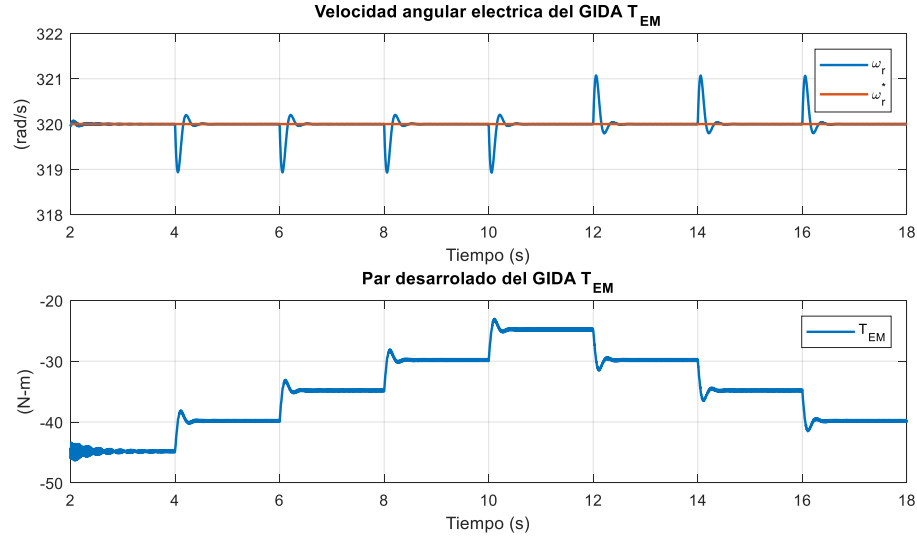


Figura 4.25 Comportamiento de a) la velocidad del GIDA y b) del par desarrollado para escalones de carga.

El desempeño de la corriente del estator (figura 4.26), es el mismo que en la prueba a velocidad síncrona, donde las corrientes tienen la misma magnitud. Las corrientes del rotor son un caso diferente, ya estas son de corriente alterna con una frecuencia ω_r constante de secuencia positiva.

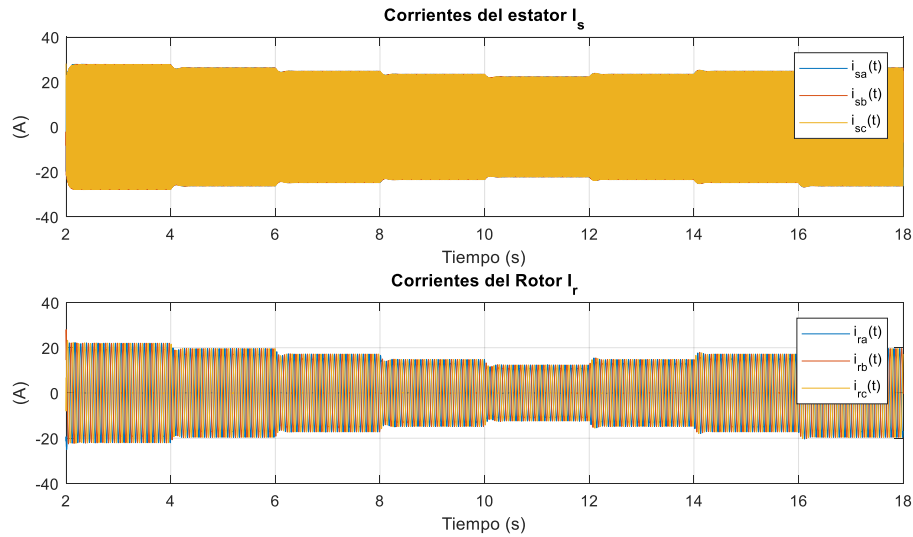


Figura 4.26 Comportamiento de las corrientes de a) estator y b) del rotor

Las potencias del estator se comportan de la misma manera que en la prueba a velocidad síncrona (Figura 4.27), sin embargo, las corrientes del rotor se comportan de forma diferente demandando potencia activa del convertidor, además de un corriente de excitación magnética.

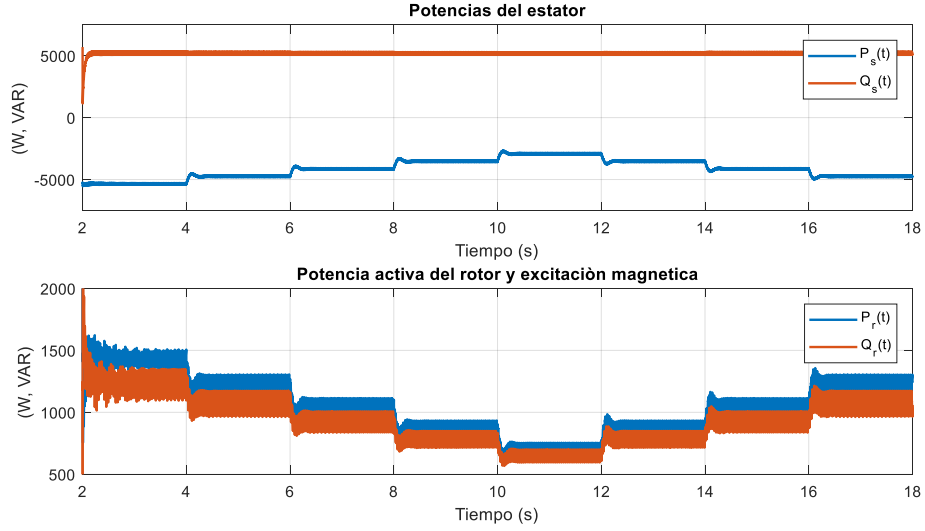


Figura 4.27 a) Potencias del estator, b) potencia activa y excitación magnética del rotor.

4.5.3. Prueba a velocidad hipersíncrona

La prueba de velocidad hipersíncrona muestra resultados similares a las pruebas anteriores, tanto en el comportamiento del seguimiento de la referencia de velocidad (Figura 4.28a), como en el comportamiento del par desarrollado (Figura 4.28b). la corriente del estator en este caso se comporta de la misma manera que en las pruebas anteriores (Figura 4.29a), y de forma consistente a los modelos que se encuentran en el capítulo 3

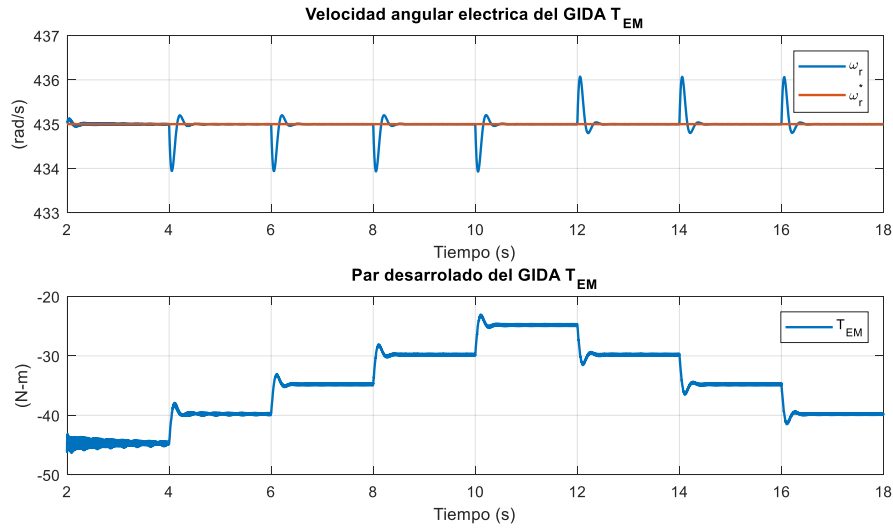


Figura 4.28 Comportamiento de a) la velocidad del GIDA y b) del par desarrollado para escalones de carga.

La corriente del rotor en este caso es de secuencia negativa y con una frecuencia ω_r constante.

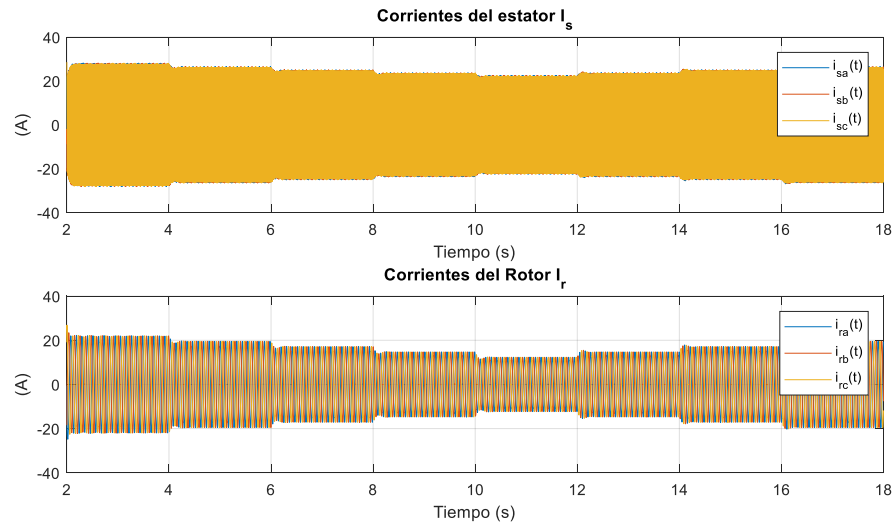


Figura 4.29 Comportamiento de las corrientes de a) estator y b) del rotor

De la misma forma que en las pruebas anteriores, las potencias del estator se mantienen iguales a velocidad hipersíncrona (figura 4.30), a diferencia de las potencias del rotor, donde se verifica que el GIDA entrega potencia de forma consistente con el análisis que se realizó en el capítulo 3. Finalmente, se observa oscilación en las potencias del rotor, que se deben al esfuerzo del controlador por compensar de la distorsión armónica y el desbalance en las tensiones de la red.

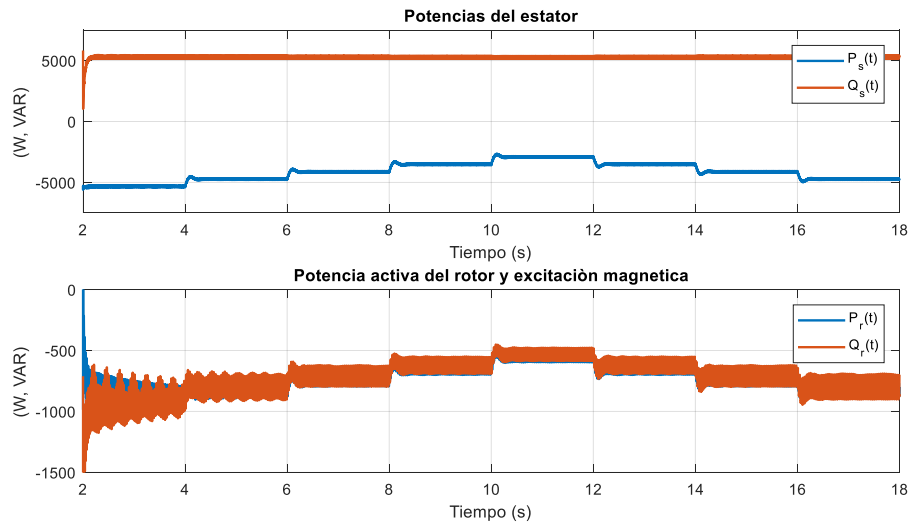


Figura 4.30 a) Potencias del estator, b) potencia activa y excitación magnética del rotor.

Capítulo 5. Diseño del hardware y programación del DSP

En este capítulo se presenta el desarrollo y construcción del prototipo del sistema de generación eólica con un Generador de Inducción de Doblemente Alimentado (GIDA). Como parte de la construcción de este prototipo, se realizó el diseño y montaje de los componentes de la sección de medición, acondicionamiento y las secciones del convertidor ‘Back-to-Back’ que conforman la etapa de electrónica de potencia del sistema de generación eólica. Se incluye el dimensionamiento y selección de los componentes eléctrico-electrónicos de la etapa de electrónica de potencia, el transformador para el CLR, protecciones eléctricas (interruptores termomagnéticos, arrancadores, etc.), relevadores para conexión a la red eléctrica del GIDA y el convertidor electrónico.

La siguiente sección trata sobre la programación de los algoritmos de control en el procesador digital de señales (DSP) TMS320F28335 de la compañía Texas Instruments™, utilizado por el grupo de electrónica de potencia de la ESIME Zacatenco, donde se programan los lazos de control del convertidor del lado de la red, los lazos de control del GIDA, las rutinas para el encendido de la etapa de electrónica de potencia y la puesta en marcha del sistema de generación eólica.

5.1. Diseño y construcción del hardware

En el laboratorio de electrónica de potencia se construyó el prototipo de la interfaz de potencia de un sistema de generación eólica basado en el GIDA (Figura 5.1), con el objetivo de realizar la verificación experimental de los algoritmos y estructuras de control del sistema de generación eólica. El sistema de generación eólica se implementa utilizando una máquina de inducción de doble alimentación (MIDA) de 5.5 kW (figura 5.2), que será utilizada como un generador de inducción de doble alimentación, que se acopla con una máquina de inducción jaula de ardilla (MI) conectada a un variador de velocidad para emular la dinámica de una turbina eólica [17]. Las características del sistema se definieron con base a la MIDA que se adquirió, que tiene los datos de placa que se muestran en la tabla 5.1. La MIDA es un motor de inducción de anillos deslizantes con 5.5 kW de salida, construida por el fabricante VEM en Alemania. La máquina tiene los devanados del estator en conexión delta y el rotor en estrella, con 6 polos lo que fija un rango de velocidades de: $900 \text{ rev/min} < \Omega_m < 1500 \text{ rev/min}$ (deslizamiento máximo de $\pm 25 \%$). El GIDA se acopla a una máquina de

inducción (MI) de 4 polos con un variador de velocidad que permite alcanzar el rango completo de velocidades.

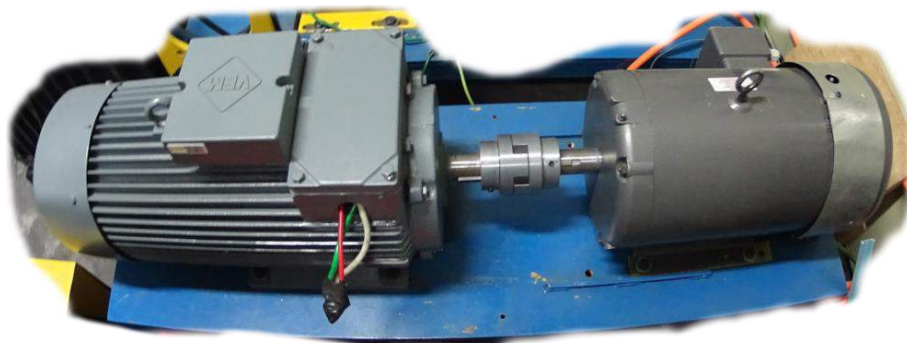


Figura 5.1. Generador de inducción de doble alimentación (GIDA)

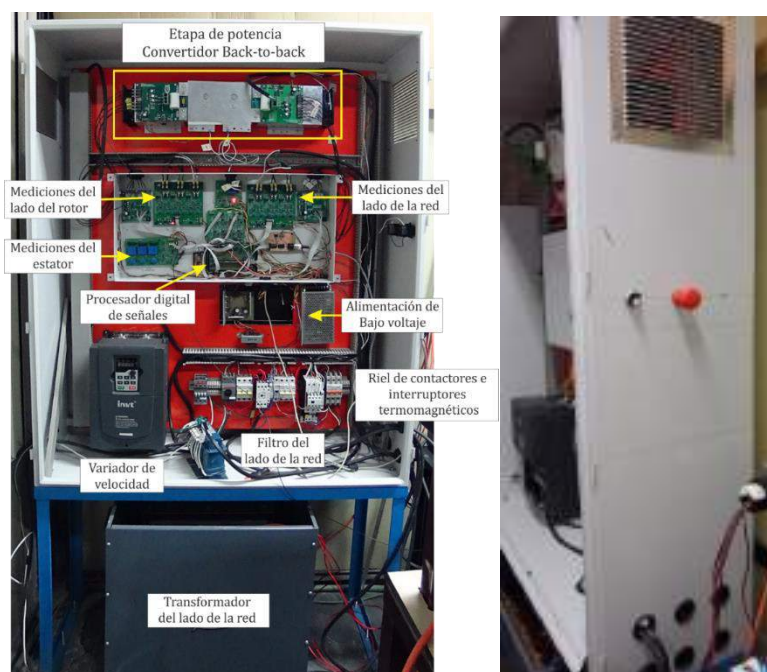


Figura 5.2. Fotografía del avance en la construcción del sistema de generación eólica donde se muestra la etapa electrónica del sistema.

En base a los datos del MIDA, se definieron las características del hardware implementado que se describen con más detalle en el capítulo 2:

- Tensión de alimentación: 230 V corriente alterna trifásica.
- Corriente máxima del convertidor 30 A_{rms}.
- Potencia aparente del convertidor 5760 VA.

- Procesador digital de señales TMS320F28335 de la compañía Texas Instruments™ con arquitectura de punto flotante.
- Comunicación con una computadora personal para la adquisición de datos mediante fibra óptica para minimizar la interferencia electromagnética.
- Enlaces de fibra óptica para el encendido de los transistores de la etapa de potencia.

Tabla 5.1. Características del generador de inducción de doble alimentación SPR 132 L6 HW Utilizado.

Característica	Valor
Fabricante	VEM
Potencia Nominal	5.5 kW
Velocidad síncrona	1200 rev/min
No. De Polos	6
Tensión de línea en el estator	230 V
Corriente Nominal del estator	21.7 A
Tensión de línea en el rotor	180 V
Corriente máxima del rotor	19 A
Factor de potencia	0.79

5.2. Metodología de desarrollo del hardware

Para el desarrollo del prototipo se utilizó la metodología propuesta en [51], que puede ser utilizada en el desarrollo de hardware y de software. El desarrollo de un prototipo funcional del sistema propuesto, permitirá demostrar el principio de funcionamiento, y servirá para realizar un proceso de aprendizaje a través de la exploración divergente. El desarrollo se realiza utilizando la metodología de desarrollo en ‘V’, mostrándose las diferentes etapas en la Figura 5.3, donde se observa una disposición que permite retornar de las distintas etapas del proceso y de esta manera poder corregir errores de diseño y realizar la refinación del prototipo final. Esta metodología también es utilizada ampliamente en ingeniería de software, por ello se considera también adecuada para el proceso de desarrollo del software que se programa en la plataforma del procesador digital de señales. Esta metodología armoniza las etapas de la realización de un proyecto de desarrollo e implantación con un esquema de bloques que permite regresar a etapas anteriores, cada vez que se requiere realizar una mejora en el diseño o se encuentre una falla, también permite aprovechar los resultados del test de fallos y pruebas de los módulos por separado de forma más eficiente.

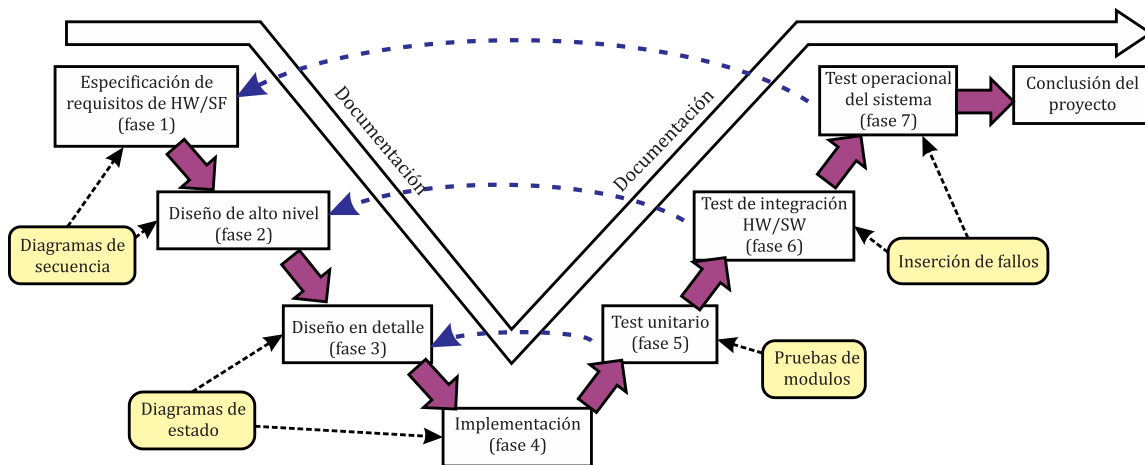


Figura 5.3 Diagrama a bloques de la metodología de diseño en V.

5.3. Descripción del hardware del sistema de generación eólica

El esquema del prototipo del sistema de generación eólica se muestra en la figura 5.4, donde se observa que el estator del GIDA se conecta directamente a la red eléctrica, y el rotor es conectado al convertidor ‘Back-to-Back’. El convertidor ‘Back-to-Back’ utilizado consiste en dos convertidores trifásicos de seis transistores IGBT, que son conectados a través del enlace de corriente directa, y que contiene además un banco de capacitores que es utilizado como filtro de tensión.

De los dos convertidores que conforman la topología ‘Back-to-Back’, uno se conecta al rotor de la máquina (convertidor del lado de la máquina, CLM) y el otro se conecta a la red eléctrica (convertidor del lado de la red, CLR), a este último se conectan en serie (entre la red y el convertidor), un filtro L y un transformador reductor. El filtro L se utiliza para filtrar las tensiones PWM del convertidor. El transformador reductor se utiliza para reducir el valor de las tensiones de entrada y así obtener una tensión más baja en el enlace de CD, que permita aprovechar la resolución de los módulos ePWM del DSP utilizado, ya que tienen contadores digitales, cuya resolución depende de la frecuencia del reloj y la frecuencia de conmutación. También se utiliza un filtro del lado del rotor que se coloca entre la salida del CLM y las terminales de la máquina, el filtro permite reducir los efectos de los saltos de tensión (dv/dt) causados por los pulsos de la modulación PWM, y cuyo diseño se realiza más adelante en este capítulo. También se necesitan elementos de protección y contactores para energizar y establecer la secuencia de encendido de la máquina.

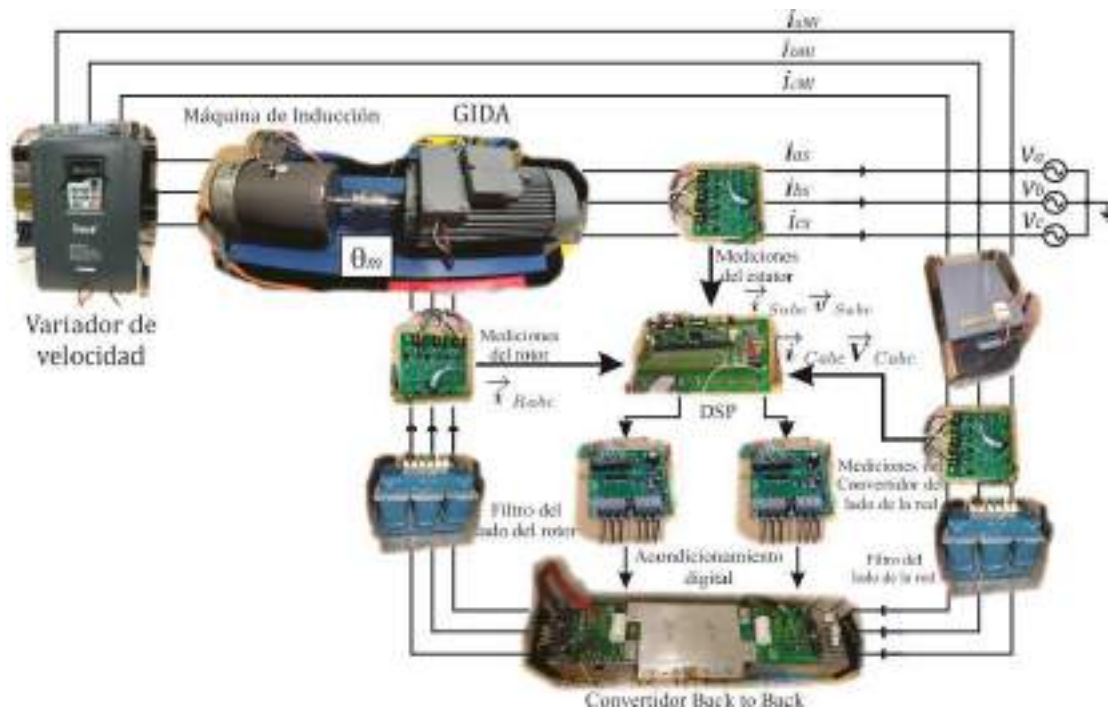


Figura 5.4. Esquema del hardware del sistema de generación eólica.

El hardware se enlista de acuerdo al diagrama eléctrico del sistema propuesto y las partes que componen al prototipo:

- Generador de Inducción Doblemente Alimentado
- Transformador reductor (figura 5.5)
- Filtro del lado de la red
- Filtro del lado del rotor
- Etapa de potencia del convertidor
- Tarjeta de mediciones del lado del estator
- Tarjeta de mediciones del lado del rotor
- Tarjeta de mediciones del CLR
- Tarjetas de acondicionamiento digital
- Procesador Digital de Señales (DSP)



Figura 5.5 Transformador para el convertidor del lado de la red.

5.4. Dimensionamiento y diseño del hardware de la etapa de potencia

En el capítulo 2 se determinan las características del convertidor ‘*Back-to-Back*’, que debe tener una potencia aparente en el lado de la red de: $S_C = 5.76$ kVA, una tensión de alimentación de CA del convertidor en $V_s = 120$ V_{rms} de línea, que se obtiene utilizando un transformador reductor conectado a la línea de 220 V_{rms}. Estos valores se obtienen tomando en cuenta que el convertidor utiliza el módulo de IGBTs FNA25060. Las características y valores de los componentes calculados en el capítulo 2 y que se muestran en la tabla 5.2, son para el convertidor ‘*Back-to-Back*’, que utiliza dos módulos FNA25060 y cuyo circuito esquemático se muestra en la figura 5.6.

Tabla 5.2. Características del convertidor utilizado.

Tensión de línea RMS	120 V
Potencia Nominal	± 5.76 kVA
Referencia de tensión del enlace de CD	210 V
Corriente nominal RMS	28 A
Capacitor en el enlace de CD	5.4 mF
Inductor L	2.5 mH
Resistencia del Inductor r_L	40 m Ω
Frecuencia de conmutación	20 kHz

En el esquema de la figura 5.6 se incluyen los componentes de la placa que conforman la etapa de potencia del convertidor, entre ellos el diodo TVS para la supresión de picos de voltaje en el enlace de CD. Los capacitores de snubber C_{SN} se utilizan para atenuar los transitorios de tensión causados

por la conmutación de los módulos de potencia y finalmente, el capacitor de filtro para el enlace de CD que tiene como función reducir el rizo de alta frecuencia del convertidor.

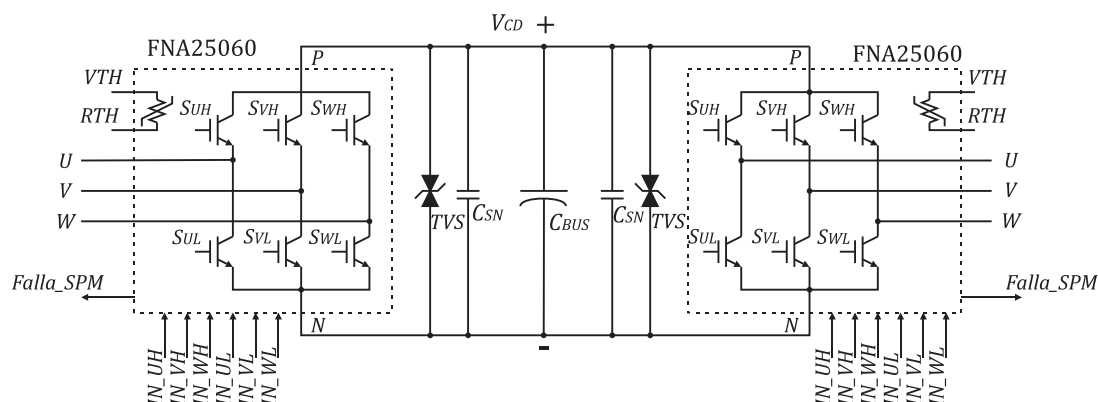


Figura 5.6. Esquema del convertidor basado en el módulo FNA25060.

Las señales PWM se envían a través de un enlace de fibra óptica entre la etapa de control y los pines del módulo de potencia, este enlace de fibra óptica ofrece aislamiento galvánico e inmunidad al ruido electromagnético.

5.4.1. Módulo de potencia

El convertidor utiliza el módulo de potencia FNA25060 que puede ser reemplazado por el módulo FNA27560 con una corriente promedio mayor [52], que es compatible en sus pines y circuitería complementaria, y proporciona un margen de corriente mayor a la del diseño. El primer módulo fue diseñado para utilizarse en variadores de velocidad de motores de hasta 10 HP, las características del módulo utilizado se muestran en la tabla 5.3, de acuerdo a la hoja de datos [53], mientras que el módulo FNA27560 tiene una corriente máxima de salida continua de hasta 60 A_{rms}.

Tabla 5.3. Características del convertidor utilizado.

Tensión máxima de alimentación (V_{PN})	450 V
Corriente de colector máxima (I_{Cmax})	50 A
Potencia disipada máxima del colector (P_C)	192 W
Corriente máxima en diodo de Bootstrap (I_{Fmax})	1 A
Frecuencia de operación recomendada (f_{PWM})	20 kHz
Tensión de alimentación de la sección de control (V_{PN})	15 V

Para que el convertidor desarrolle una potencia de $S_c = 5.7$ kVA requerida, se selecciona la corriente máxima utilizando el gráfico de la figura 5.8, donde para frecuencias de conmutación de 15 kHz se tiene una corriente máxima de operación segura de 32 A_{rms} a 90 °C de temperatura del casco. La gráfica de la figura 5.8 es proporcionada por el fabricante para obtener el punto seguro de operación del módulo utilizado. El convertidor se utiliza en pruebas con frecuencias de 10 y 20 kHz, esta última frecuencia se encuentra dentro de las condiciones recomendadas de operación de este dispositivo¹. Por lo anterior se elige el punto de operación del dispositivo en 28 A_{rms} a 80 °C de temperatura de operación en el casco del módulo, considerando que el punto elegido se encuentra dentro de la región delimitada por la curva de corriente máxima permitida, se considera también una reducción de esta región cuando se opera a 20 kHz, además que se implementa un disipador de calor y ventilación forzada con la capacidad suficiente para mantener una temperatura inferior a los 80°C. Las características del FNA25060 son la siguientes:

- Tres controladores de compuerta para los IGBT superiores.
- Un controlador de compuerta de tres canales para los IGBT inferiores.
- Seis IGBT de potencia acompañados de diodos en antiparalelo.
- Termistor de coeficiente de temperatura negativo (NTC) para la medición de la temperatura del casco.
- Tres Diodos de Bootstrap.

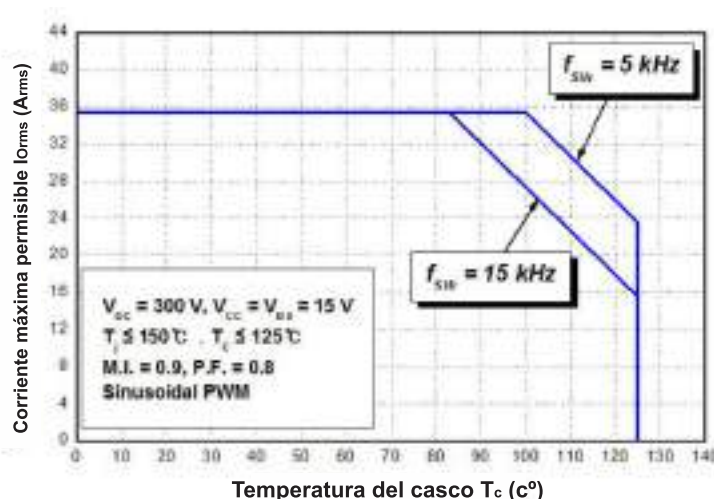


Figura 5.8. Gráfica para la selección de la ubicación del punto de operación del módulo con respecto a la temperatura de operación y la corriente máxima.

¹ Hoja de datos del módulo FNA25060 en la sección condiciones de operación recomendadas [53]

El diseño de la primera versión de la placa para el convertidor trifásico fue realizado por [54] para el accionamiento de un motor de inducción. En este trabajo se detalla el cálculo y la selección de los componentes de la placa para el convertidor. El circuito de aplicación sugerido por el fabricante se muestra en la figura 5.9, donde se detalla el circuito de activación para los IGBT superiores que, utiliza una fuente de tensión proporcionada por capacitores que almacenan carga cuando el IGBT se encuentra en un nivel de tensión bajo (circuito ‘*Bootstrap*’); se incluyen también los capacitores de desacoplo entre la fuente y tierra, los circuitos exteriores para los sensores de falla por sobrecorriente y de estados prohibidos, y el circuito de polarización para el termistor para la protección térmica del módulo.

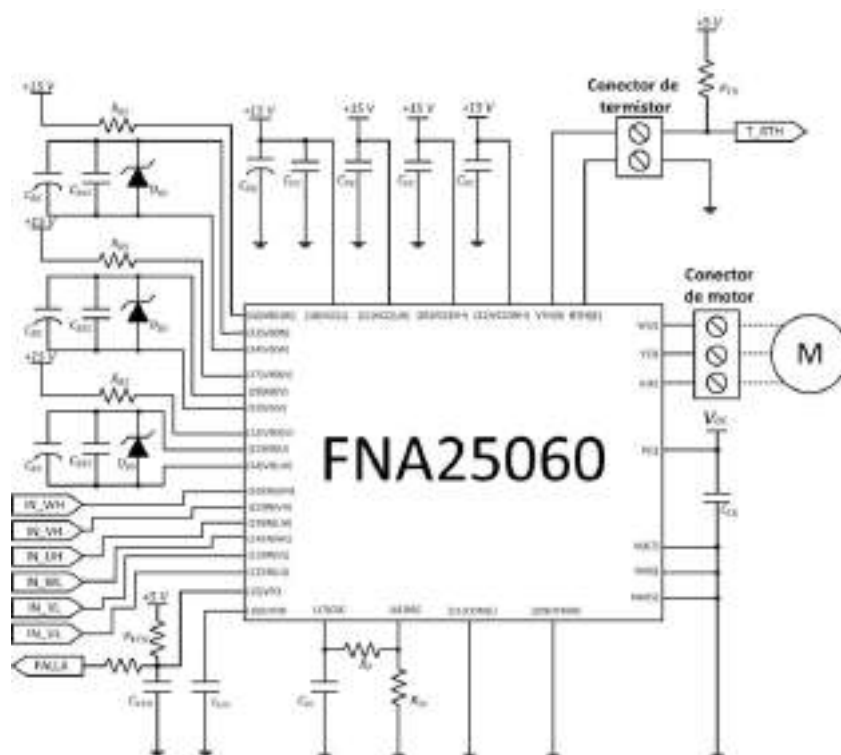


Figura 5.9 Circuito de aplicación del FNA25060 [54].

Se realizó una segunda versión del diseño de la placa donde se reemplazaron el capacitor de ‘*snubber*’ y el diodo TVS por otros componentes de tamaño reducido y tecnología más reciente, además se añadieron planos paralelos en las mallas correspondientes al enlace de DC y tensiones trifásicas, además se modificaron las distancias entre los pines para las mallas de alta tensión. La placa diseñada se muestra en la figura 5.10, donde se señalan las principales partes y componentes del inversor.

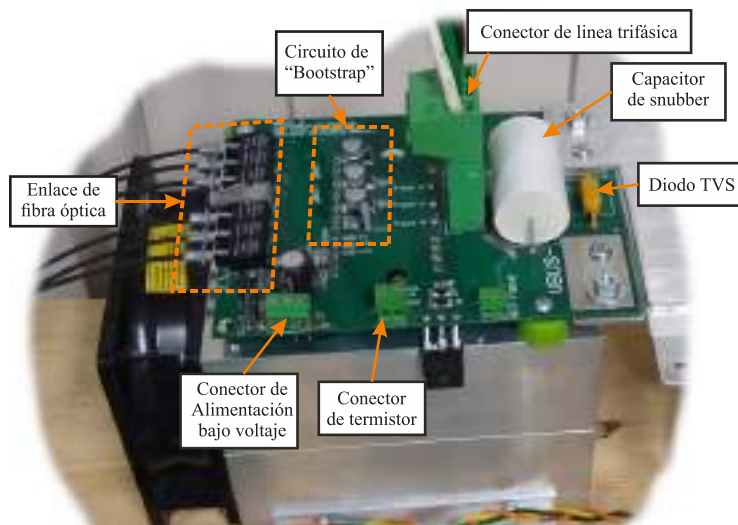


Figura 5.10. Fotografía de uno de los circuitos impresos del convertidor

5.4.2. Selección de los componentes del convertidor del convertidor ‘*Back-to-Back*’

El convertidor ‘*Back-to-Back*’ utiliza dos módulos de potencia FNA25060, cada uno en una placa de circuito impreso, y se acoplan a través del enlace de CD, que consiste en un arreglo de placas de aluminio paralelas con aislamiento entre ellas y con cortes y perforaciones, de manera que se puedan conectar los dos circuitos impresos y atornillar los dos capacitores electrolíticos que forman el arreglo capacitivo de 5.4 mF. El convertidor ‘*Back-to-Back*’ se muestra en la figura 5.11, donde se observan las dos placas correspondientes al CLR y al CLM.

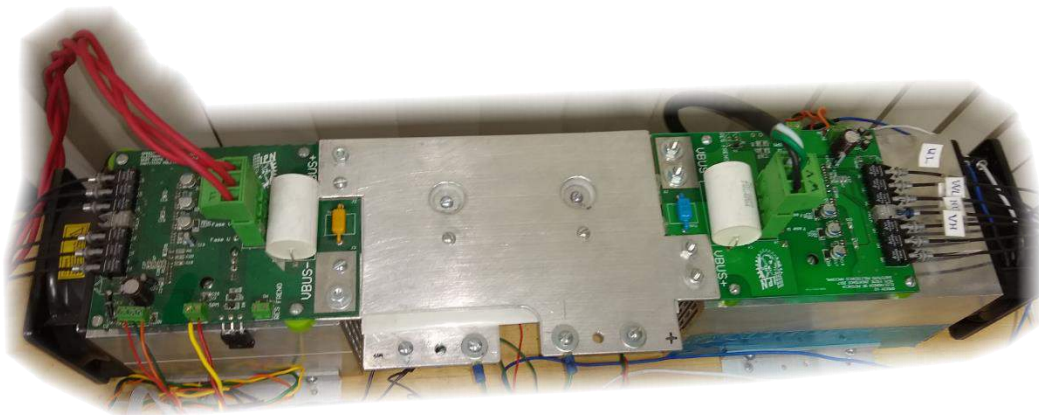


Figura 5.11. Fotografía del convertidor basado en el módulo FNA25060.

Los componentes del convertidor ‘Back-to-Back’ que no están incluidos en el circuito de activación por fibra óptica, y en los circuitos externos del módulo de potencia, son los siguientes:

- Capacitor de ‘snubber’
- Diodo TVS supresor de picos de tensión
- Capacitor del enlace de corriente directa
- Protecciones y otros elementos del circuito de fuerza

El circuito de fuerza contiene las protecciones por sobrecorriente, un circuito de apagado de emergencia y se incluye además un circuito que realiza la primera etapa de carga del capacitor del enlace de CD para mitigar la corriente irrupción, el diagrama de la figura 5.9 muestra todos los elementos de protección y contactores que componen el circuito de fuerza junto con los elementos del sistema de generación eólica.

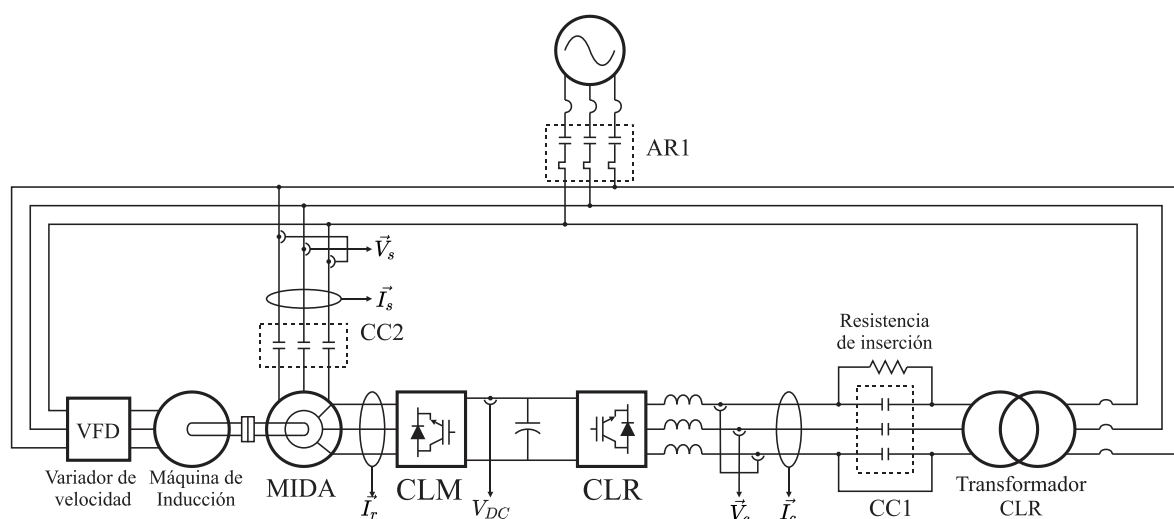


Figura 5.9. Diagrama eléctrico del circuito de fuerza del sistema de generación eólica que incluye la posición de los sensores del sistema de acondicionamiento.

5.4.3. Diseño del hardware de adquisición y acondicionamiento de datos

Para realizar las mediciones de las variables del convertidor, se utilizan sensores que proporcionan aislamiento galvánico para hacer las mediciones de las corrientes y tensiones del sistema de generación eólica. Las señales de voltaje de estos sensores se acondicionan de forma que se ajusten a al intervalo de entrada del convertidor A/D del procesador digital de señales, además se debe de limitar su ancho de banda para proporcionar a los lazos de control señales sin ruido, que puedan

interferir con el desempeño del controlador. Para cada señal medida se tiene un canal de salida del convertidor A/D del DSP que son los siguientes:

- Corrientes del convertidor i_{ac} , i_{bc} , i_{cc} en ADCRESULT0 hasta ADCRESULT2
- Tensiones del convertidor v_{ac} , v_{bc} , v_{cc} en ADCRESULT3 hasta ADCRESULT5
- Corrientes del estator i_{as} , i_{bs} , i_{cs} en ADCRESULT6 hasta ADCRESULT8
- Tensiones del estator v_{as} , v_{bs} , v_{cs} en ADCRESULT9 hasta ADCRESULT11
- Tensión del enlace de CD v_{CD} en ADCRESULT12
- Corrientes del rotor i_{ar} , i_{br} , i_{cr} , en ADCRESULT13 hasta ADCRESULT15

Estas corrientes y tensiones trifásicas se miden utilizando placas de medición y acondicionamiento analógico que se diseñaron para este proyecto. La medición de la tensión del enlace de CD se realiza con una placa de sensores de efecto hall que se usaron en proyectos anteriores [26].

Las placas diseñadas para las mediciones trifásicas emplean los sensores utilizados en el trabajo [54], los cuales ofrecen la misma protección galvánica y precisión que los sensores utilizados anteriormente. En este caso se utilizan para la medición de tensión una red resistiva con amplificadores de aislamiento que funcionan mediante un acoplamiento óptico. La medición de corriente se realiza con sensores de corriente de efecto Hall modelo ACS770LCB-050B que tiene las siguientes características:

- Ancho de banda de 120 kHz.
- Rango de medición de corriente de ± 50 A.
- Tensión de alimentación 5V.
- Sensibilidad de 40mV/A.
- Encapsulado diseñado para su montaje en circuito impreso.
- Aislamiento galvánico para una tensión máxima de 990 V_{CD}.

El sensor tiene una tensión de offset de 2.5 V. La figura 5.12 muestra el circuito de acondicionamiento de la señal analógica del sensor de tensión. El circuito de acondicionamiento contiene un circuito de ajuste de la tensión de offset de 2.5 V a 1.5 V, un filtro de segundo orden que limita el ancho de banda y atenúa las altas frecuencias producidas por la conmutación del convertidor, finalmente esta señal pasa por un amplificador de corte que limita la salida del acondicionamiento a valores máximos, para que no se exceda la tensión de entrada máxima del convertidor A/D del DSP.

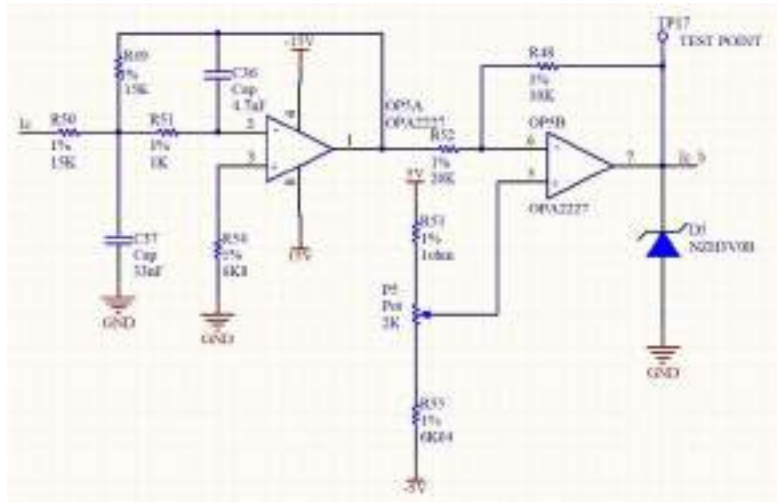


Figura 5.12. Acondicionamiento del sensor de corriente.

Para realizar la medición de las tensiones trifásicas, se emplea un divisor de tensión y un amplificador de aislamiento. El amplificador de aislamiento es el ACPL-C79B, el cual posee una interfaz óptica que proporciona aislamiento galvánico entre la etapa de potencia y el acondicionamiento de señales. El dispositivo tiene las siguientes características:

- Interfaz óptica analógica.
- Impedancia de 1 GΩ en su entrada.
- 100 kHz de ancho de banda.
- Ganancia unitaria.
- Rango de entrada de voltaje ± 200 mV

El divisor de tensión se diseñó considerando una tensión de entrada de ± 200 mV para abarcar una tensión de entrada pico máxima de ± 320 V, que corresponde aproximadamente a una tensión de CA de $220 V_{rms}$. Lo anterior se realiza considerando la tensión de alimentación del estator de la máquina que se conecta a la red del laboratorio, por lo que, el valor de las resistencias de este divisor serán $R1=100$ kΩ y $R2= 62$ Ω para obtener una atenuación de:

$$V_{Sens} = \frac{62}{100 \times 10^3 + 62} V_{in} \approx 6.2 \times 10^{-4} V_{in}$$

El circuito del sensor de tensión y su polarización se muestran en la figura 5.13a, donde se muestra el divisor de tensión compuesto por las resistencias R1 y R2, conjuntamente con los capacitores de filtro y bypass que requiere el amplificador de aislamiento. También, en la figura 5.13b se muestra el circuito del sensor de corriente que se conecta en serie entre la fuente y la carga. El sensor de corriente

ACS770LCB requiere en su alimentación, un filtro que rechace el ruido de la fuente conformado por un inductor y un capacitor de “bypass”.

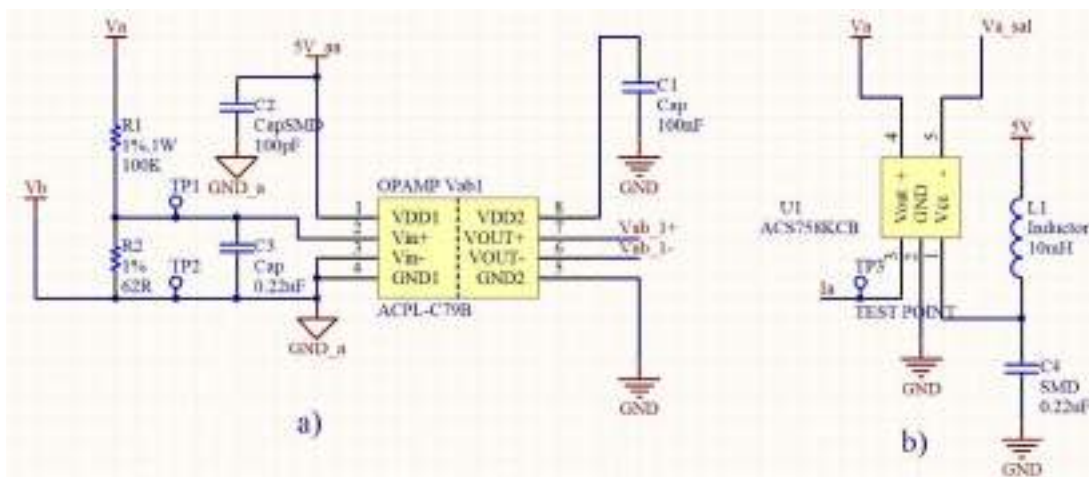


Figura 5.13 circuito del a) sensor de tensión b) sensor de corriente

La etapa de acondicionamiento del sensor de voltaje se muestra en la figura 5.14, que incluye también un filtro de segundo orden. El acondicionamiento del sensor de tensión tiene un amplificador diferencial que obtiene la diferencia entre las salidas v+ y v- del amplificador de aislamiento. La frecuencia de corte de los filtros se elige dentro de un intervalo, que se encontrará por debajo de la frecuencia establecida por el teorema de muestreo de Nyquist-Shannon, y por encima de la frecuencia de corte de los lazos de control [55].

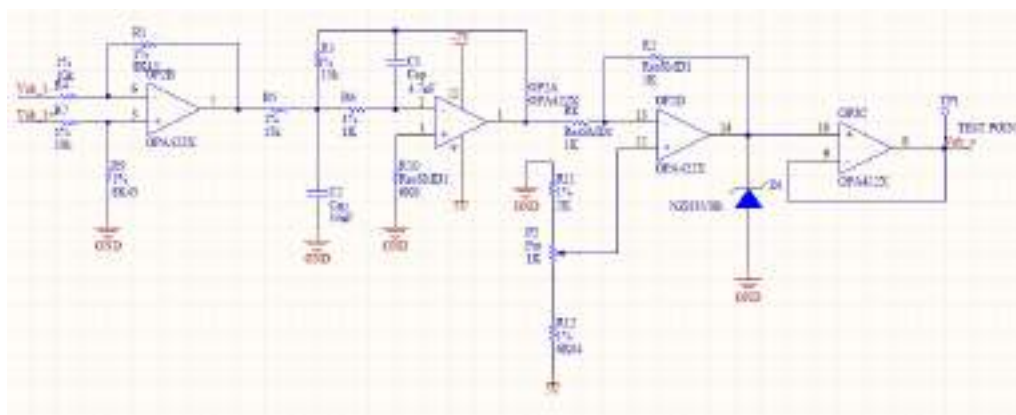


Figura 5.14. Acondicionamiento del sensor de tensión con filtro, ajuste de nivel y limitador de tensión de salida.

El filtro paso bajos que se utilizó es del tipo de realimentación múltiple, que tiene una salida inversora, y la capacidad de cancelar la amplificación de alta frecuencia, debida a los componentes parásitos del circuito, que causan aumento en la ganancia cuando se tienen frecuencias en el orden de los MHz. La función de transferencia del filtro es [26]:

$$\frac{V_{sal}(s)}{V_{en}(s)} = - \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + R_2 R_3 C_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) s + R_2 R_3 C_1 C_2 s^2} \quad (5.1)$$

Los componentes del filtro se eligen de manera que se obtenga una frecuencia de corte a los 3.3 kHz y un factor de amortiguamiento de $\zeta \cong 1/\sqrt{2}$, para ello se obtuvieron los valores que se muestran en la tabla 5.4:

Tabla 5.4 Valores de los componentes del filtro del acondicionamiento digital.

Componente	Valor
R_1	15 k Ω
R_2	15 k Ω
R_3	1 k Ω
C_1	33 nF
C_2	4.7 nF

La frecuencia de corte de 3.3 kHz se elige de forma que, la atenuación de 3dB se encuentre por encima de la frecuencia de corte de los lazos de corriente del convertidor y la máquina, además de una atenuación de 20 dB a los 10 kHz, que es la frecuencia de conmutación mínima utilizada en el convertidor.

La ganancia del acondicionamiento se mantiene fija utilizando redes de resistencias de precisión en la realimentación de los amplificadores operacionales, pudiéndose realizar un ajuste fino en el software del DSP. El nivel de offset se ajusta con potenciómetros que permiten mantener el nivel de voltaje centrado en el rango de la entrada del convertidor A/D. En la figura 5.14 se observa la placa de medición y acondicionamiento que se diseñó, donde las conexiones de potencia se localizan en el lado opuesto a las salidas de las señales acondicionadas.

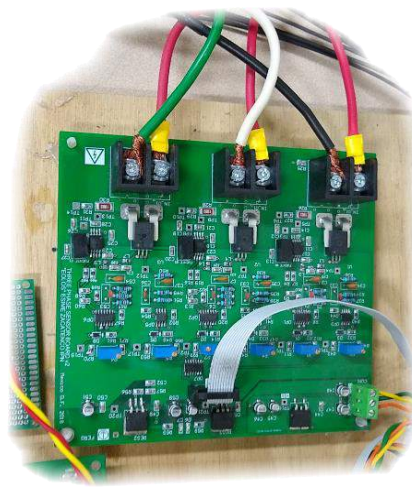


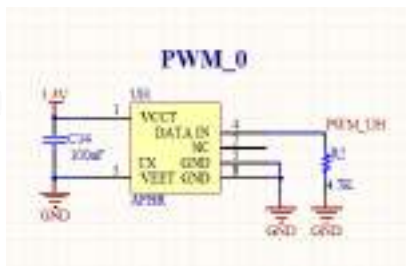
Figura 5.14. Vista de la placa de medición y acondicionamiento trifásico

5.4.4. Interfaz óptica para las señales de encendido del convertidor

Se implementan interfaces ópticas para las señales de activación de los transistores IGBT de los convertidores (figura 5.15a), y para recibir las señales de falla del módulo inteligente FNA25060. Las ventajas en la utilización de la fibra óptica son:

- Aislamiento galvánico que permite separar las altas tensiones de la etapa de potencia de las señales de baja tensión.
- Retardo mínimo y fidelidad en las señales transmitidas.
- Permite separar físicamente las placas del inversor y la etapa de control a la distancia deseada.
- Posee inmunidad a la interferencia electromagnética conducida, y permite reducir la interferencia electromagnética radiada al separar físicamente las dos secciones.

Se diseñó una placa que contiene los módulos transmisores y receptores de fibra óptica AFBR-1624Z /AFBR-2624Z (figura 5.15b), para las señales de activación de los seis IGBT del convertidor y un receptor para la señal de falla del convertidor, que además implementa una interfaz analógica para la lectura del sensor de temperatura integrado en el módulo FNA25060.



b)



Además, se realizó el diseño de la placa para el acondicionamiento de señales del tipo diferencial provenientes del sensor de posición, ubicado en el eje de MI que esta acoplada al eje del GIDA. La placa convierte señales en modo diferencial a modo común y realiza el ajuste a niveles de voltaje, a los requeridos por el DSP TMS320F28335. La placa utiliza los integrados AM26LS32ACN y 74HC126, que son un decodificador de línea RS-422 y un buffer de tres estados, respectivamente. El circuito implementado se muestra en la figura 5.17a y su circuito impreso se muestra en la fotografía de la figura 5.17b.

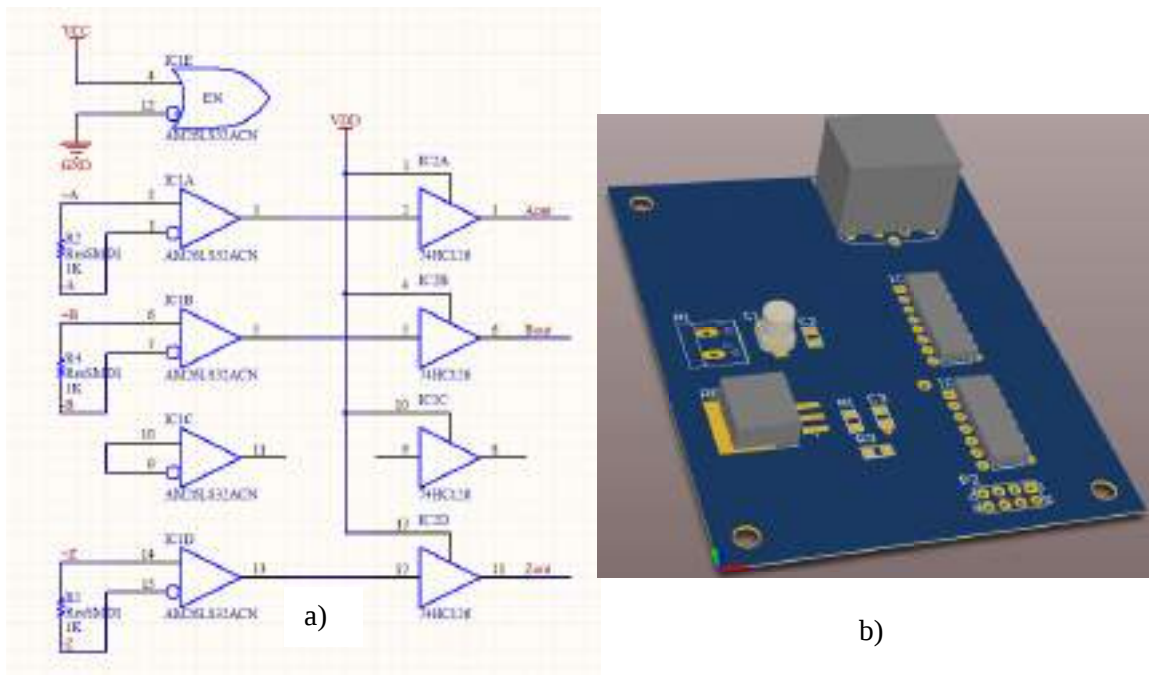


Figura 5.17. Circuito de acondicionamiento del encoder, a) Circuito esquemático de la tarjeta interface para el encoder de posición de la MÍ y b) Circuito impreso.

5.4.6. Comunicación de datos con una computadora

Debido a que durante las pruebas experimentales se requiere recopilar mediciones de múltiples variables al mismo tiempo, se implementó en el software del DSP una rutina para la transmisión de las señales medidas por el DSP del convertidor, para poder registrarlas en la computadora a través de Simulink/Matlab, que permite utilizar estos datos para ejecutar observadores en tiempo real, estimar variables que no se pueden observar directamente, y graficar grandes cantidades de datos que abarquen todo el experimento, además de verificar el correcto funcionamiento de los sensores del sistema. Debido a la gran cantidad de datos que se transmiten, es necesario utilizar una interfaz de alta velocidad, sin embargo, mientras mayor es la velocidad en una interfaz a través de hilos

conductores, también es mayor la susceptibilidad al ruido electromagnético, por ello se implementaron módulos de transmisión de datos por fibra óptica, para obtener un canal inmune a la interferencia y realizar la comunicación entre la computadora y el DSP. En la figura 5.18a se muestra el circuito esquemático del módulo de transmisión de datos, en la figura 5.18b se muestra el circuito esquemático del módulo de recepción de datos, y en la figura 5.18c se muestran los circuitos impresos del transmisor-receptor de comunicación de datos con la PC. En este caso se utilizaron el par de transmisor-receptor HFBR1521Z/HFBR2521, este par transmisor receptor tiene una tasa de transferencia máxima de 10 Mbps, en este caso, el transmisor HFBR1521Z requiere de un circuito driver de alta velocidad, como el SN75451.

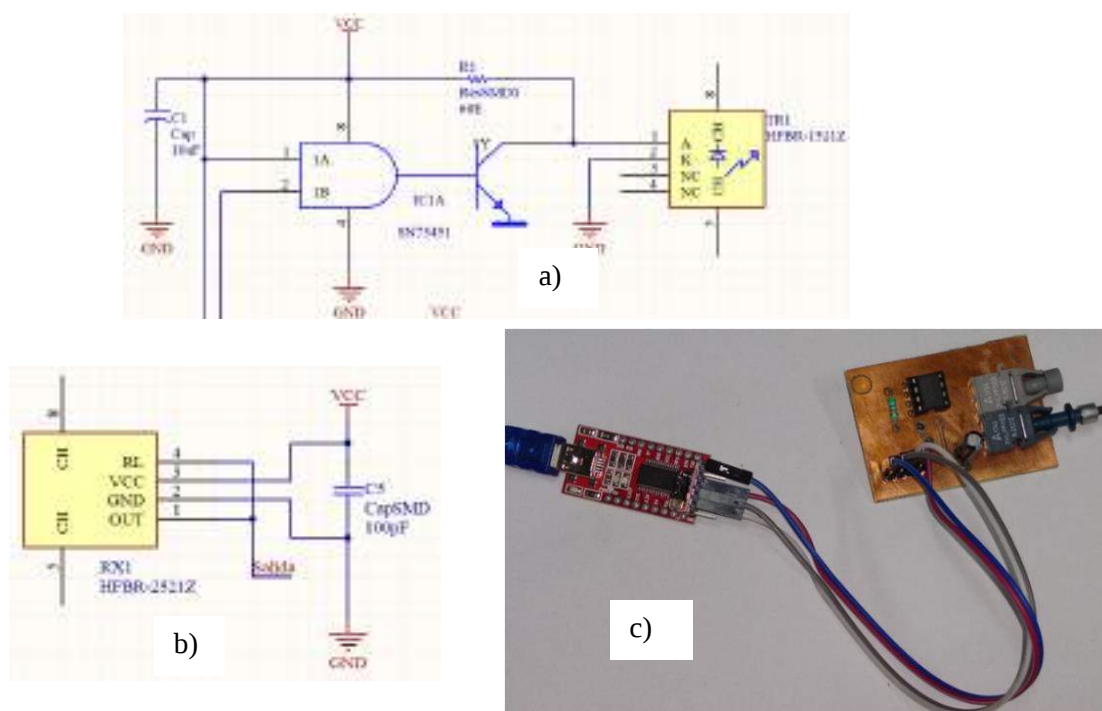


Figura 5.18. Interfaz de comunicación óptica entre el convertidor y la computadora a) Circuito esquemático de módulo de transmisión de datos b) Circuito esquemático del receptor de datos c) fotografía del módulo desarrollado.

Se construyeron dos unidades de transmisor/receptor que se utilizan en el DSP y en la computadora, la conexión a la computadora se realiza a través de un adaptador serie a USB con una velocidad máxima de 1.2 Mbps. La lectura y guardado de datos se hace a través del bloque “Query Instrument” en el software Simulink® que permite introducir datos a un modelo de simulación o a través de un archivo *.mat (Figura 5.19).

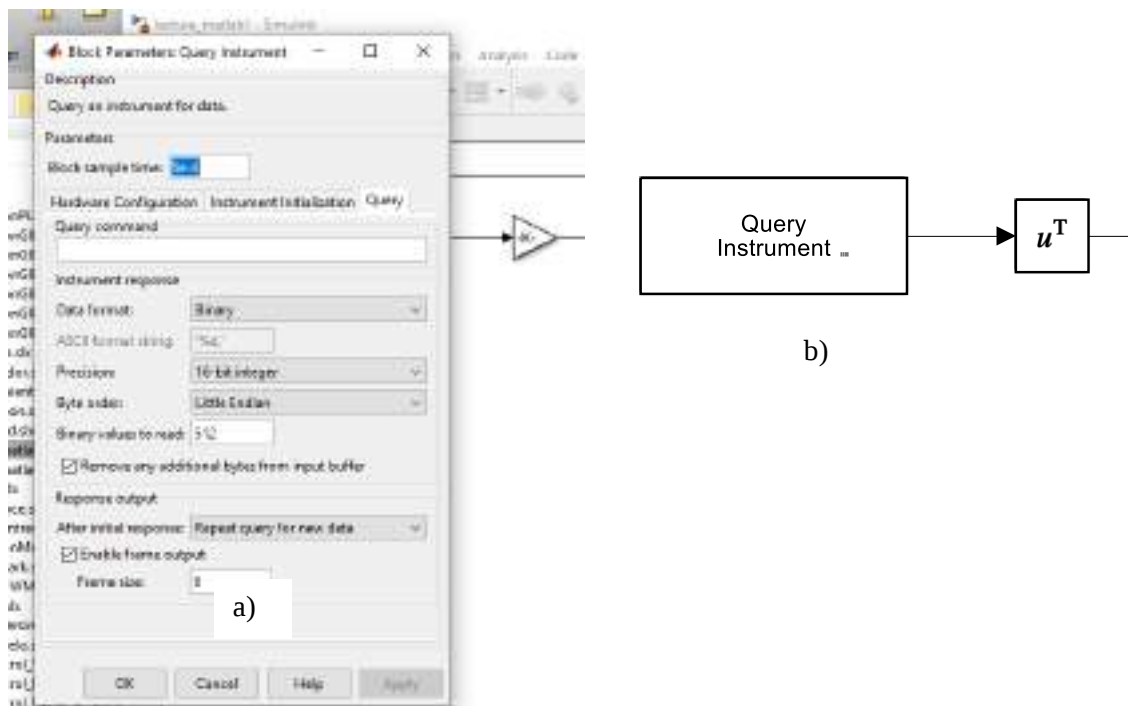


Figura 5.19. Sistema de lectura de datos a) Menú del bloque de comunicación en tiempo real Query Instrument y b) aspecto del bloque conectado a una transpuesta para su utilización en una línea de datos.

5.5. Filtro en el lado del rotor

A los convertidores electrónicos de potencia se les conectan a su salida diferentes tipos de carga, sobre todo cargas inductivas que incluyen transformadores de línea o de alta frecuencia, máquinas eléctricas, etc. Además, los cables utilizados en las conexiones tienen inductancias y capacitancias parásitas que añaden dinámicas no deseadas en el circuito de salida, que pueden causar daños en el equipo y deben ser eliminadas. Un ejemplo de soluciones para mitigar estos problemas, son las llamadas redes “snubber” que minimizan los efectos de la resonancia entre las inductancias y capacitancias parásitas del circuito. En el caso del control de máquinas eléctricas con convertidores electrónicos de potencia, se utilizan filtros dv/dt que minimizan los efectos parásitos de los conductores y de los devanados de la máquina [56].

5.5.1. El problema de las variaciones de la tensión (dv/dt) en los devanados de las máquinas de CA

Las máquinas eléctricas de CA en su construcción tienen devanados, aislados entre sí y con el núcleo del estator que provoca que surjan capacitancias parásitas, las cuales se suman a las componentes

inductivas de los devanados, lo cual crea resonancias en el circuito eléctrico de la máquina, como resultado de estas capacitancias aparecen corrientes de fuga en los rodamientos y un mayor estrés eléctrico en los aislamientos de la máquina [57]. Cuando se alimenta la máquina con señales de tensiones PWM, surgen transitorios de tensión (figura 5.20) en las terminales de la máquina. La medición mostrada en la figura 5.20 se realizó con una longitud de cable entre el convertidor y la máquina de solamente 3 m, mientras que los trabajos que se han revisado presentan casos para longitudes mayores a los 20 m [49], [58].

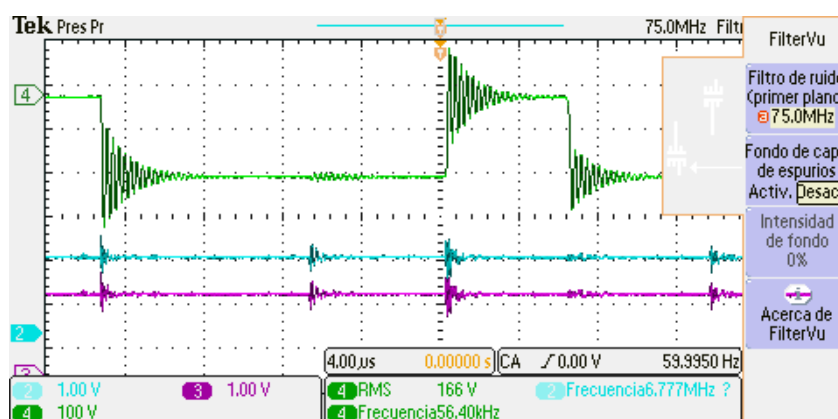


Figura 5.20. Gráfica de las tensiones de línea presentes en las terminales del rotor (verde) que muestran la presencia de sobretensión en los devanados

En este trabajo, el filtro que se conecta al rotor de la GIDA es un filtro dv/dt y es utilizado para proteger a la máquina de los efectos de saltos de tensión de la señal PWM. Existen diferentes tipos de filtros para atenuar estas tensiones de escalón. Para atenuar los saltos de tensión (dv/dt) en las terminales del motor, se colocan una resistencia y una inductancia en paralelo a la salida del convertidor, como se muestra en la figura 5.21a [4].

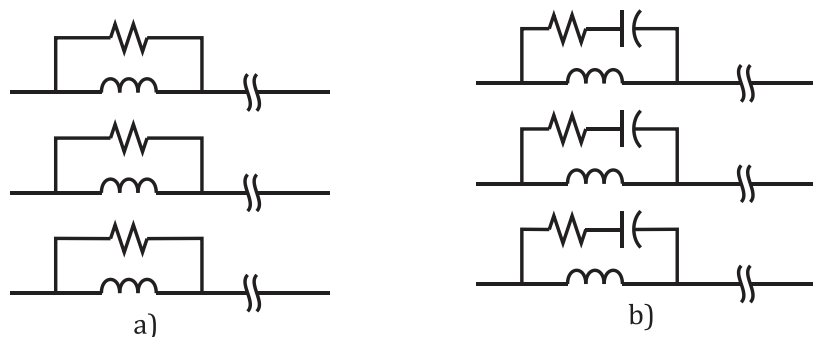


Figura 5.21. Filtros dv/dt para el rotor del GIDA.

Se seleccionó un filtro comercial del fabricante MTE, modelo DVSP0027E (dV sentry), diseñado para atenuar los saltos de tensión (dv/dt), el filtro está compuesto por inductores acoplados magnéticamente en una estructura especial, que permite crear un circuito magnético, donde las corrientes inducidas por la frecuencia de conmutación se cancelen entre sí, paralelo a las terminales de cada inductor se encuentran conectadas resistencias como se muestra en la figura 5.21a, el filtro (dv/dt) que se adquirió se muestra en la figura 5.22.



Figura 5.22. fotografía del fitro (dv/dt) utilizado.

5.6. Programación de los algoritmos de control del sistema de generación eólica

El control del sistema de generación eólica utiliza la plataforma del Procesador Digital de Señales (*'Digital Signal Processor'* por sus siglas en inglés DSP), en este caso el TMS320F28335. El algoritmo de control y operación se implementa utilizando rutinas de programa y árboles de decisión que permiten realizar la operación automática del sistema, por ejemplo, cuando se realiza la secuencia de encendido del convertidor del lado de la red, se pone en marcha el GIDA, y cuando se realiza la operación normal del sistema, también se implementan los lazos de control del sistema, utilizando rutinas que se llaman cada vez que se cumple un ciclo de muestreo.

El código del programa se realiza en lenguaje C/C++, considerando el hardware disponible en la plataforma digital TMS320F28335, en las siguientes secciones se detallan los algoritmos que se programaron para implementar los lazos de control que se muestran en la figura 5.23, que representan

los lazos de control del sistema de generación eólica. De estos lazos se obtiene un algoritmo que se tradujo a código fuente y se deberá de ejecutar dentro de cada ciclo de muestreo del sistema, que será el mismo periodo de tiempo utilizado en la modulación PWM.

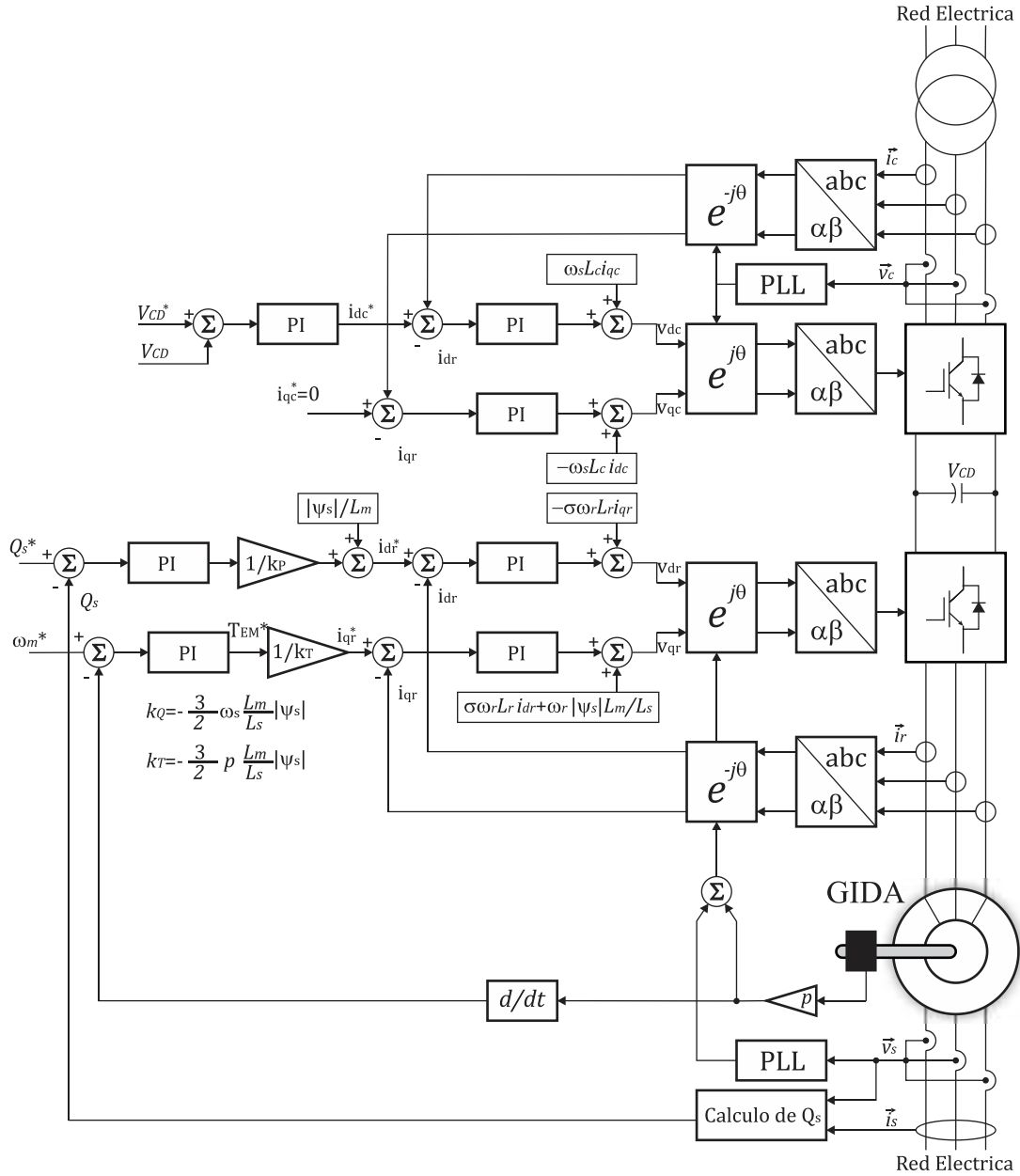


Figura 5.23 Esquema completo de los lazos de control del sistema de generación eólica

5.6.1. Descripción y características del DSP TMS320F28355

El Procesador Digital de Señales (DSP) TMS320F28355 integra los periféricos de un microcontrolador (MCU) y las funciones propias del DSP, como una unidad aritmética de punto flotante, con funciones trigonométricas implementadas por hardware y unidades de multiplicación acumulación (MAC), que se utilizan para realizar funciones de suma y multiplicación en un solo ciclo de reloj. Todo esto hace que el TMS320F28355 sea adecuado para el cálculo de filtros digitales y operaciones con funciones de transferencia en tiempo discreto. Este tipo de dispositivo también se le suele llamar Controlador Digital de Señales (DSC ‘*Digital Signal Controller*’) que representa una mejora sobre las capacidades de cómputo de un microcontrolador. Los DSC pueden ser de punto fijo y/o de punto flotante, según el tipo de los datos y las operaciones. El DSP utilizado es fabricado por la empresa Texas Instruments®, y la programación del dispositivo se realizó en el entorno de desarrollo integrado (IDE) Code Composer Studio™ (CCS) versión 9 para Windows, el cual contiene un compilador para los lenguajes C, C++ y ensamblador, además de la paquetería controlSUITE™ que contiene las librerías, funciones y códigos de ejemplo para el DSP que se está utilizando. El TMS320F28335 del fabricante Texas Instruments es un DSP especializado para aplicaciones de control de máquinas eléctricas, convertidores CD-CD, CA-CD trifásicos y monofásicos. Se implementaron en el DSP TMS320F28335 los lazos de control del GIDA, del CLR, las rutinas de encendido y comunicación con el usuario.

Las características del DSP TMS320F28335 utilizado son [59]:

- Frecuencia de reloj de 150 MHz.
- Nivel de voltaje de entradas y salidas de 3.3 V
- Arquitectura de 32 bit.
- Unidad de cálculo de punto flotante (FPU ‘*Floating Point Unit*’) de precisión simple norma IEEE-754.
- Módulo de multiplicación y acumulación para operaciones de 32 x 32 bits y 16 x 16 bits.
- Arquitectura Harvard.
- Programación mediante código C/C++ y ensamblador.
- Acceso a los periféricos directamente a memoria (DMA ‘*Direct Memory Access*’).
- Memoria Flash de programa de 256 k x 16 bit.
- Memoria RAM de 32 k x 16 bit.
- Interfaces de comunicación serial SCI, SPI e I²C.

-
- 6 módulos ePWM configurables con 12 salidas y programación de tiempos muertos.
 - Tres temporizadores de 32 bit con interrupción.
 - Hasta 88 puertos de propósito general GPIO multiplexados programables.
 - Bloque de interrupciones con hasta 96 interrupciones de los diferentes periféricos
 - Dos puertos decodificadores demoduladores de cuadratura con contadores de hasta 32 bits
 - Temporizadores de 32 bit, donde 6 módulos se utilizan como módulos de captura mejorados (eCAP Enhanced Capture Modules) y 2 como contadores para los decodificadores de cuadratura mejorados (eQEP Enhanced Quadrature Encoder Pulses).

Los periféricos utilizados en el sistema de generación eólica son principalmente: el convertidor analógico-digital; los GPIOs empleados para botones, luces indicadoras y el accionamiento de relevadores de estado sólido; todos los módulos ePWM, con sus respectivas interrupciones; se utilizan los decodificadores de cuadratura eQEP para la lectura del encoder de posición; y las interfaces de comunicación serie para la comunicación con la computadora. La principal característica de la arquitectura de los Procesadores Digitales de Señales (DSP) es la segmentación de flujo [60], donde se divide la ejecución de instrucciones en etapas, iniciando la ejecución de una instrucción antes de que se termine de ejecutar las anteriores, donde cada etapa de la instrucción se realice en un solo ciclo de reloj, y los resultados de la primera etapa pasan a la siguiente, y la etapa que se libera recibe los resultados de la etapa anterior. De esta manera en el transcurso de la ejecución de un programa se obtiene una velocidad promedio que se aproxima a una instrucción por ciclo de reloj.

En la figura 5.24 se muestra el DSP TMS320F28335 montado en una tarjeta DIMM de 100 pines, la cual esta insertada en la placa base “Docking Station”, la cual cuenta con una entrada de alimentación de 5V, una interfaz de programación y depuración integrada con conexión USB, pines de entrada y salida para jumpers y cables planos.



Figura 5.24 Tarjeta de control TMS320F28335 en la placa base “Docking Station”

5.6.2. Bucle principal del programa

El código para el sistema de generación eólica deberá de realizar el control del convertidor del lado de la red, el control del GIDA y otros algoritmos de optimización para logra reducir el contenido de armónicos y compensar el desbalance de la línea. La programación de estos algoritmos se deberá de realizar mediante el uso de un bucle principal, que se encarga de tareas secundarias y el monitoreo del estado del sistema. Los lazos de control del Convertidor del Lado de la Red y del GIDA se realizan con subrutinas que se llaman con interrupciones de hardware, en este caso la interrupción del convertidor A/D cuya operación esta enlazada a la operación de los módulos ePWM.

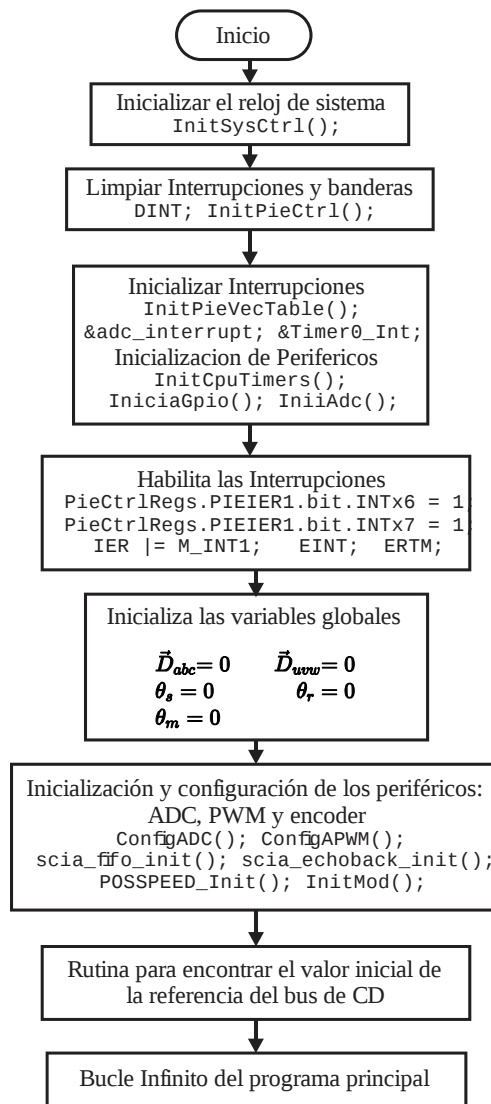


Figura 5.25. Diagrama de flujo del bucle principal

La primera sección de la rutina principal del programa es la de inicializar el reloj del sistema, los bancos de memoria, y las interrupciones, posteriormente inicializar los puertos de propósito general y los módulos de hardware que serán utilizados. La figura 5.25 muestra el diagrama de flujo de la rutina principal, que después de realizar las operaciones iniciales entra en un bucle infinito, donde se realizan las funciones secundarias, como el monitoreo de los botones del teclado y el encendido de indicadores, también en este caso se ejecuta el cálculo de la velocidad del GIDA, que requiere un intervalo de tiempo adecuado y un número mínimo de muestras para realizar el cálculo preciso de esta variable.

5.6.3. Rutinas de interrupción del hardware

La frecuencia elegida para operar los módulos ePWM es de 10 kHz con la posibilidad de aumentarse hasta 20 kHz. El inicio de la conversión en el módulo A/D se puede activar utilizando el módulo ePWM, el cual enviará al módulo A/D la señal de iniciar conversión una vez que el ePWM ha cumplido un ciclo completo, esto se designa a través del registro `AdcRegs.ADCTRL2.bit.EPWM_SOCA_SEQ1`. Entonces la rutina que ejecuta los algoritmos de control de CLR y del GIDA son ejecutados mediante la interrupción del módulo A/D. El diagrama de flujo de esta rutina se observa en la figura 5.26, que se encarga de limpiar la bandera `AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR` al finalizar su ejecución.

5.6.4. Diseño de controladores de CLR

Para realizar la implementación de los lazos de control del sistema de generación eólica se debe de obtener una versión discreta de los controladores que se utilizan en estos lazos, en general estos son controladores del tipo Proporcional Integral (PI), además se incluye los controladores del tipo resonante que formarían el conjunto Proporcional Integral más Resonante (PI+Resonante). Estas funciones se implementan en forma de ecuaciones en diferencias, que se obtienen a partir de la transformada Z de la función de transferencia que se va a utilizar.

Las ecuaciones en diferencias son la versión discreta de las ecuaciones diferenciales, que se caracterizan por realizarse en tiempo discreto, dónde se utilizan las variables guardadas de ciclos anteriores para realizar el cálculo de las variables actuales, esto permite su implementación en código de programación para el DSP, el cual fue diseñado en un principio para implementar este tipo de algoritmos [61].

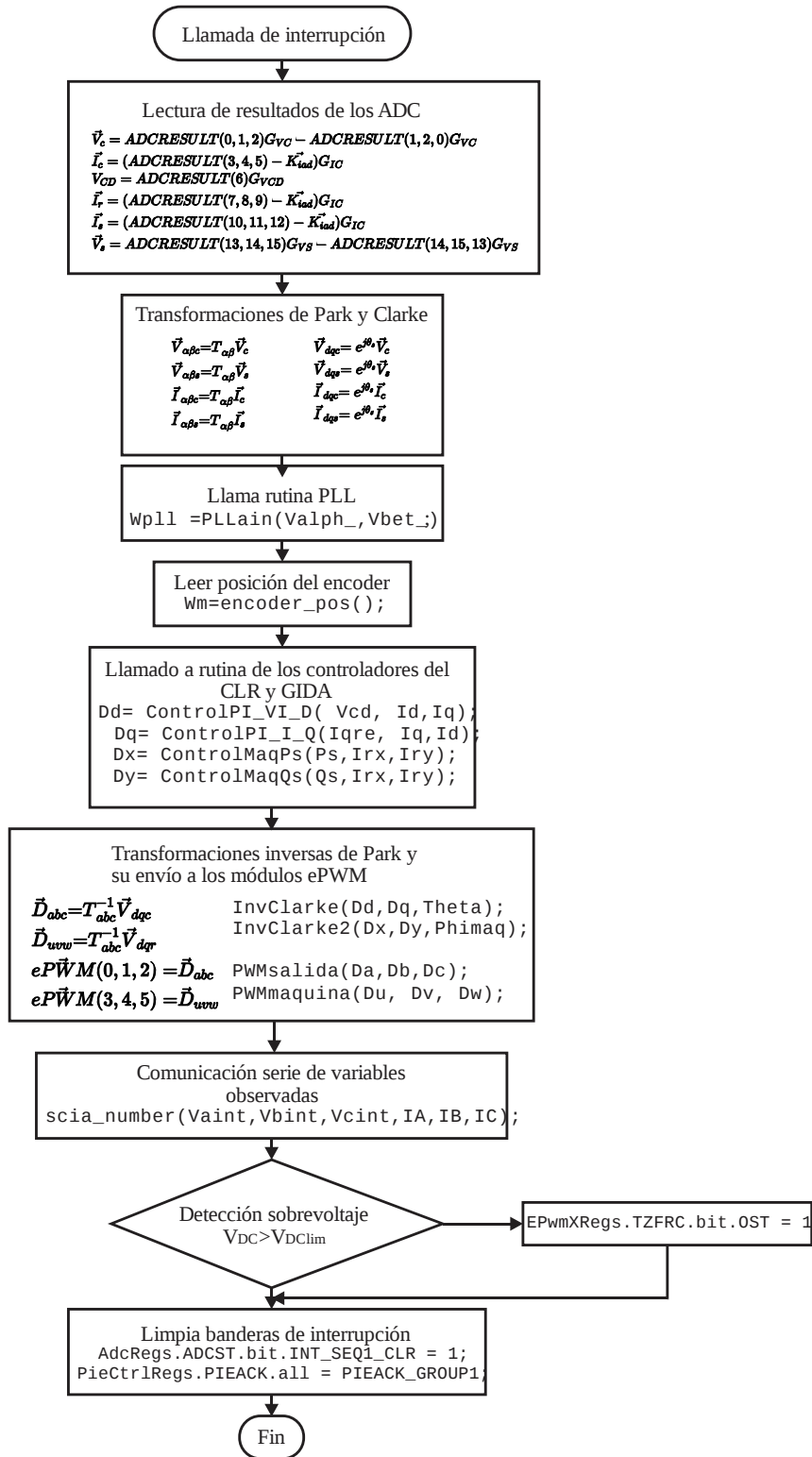


Figura 5.26. Diagrama de flujo de la interrupción del ADC

Se elige la aproximación de Tustin para obtener la transformada Z de los controladores, y se utiliza el teorema de la dualidad para verificar que la aproximación sea óptima [55]. En este caso el integrador de Tustin se obtiene mediante una aproximación trapezoidal en el intervalo de muestreo, y le corresponde la siguiente expresión:

$$G_{in}(z) = \frac{u(z)}{e(z)} = \frac{T_s}{2} \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (5.2)$$

La ecuación en diferencias del integrador se obtiene desarrollando la transformada Z y sustituyendo por los retardos correspondientes.

$$u(k) = \frac{T_s}{2} [e(k) + e(k - 1)] + u(k - 1) \quad (5.3)$$

De la misma forma que en la transformada de Laplace, la transformada z de la mayoría de funciones de transferencia discretas adopta la forma de divisiones de polinomios de la siguiente forma:

$$G(z) = \frac{y(z)}{x(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_m z^{-m}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}} \quad (5.4)$$

Y la ecuación en diferencias correspondiente será:

$$y(k) = b_0 x(k) + b_1 x(k - 1) + b_2 x(k - 2) + \dots + b_m x(k - m) - [a_1 y(k - 1) + a_2 y(k - 2) + \dots + a_n y(k - n)] \quad (5.5)$$

El diagrama a bloques de este tipo de función tiene la forma que se muestra en la figura 5.27, que muestra los retardos como valores almacenados de las variables como el bloque Z^{-1} .

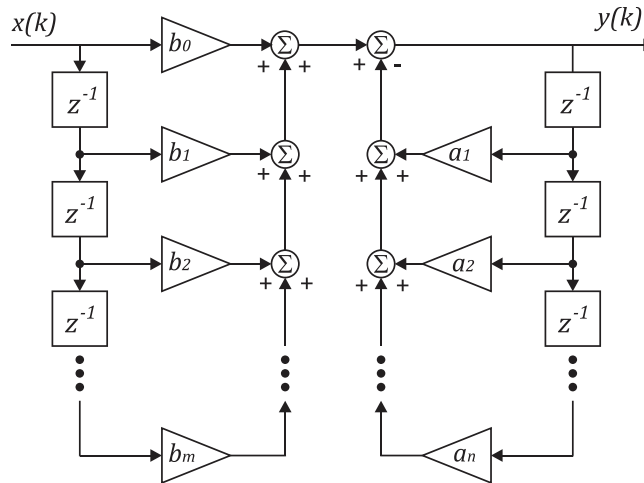


Figura 5.27 Diagrama a bloques de programación estándar de una función de transferencia (filtro) digital.

En este diagrama se tienen dos líneas de retardo para los coeficientes a_x y b_x , que a su vez se representan como ganancias en el diagrama a bloques. A este tipo de estructura se le llama programación estándar, que ocupa una cantidad de datos en memoria igual a la suma del número de coeficientes de la función de transferencia $m+n$. Una forma de reducir la cantidad de memoria de variables utilizada, es convertir la función de transferencia en dos, mediante una variable intermedia $h(z)$, bajo la consideración que el polinomio del denominador deberá ser mayor o igual al numerador $n \geq m$. Las funciones de transferencias se separan en una función correspondiente al numerador y otra al denominador como aparece a continuación:

$$y(z) = h(z)[b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_mz^{-m}] \quad (5.6)$$

$$h(z) = \frac{x(z)}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_nz^{-n}} \quad (5.7)$$

Convirtiendo las dos funciones a ecuaciones en diferencias, estas son:

$$\begin{aligned} y(k) &= b_0h(k) + b_1h(k-1) + b_2h(k-2) + \dots + b_mh(k-m) \\ h(k) &= x(k) - [a_1h(k-1) + a_2h(k-2) + \dots + a_nh(k-n)] \end{aligned} \quad (5.8)$$

Se observa que ambas funciones tienen en común los retardos de la variable intermedia $h(z)$, entonces estas dos funciones de transferencia utilizan un solo banco de valores que corresponden a los retardos de la variable intermedia $h(k-n)$, y considerando que el número coeficientes de la primera función deberá ser menor al de la segunda, se combinan ambas ecuaciones en diferencias para formar un diagrama a bloques, como se muestra en la figura 5.28.

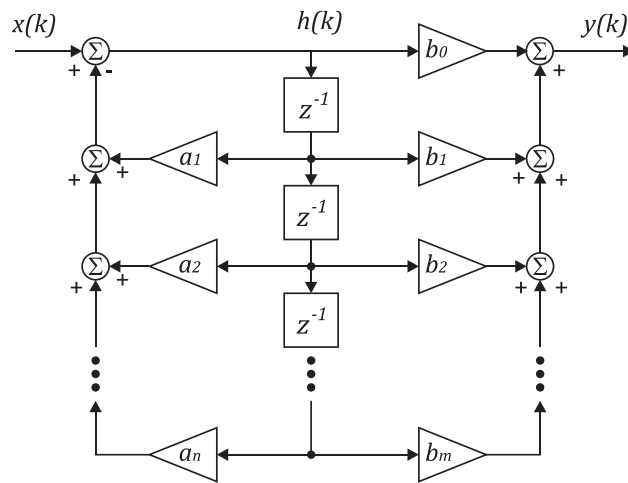


Figura5.28. Diagrama a bloques de programación con variable intermedia de una función de transferencia (filtro) digital.

Esto mantiene un buffer de los coeficientes $h(k-n)$ ocupando una cantidad menor de memoria del DSP. Regresando al integrador de Tustin este se construye utilizando la programación con variable intermedia, y si además se añade la ganancias proporcional e integral, se obtiene un diagrama a bloques que se muestra en la figura 5.29.

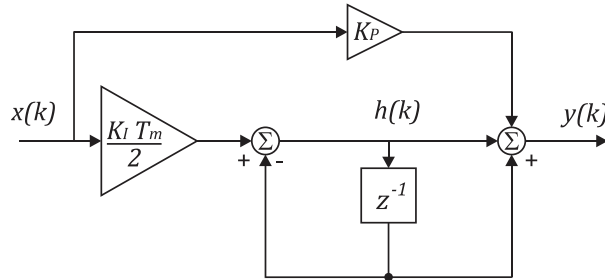


Figura 5.29. Diagrama a bloques del controlador PI digital programado con variable intermedia.

El diagrama de la figura 5.29 permite utilizar directamente las ganancias del controlador PI que se calcularon durante la sintonización de los controladores del sistema de generación eólica, sin requerir realizar la transformación o la aproximación a su transformada Z.

5.6.4.1. Programación de las transformaciones del marco de referencia

Las transformaciones a los marcos de referencia estacionario y marco de referencia síncrono se implementan en una sola línea de código, que realiza las transformaciones de forma directa, implementándose una función por cada eje coordenado (ejes α , β , d y q).

```
float ClarkeAlpha(float a, float b, float c){
    return 0.81649658 * a - 0.408248290 * b - 0.408248290 * c;
}
float ClarkeBeta(float a, float b, float c){
    return 0.707106781 * b - 0.707106781 * c;
}
```

La transformación de Clarke se realiza aparte de la transformación de Park, para utilizarse por el PLL de forma separada, y además obtener las potencias del sistema de generación eólica utilizando el marco de referencia estacionario $\alpha\beta$.

```
float ParkD(float alpha, float beta, float theta){
    return cos(theta) * alpha + sin(theta) * beta;
}
float ParkQ(float alpha, float beta, float theta){
    return -sin(theta) * alpha + cos(theta) * beta;
}
```

5.6.4.2. Configuración del módulo ePWM

Se hace uso del módulo ePWM integrado que genera los pulsos para el módulo de potencia del convertidor. En el caso del TMS320F28335, la frecuencia del PWM se fija con la frecuencia de reloj del sistema y el registro de base de tiempo TBPRD. La señal del reloj pasa por un divisor de frecuencia (prescaler en inglés) cuyo valor de división depende del registro TBCLK, y que realiza la cuenta hasta que se alcanza el valor definido en TBPRD. El módulo ePWM se ajusta para que sus canales operen de forma sincronizada, seleccionando el modo en cascada en el registro SYNCSEL.

Cada canal del módulo ePWM genera dos señales EPWMxA y EPWMxB, que son complementarias una con la otra, y se utilizan como la señales de los transistores inferior y superior, respectivamente de cada pierna del convertidor. El registro EPwmRegs.CMPA.half corresponde al valor del comparador A, que se emplea para hacer el cambio de estado. El valor que se coloca en este registro se calcula a partir de los índices de modulación obtenidos por el algoritmo SVPWM. El tipo de modulación se puede seleccionar para que sea simétrica o por diente de sierra, en este caso se eligió una modulación simétrica donde el valor del registro TBPRD se calcula con la fórmula que se encuentra en la documentación [62]:

$$TBPRD = \frac{1}{2} \frac{F_{CLK}}{F_{PWM} CLKDIV HSPCLKDIV} \quad (5.9)$$

Donde F_{CLK} es la frecuencia de reloj del sistema, F_{PWM} es la frecuencia deseada del PWM, CLKDIV y HSPCLKDIV son los valores del divisor de frecuencia del reloj del sistema. En este caso, para las frecuencias de 10 kHz y 20 kHz los valores de TBPRD son:

$$TBPRD = \frac{1}{2} \frac{150 \text{ MHz}}{(10 \text{ kHz})(1)(1)} = 7500$$

$$TBPRD = \frac{1}{2} \frac{150 \text{ MHz}}{(20 \text{ kHz})(1)(1)} = 3750$$

Considerando los valores del “prescaler”, el factor de estos registros será CLKDIV=1 y HSPCLKDIV=1. Los IGBT del módulo de potencia requieren que se introduzcan tiempos muertos para evitar corrientes de corto en cada pierna, debido al tiempo de encendido de estos dispositivos. Se programa una banda de tiempo muerto en el dispositivo utilizando los siguientes registros de configuración para cada canal ePWM.

```
EPwmRegs.DBCTL.bit.POLSEL = 2;  
EPwmRegs.DBCTL.bit.OUT_MODE = 3;
```

```
EPwmxRegs.DBRED = 300;
EPwmxRegs.DBFED = 300;
EPwmxRegs.CMPA.half.CMPA = EPWfreq2;
```

Donde OUT_MODE habilita los retardos en tiempo muerto, y POLSEL permite seleccionar la polaridad que en este caso será la de activo alto donde el transistor alto enciende al último y se apaga primero. El registro DBRED es el retardo en el flanco de subida y DBFED en el flanco de bajada. En este caso, para obtener una banda de tiempo muerto de 2µs el valor de los registros DBRED y DBFED se calcula mediante:

$$DBRED = DBFED = \frac{1}{2} \frac{(2\mu s)(150 \text{ MHz})}{(1)(1)} = 300$$

La ejecución de los lazos de control del sistema de generación eólica se realiza durante la rutina de interrupción del módulo convertidor A/D, el cual llamará a interrupción una vez que ha terminado la conversión de las entradas analógicas. El inicio de la conversión se comanda utilizando el módulo ePWM que enviará la señal al módulo A/D para iniciar la conversión una vez que el ePWM ha completado un ciclo, esta acción se configura con los registros:

```
AdcRegs.ADCTRL2.bit.EPWM_SOCA_SEQ1 = 1;
```

Y el evento de interrupción se programa utilizando el canal ePWM1 al inicio de cada ciclo, realizando una conversión por cada ciclo.

```
EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1;
EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 1; // Select SOC se realiza cada inicio de ciclo
EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1;
```

5.6.4.3. Configuración Módulo A/D

Las variables del sistema son leídas y cargadas al programa, a través del convertidor analógico-digital A/D, que realiza la conversión de la señal analógica a una representación digital muestreada y cuantizada de acuerdo a la resolución en bits del convertidor. Este convertidor A/D es un módulo del DSP que tiene sus propios pines de entrada para los canales analógicos y que tiene las siguientes características:

- 16 canales analógicos
- 12 bits de resolución
- Rango de tensiones de 0 a 3 V

- Velocidad de conversión de hasta 12.5 MSPS (Millones de muestras por segundo)
- Entradas analógicas multiplexadas
- Selección entre muestreo secuencial o simultaneo
- Secuencia de hasta 16 conversiones en modo secuencial
- Registro de resultado para cada uno de los canales analógicos.
- Múltiples fuentes de disparo para el inicio de conversión: por software, por el módulo ePWM, y disparo externo.

Los 12 bit de resolución de convertidor A/D en un intervalo de entrada de 0 a 3 resultan en una resolución del voltaje de entrada de 732.6 μ V. La configuración del módulo se realiza con los siguientes registros:

```

AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 15;    // realiza 16 conversiones
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0;
... // continua la secuencia de canales
AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV15 = 0xF;
AdcRegs.ADCTRL2.bit.EPWM_SOCA_SEQ1 = 1;
AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = ADC_CKPS;
AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1;
AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 0x1;
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 0;

```

Donde ADCMAXCONV determina cuantas conversiones se van a realizar en una sola secuencia, y se secuencian asignando un orden a los registros CONVxx, el registro EPWM_SOCA_SEQ1 habilita el disparo para iniciar la conversión por el módulo ePWM, el divisor de la señal de reloj se ajusta utilizando el registro ADCCLKPS, SEQ_CASC habilita el modo secuencial en cascada, INT_ENA_SEQ1 habilita el llamado a interrupción al final de la conversión, y finalmente el registro CONT_RUN permite seleccionar entre el modo de conversión continua y el modo de conversión por disparo [63]. Finalmente, con estas configuraciones los valores del ADC son leídos en los registros AdcRegs.ADCRESULTx en la subrutina de interrupción.

5.6.4.4. Subrutina del encoder

El algoritmo de control del sistema de generación eólica requiere el uso de un encoder de posición, para determinar la velocidad y posición angular del rotor de la máquina, las señales del encoder llegan al módulo decodificador de cuadratura eQEP, donde las señales en cuadratura A y B entran a un contador ascendente-descendente, y la señal Z se utiliza para marcar la posición cero del rotor (índice), la posición se obtiene leyendo el valor del contador, y mediante un algoritmo se estima la velocidad del rotor. El codificador de cuadratura tiene las siguientes características:

- Multiplexación con pines de propósito general (GPIO)
- Contador ascendente-descendente de 32 bit, donde el resultado se almacena en el registro QPOSCNT
- Unidad decodificadora de cuadratura
- Registros de configuración para los distintos modos de operación
- Contador para modo captura en detección de flanco
- Selección de base de tiempo para la medición de velocidad y frecuencia
- Temporizador de watchdog para detección de paro

La configuración del encoder se realiza con la rutina de inicialización que se muestra a continuación:

```
void POSSPEED_Init(void){
EQep1Regs.QUPRD=1500000; // Unit Timer for 100Hz at 150 MHz SYSCCLKOUT
EQep1Regs.QDECCTL.bit.QSRC=00; // QEP quadrature count mode
EQep1Regs.QEPCTL.bit.FREE_SOFT=2;
EQep1Regs.QEPCTL.bit.PCRM=00; // PCRM=00 mode - QPOSCNT reset on index
event
EQep1Regs.QEPCTL.bit.UTE=1; // Unit Timeout Enable
EQep1Regs.QEPCTL.bit.QCLM=1; // Latch on unit time out
EQep1Regs.QPOSMAX=30000;
EQep1Regs.QEPCTL.bit.QPEN=1; // QEP enable
EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CEN=1; // QEP Capture Enable }
```

Donde el registro QSRC determina el modo del contador de cuadratura que le permite seleccionar los distintos modos de operación, FREE_SOFT es para seleccionar el modo de emulación por software, PCRM es el valor al cual el contador se reiniciará después del evento de índice, UTE deshabilita el timer de unidad de base para interrupciones periódicas, QCLM habilita el guardado de los registros del contador en un registro “latch”, el registro QPOSMAX establece el límite máximo del contador, y finalmente, el contador de cuadratura se habilita en los registros QPEN y CEN [64]. La rutina para estimar el ángulo del rotor se enfoca en obtener el ángulo eléctrico θ_m y su velocidad angular ω_m , para estimar el ángulo se debe de considerar el número de polos de la máquina contra la resolución del encoder. Por ello, los 5000 pulsos de resolución de la máquina se dividen entre el número de pares de polos, que en el caso del MIDA del laboratorio se deberán cumplir tres ciclos en el ángulo eléctrico por cada vuelta completa del rotor. Además, el ajuste del ángulo se realizará con la señal de índice, que proporciona la posición inicial del rotor en cada vuelta. Calculando la resolución $\theta_{\Delta m}$ de pulso del encoder se obtiene el ángulo eléctrico.

$$\Delta\theta_m = \pi \frac{P}{2R_{ENC}} \quad (5.10)$$

Donde R_{ENC} es la resolución del encoder y P el número de pares de polos, como es un decodificador de cuadratura, el contador realizará una cuenta en cada flanco de subida o de bajada que ocurra, por ello el número de pulsos de resolución se multiplica por 4. Como resultado, la cuenta se reiniciará cada 6667 pulsos correspondientes a un ciclo del ángulo eléctrico que se multiplica por la resolución del encoder.

$$\Delta\theta_m = \pi \frac{3}{2(5000)} = 9.4248 \times 10^{-4}$$

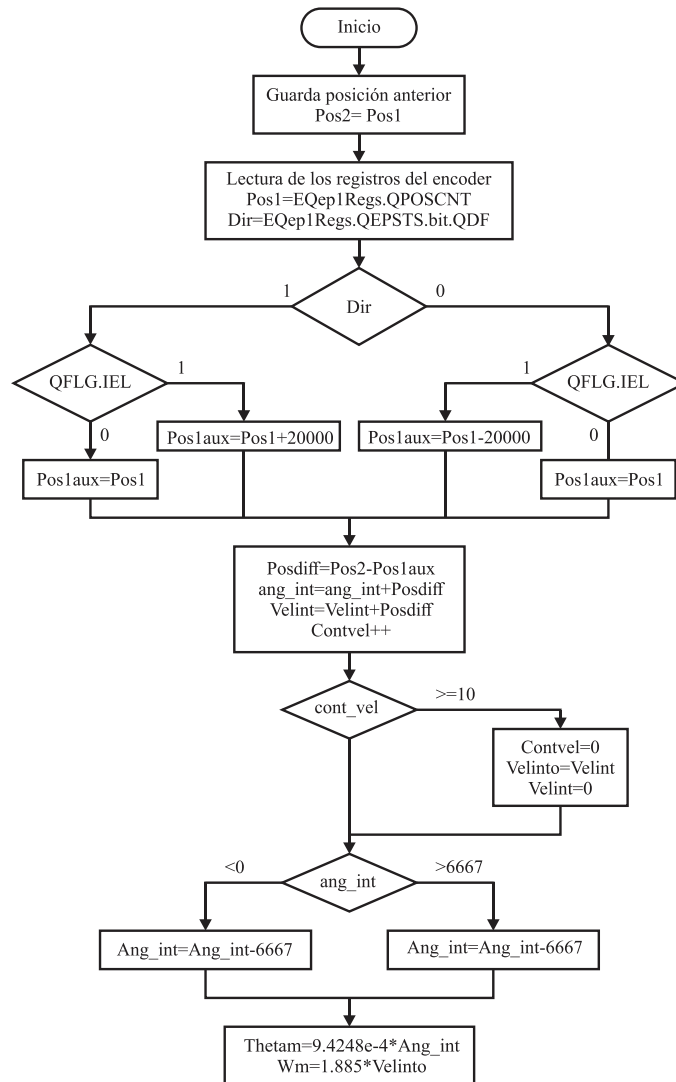


Figura 5.30 Diagrama de flujo de la rutina de lectura del encoder.

Debido a que el periodo de tiempo de la conmutación T_{sw} es muy corto, la estimación de la velocidad de la máquina sufrirá los efectos de una resolución muy baja, producto de la cantidad de pulsos que se cuentan en el intervalo de tiempo, por ello la velocidad se estima con el valor acumulado de varios ciclos que permite ampliar la resolución de los valores del módulo QEP. El diagrama de flujo de la subrutina del encoder se muestra en la Figura 5.30.

En el siguiente capítulo se muestran los resultados experimentales obtenidos con el prototipo experimental diseñado.

Capítulo 6. Resultados Experimentales

En este capítulo se muestran los resultados de la verificación experimental del sistema de generación eólica, que incluye las pruebas del Convertidor del Lado de la Red (CLR), y el análisis del desempeño de los controladores PI+Resonantes implementados en el convertidor del lado de la red. Se incluyen formas de onda, resultados del análisis de señales, y mediciones de armónicos de las formas de onda del sistema de generación eólica. Se muestran capturas del osciloscopio y gráficas en Matlab de las señales experimentales medidas con los circuitos de adquisición de señales analógicas. La verificación experimental se realizó en el prototipo de sistema de generación eólica del laboratorio del grupo de electrónica de potencia de la ESIME Zacatenco, donde se verificó el funcionamiento del convertidor propuesto, y su correspondencia con los resultados de simulación. La descripción y diseño del prototipo se realizó en el capítulo 5, donde se establecen las características y capacidades del equipo.

El equipo de pruebas y los instrumentos de medición que fueron utilizados en las pruebas de laboratorio, son los siguientes:

- Fuente de tensión, Marca TDK Lambda, modelo GEN 300-17, con una tensión máxima de salida de 300 V, y corriente máxima de 17 A (figura 6.1a).
- Osciloscopio, Marca Tektronix, modelo MSO 2014B, con 4 canales de entrada analógicos y 16 digitales, ancho de banda de 200 MHz, y una tasa de muestreo de 1Gsps (figura 6.1b).
- Analizador de la calidad de la energía, Marca HIOKI, modelo PQ3100, para medición trifásica a 4 hilos, para la medición de potencia, armónicos, voltaje, corriente, y factor de potencia, cuenta con un registro de eventos que permite la captura de transitorios (figura 6.1c).

Junto con los resultados obtenidos, se describen las rutinas del programa utilizadas, de los controladores con ‘*anti-windup*’, los lazos de desacoplo el PLL, el generador de la señal de referencia para el enlace de CD, el cálculo de la potencia del estator del GIDA y la potencia del CLR.



a)



b)



c)

Figura 6.1. Equipo e instrumentos de medición utilizados

6.1. Pruebas del convertidor del lado de la red

La primera fase de las pruebas realizadas al sistema de generación eólica es la verificación del funcionamiento del CLR, esto incluye a los lazos de control, el PLL y la etapa de potencia del convertidor. Se realiza primero la verificación del funcionamiento del PLL, que deberá detectar la fase y frecuencia de la tensión de la red, al momento del arranque, haciendo el enganche de la fase en el tiempo especificado por los parámetros de diseño, que en este caso es menor a los 33 ms, correspondiente a dos ciclos de la señal de 60 Hz.

6.1.1. Rutina del PLL

El PLL se implementa por medio de una rutina que se llama durante la interrupción del ePWM que se ejecuta durante cada ciclo de muestreo, cuyo diagrama de flujo se muestra en la figura 6.2. En esta rutina se tiene como entradas los valores de tensión de la red eléctrica, y su salida es el ángulo de la red. Primero, se ejecuta el controlador PI del PLL digital, que contiene una saturación que evita que el PLL salga del rango de controlabilidad, el controlador aproxima la frecuencia de la red, y la envía al integrador principal que genera el ángulo de la tensión de red. Este integrador tiene límites inferior y superior que se utilizan para mantener los valores de θ entre 0 y 2π . Este límite funciona con pendiente ascendente o descendente y suma o resta 2π dependiendo del valor que se alcance.

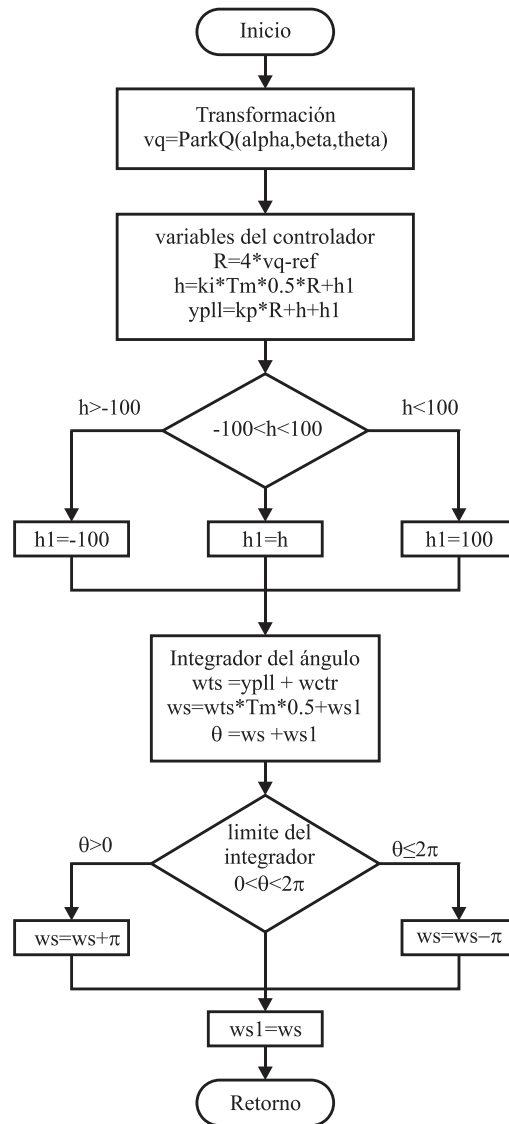


Figura 6.2. Diagrama de flujo de la subrutina del PLL

La prueba de funcionamiento del PLL se muestra en la figura 6.3, donde las señales mostradas fueron obtenidas utilizando la transmisión de datos entre el DSP y la computadora, se guardaron los datos y se graficaron en Matlab. La figura 6.3a muestra el ángulo estimado por el PLL superpuesto con la tensión de la fase a de la red, mientras que la figura 6.3b muestra la frecuencia estimada por el controlador del PLL. La estabilización de la frecuencia estimada ocurre en un solo ciclo de tensión. Se debe de mencionar que el tiempo de sincronización también depende de la coincidencia del ángulo de las fases de la tensión de red y el estimado por el PLL, donde el control del integrador debe hacer un ajuste mínimo para lograr el enganche de fase. De la misma forma, el sobre impulso depende de

que tanto la sincronización se realiza con una señal en adelante, lo que provoca que la frecuencia estimada se eleve para alcanzar la fase de la red.

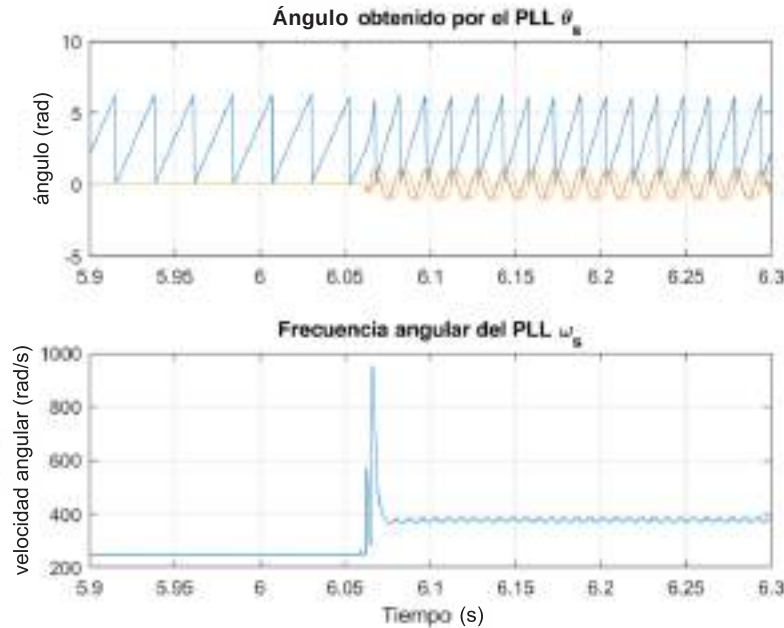


Figura 6.3. Resultado experimental del PLL cuando ocurre el enganche de fase.

6.1.2. Arranque del convertidor

Para realizar la reducción de las corrientes de irrupción durante el arranque, se implementa una función que se encarga de medir la tensión inicial del enlace de CD, y con esta generar los valores iniciales de la función cuyo código se muestra a continuación:

```
float filtro_vcd(float entrada){
    float Xin, Yout ;
    float hf0; // hf1, hf2;
    Xin = entrada;
    hf0 = Xin - (af1*hf1 + af2*hf2 );
    Yout = bf0* hf0 + bf1 * hf1 + bf2*hf2;

    hf2 = hf1;
    hf1 = hf0;
    return Yout;
}
```

Este código representa una función de transferencia de primer orden que permite crear transiciones suaves en los valores de la referencia de CD. Como se observa a continuación, esta función permite

obtener corrientes de irrupción por debajo de la corriente máxima del convertidor durante el arranque de los lazos.

El comportamiento de la tensión del enlace de CD y la corriente del convertidor durante el encendido se muestran en la figura 6.4, donde la corriente pico es de 15.1 A, y la tensión del enlace de CD se estabiliza a los 200 ms. El comportamiento en el arranque también es afectado por la velocidad de enganche del PLL que impacta en el sobreimpulso durante los primeros 15 ms del arranque, posteriormente se logra el seguimiento de la referencia que se va incrementando hasta llegar a su valor final, el pico máximo tampoco se acerca a los 39.6 A pico que corresponde a la corriente máxima de 28 A_{rms} del módulo de potencia.

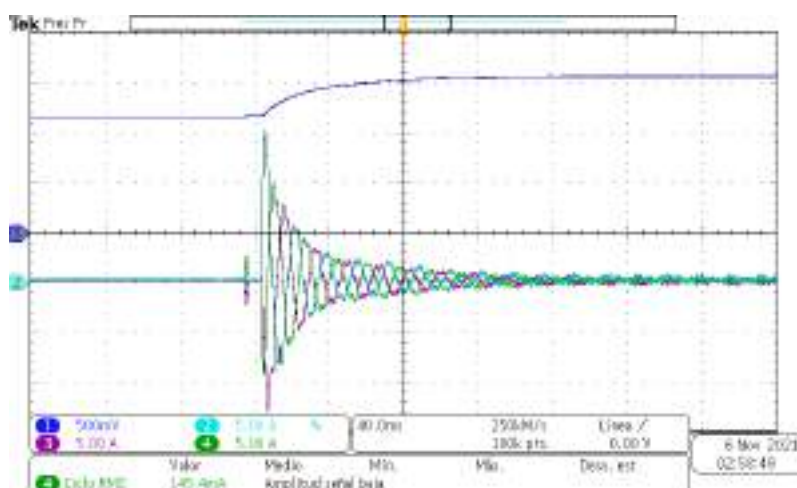
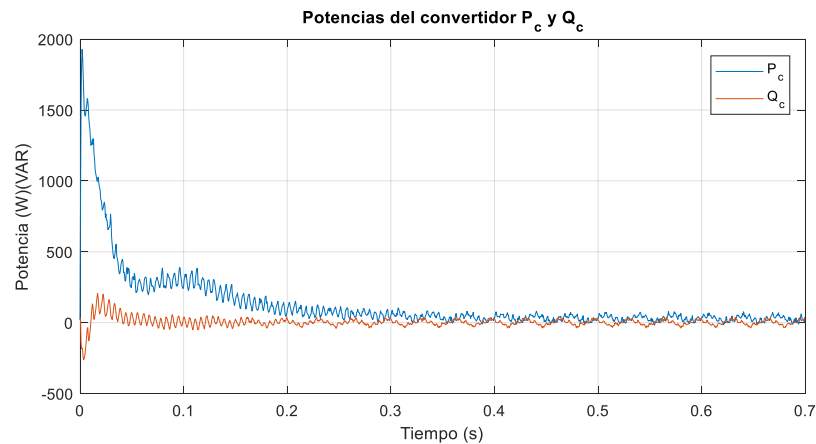


Figura 6.4. Formas de onda obtenidas del arranque del convertidor utilizando la secuencia para reducir la corriente de irrupción, ch1) tensión del enlace de CD; ch2) la corrientes en fase a ; ch3) la corrientes en fase b; y ch4) la corrientes en fase c.

En la figura 6.5 se observan las gráficas del comportamiento de las potencias activa y reactiva del CLR durante el arranque, donde la potencia consumida por el convertidor durante el arranque corresponde a la energía que se consumió para cargar el capacitor del enlace de CD, además se observa la potencia reactiva que rápidamente se hace cero, cuando el PLL hace el enganche de fase, el pico de máxima potencia consumida es de 1970 W, cuando se inicia la carga del enlace de CD.



En la figura 6.6 se muestran las formas de onda de las corrientes cuando se demanda potencia de la red, la corriente tiene un valor de 4.2 A_{rms} y se obtiene al conectar una carga en el convertidor del lado de la máquina (CLM), en la forma de onda se observa la distorsión de cruce por cero que ocurre por causa de la introducción de tiempos muertos y la interacción con los armónicos presentes en la tensión de red.

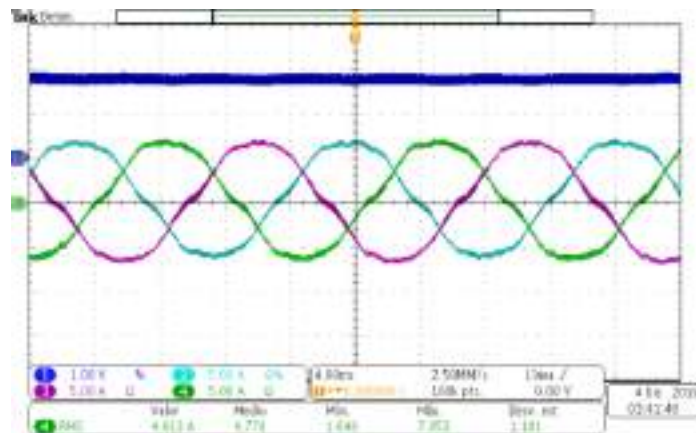




Figura 6.7 Capturas de pantalla del analizador de potencia Hioki, donde se observa el análisis de la corriente del convertidor.

6.1.3. Programación y respuesta de los lazos de control

En el capítulo 3 se analizó el uso de algoritmos ‘*anti-windup*’ en el controlador de velocidad, su implementación en el programa del DSP requiere de algunas modificaciones en el diagrama a bloques del algoritmo, para realizar el código en C de este tipo de controlador, el diagrama de bloques de la figura 6.8 muestra el uso de un retardo en la entrada del conmutador, para permitir al programa determinar si se entró en saturación en el ciclo actual y cargar el valor actual en el integrador al siguiente ciclo, si se alcanza la saturación la entrada del integrador se hará cero, esto se representa en el diagrama a bloques como un comparador conectado al interruptor en la entrada del integrador.

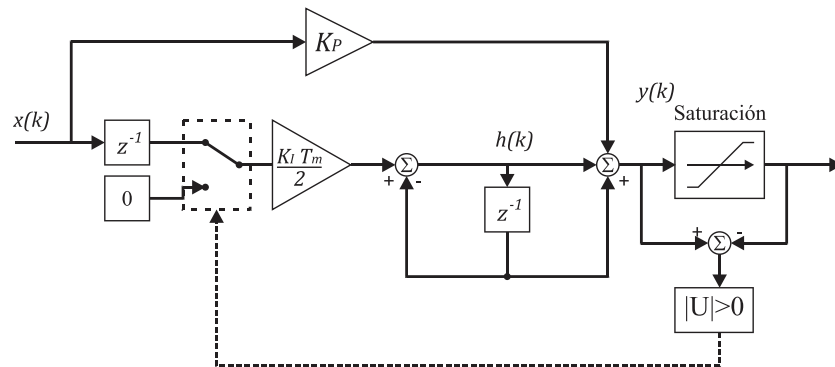


Figura 6.8 Diagrama a bloques del controlador PI con ‘*anti-windup*’ condicional digital.

El diagrama de flujo de este controlador se muestra en la figura 6.9, donde se implementa como una función que se manda a llamar por la interrupción del ePWM. Este controlador además de implementarse en el controlador de velocidad de la máquina, también se implementa en todos los lazos de control del sistema proporcionando los límites de cada controlador.

La respuesta ante la inserción de carga en el CLM se muestra en la figura 6.10, donde se observa la variación de la tensión del enlace de CD, como respuesta a la corriente demandada, que se estabiliza después de 100 ms, en este caso el sobreimpulso es negativo y tiene una variación de 9V. El sobreimpulso también se refleja en la corriente, que se estabiliza en los 10 A_{rms}.

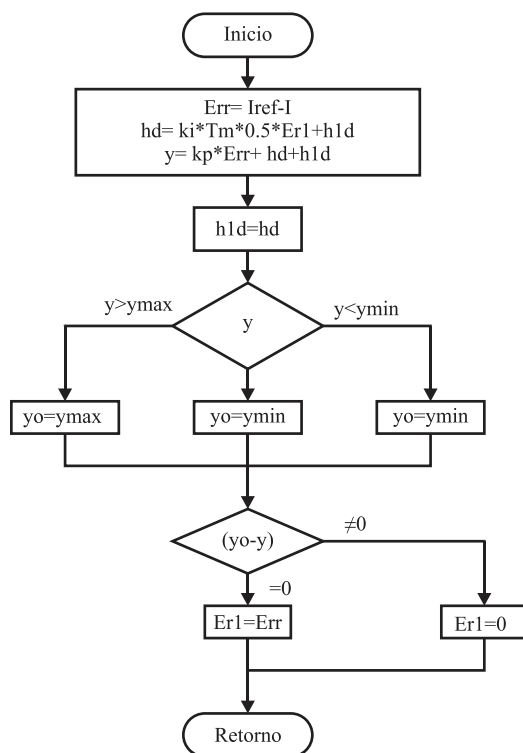


Figura 6.9. Diagrama de flujo de la subrutina del controlador PI con ‘anti-windup’

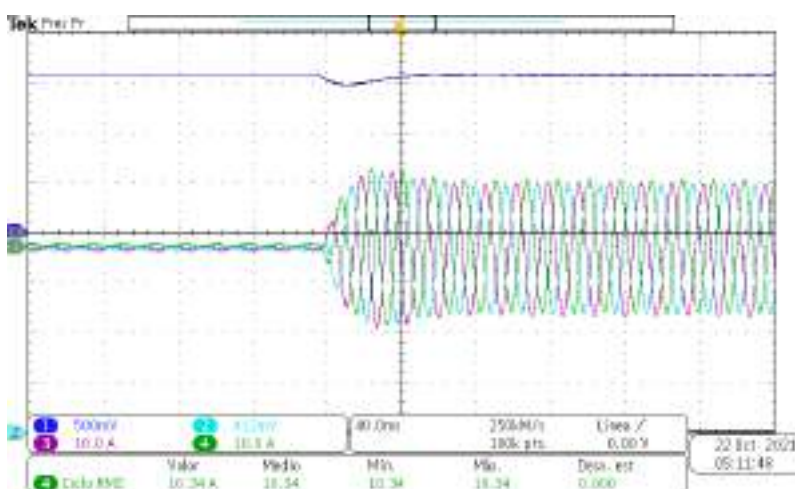


Figura 6.10. Formas de onda obtenidas con el osciloscopio, Ch1) la tensión del enlace de CD y Ch2-Ch4) las corrientes del convertidor durante la inserción de carga en el CLM.

En la figura 6.11 se muestra el comportamiento de la potencia activa, cuando se inserta una carga en el Convertidor del Lado de la Máquina (CLM), la respuesta del CLR en este caso es un sobreimpulso de potencia en el convertidor para recuperarse del transitorio en la tensión del enlace de CD, que se estabiliza en los 1000 W (figura 6.11a) transcurridos 150 ms. En la desconexión de carga, el sobreimpulso es negativo, lo que significa que se inyecta potencia a la red eléctrica durante el transitorio (figura 6.11b).

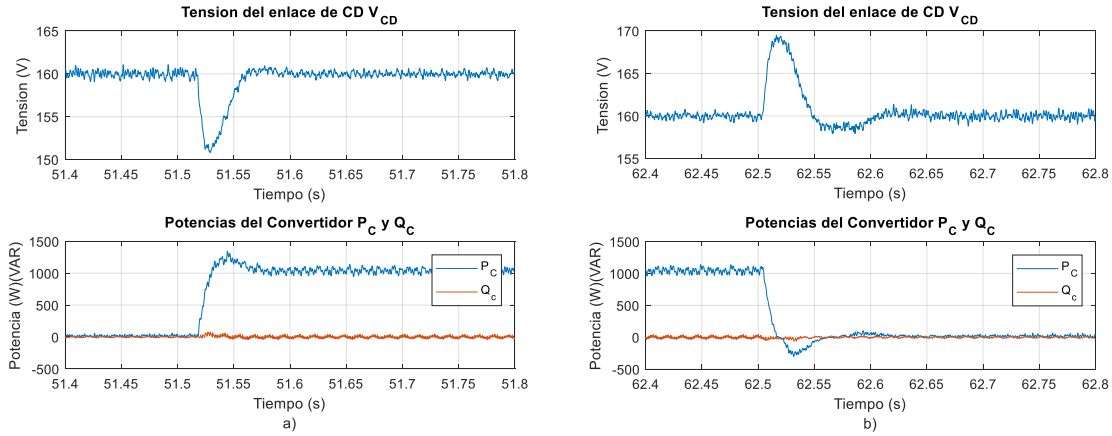


Figura 6.11. Comportamiento de la tensión del enlace de CD y las potencias del convertidor, a) durante la inserción de la carga, b) después de la desconexión de la carga.

6.1.4. Desempeño del lazo de control de potencia reactiva

La generación y seguimiento de la potencia reactiva se realiza directamente utilizando la referencia de corriente i_q^* , que permite obtener la señal que se observa en la figura 6.12b. En la tensión del enlace de CD (figura 6.12a), se observa que el rizo aumenta cuando la potencia tiene un valor negativo, que de acuerdo con los símbolos que se manejan para representar la entrada o la salida de energía, es cuando el CLR genera potencia reactiva y se inyecta a la línea, también se observa un incremento en la potencia activa del convertidor, que es debida a las pérdidas resistivas en los inductores de filtro y en los IGBT del convertidor, ya que esta será siempre de valor positivo.

6.2. Desempeño de los controladores PI+Resonante

Para implementar los controladores resonantes, se utilizó la transformada Z de la función transferencia resonante para, obtener los coeficientes de una ecuación en diferencias, correspondiente a cada una de las frecuencias que se están siguiendo. Los controladores resonantes para cada frecuencia (obtenidos en el capítulo 2) y su aproximación de Tustin se muestran en la tabla 6.1.

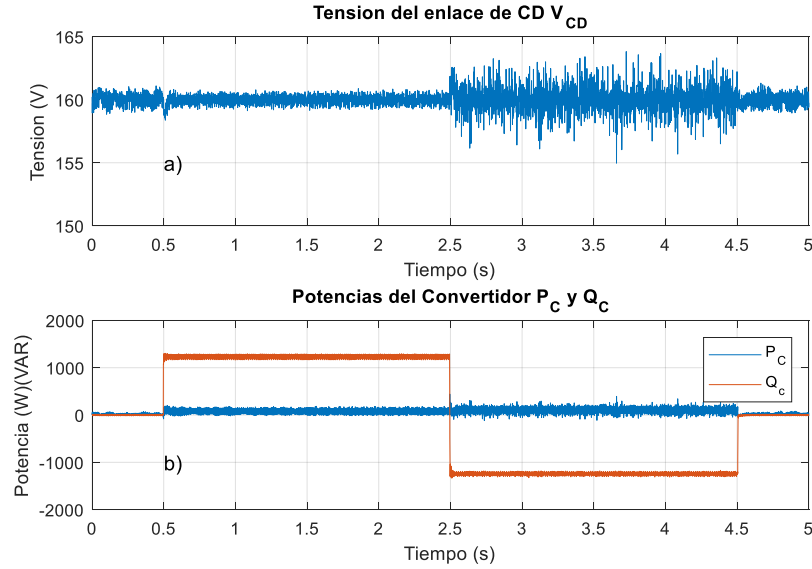


Figure 6.12. a) Comportamiento de la tensión del enlace de CD y b) Comportamiento de las potencias del CLR, ambas ante escalones en la referencia de potencia reactiva.

Tabla 6.1. Funciones de transferencia de los controladores digitales y su aproximación discreta

Frecuencia	Función de transferencia continua	Función de transferencia discreta
6	$H_{k,6}(s) = \frac{769.1s}{s^2 + 45.24 + 5.11 \times 10^5}$	$H_{k,6}(z) = \frac{0.03833z - 0.03833}{z^2 - 1.985z + 0.997}$
12	$H_{k,12}(s) = \frac{1900s}{s^2 + 90.48 + 2.05 \times 10^6}$	$H_{k,12}(z) = \frac{0.09398z - 0.09398}{z^2 - 1.945z + 0.9955}$
18	$H_{k,18}(s) = \frac{1357s}{s^2 + 135.7 + 4.605 \times 10^7}$	$H_{k,18}(z) = \frac{0.06634z - 0.06634}{z^2 - 1.88z + 0.9832}$
24	$H_{k,24}(s) = \frac{7238s}{s^2 + 181 + 8.186 \times 10^6}$	$H_{k,24}(z) = \frac{0.3481z - 0.3481}{z^2 - 1.791z + 0.991}$

El siguiente código es la implementación de las funciones de transferencia resonantes que está programado de acuerdo al análisis presentado en la sección 5.6.4 del capítulo 5.

```
float Resonante_d6ava(float entrada){

    float Youtd;
    float hw0;

    hw0 = entrada - (a6w1*hdw1+a6w2*hdw2);
    Youtd = b6w0*hw0 + b6w1*hdw1 + b6w2*hdw2;
    hdw2 = hdw1;
    hdw1 = hw0;
    return Youtd ;
}
```

}

Los resultados de la implementación de controladores PI+Resonante muestran una mejora en las señales de corriente, las cuales son afectadas por la distorsión armónica de las señales de tensión del convertidor y de la red eléctrica, en este caso la distorsión en la tensión de red del laboratorio es en promedio de un 2.3%. En la figura 6.13 a) se muestra la captura de pantalla del analizador de las corrientes del convertidor para una corriente de 6 A_{rms}.



Figura 6.13 Capturas de pantalla del analizador de potencia Hioki, donde se observa el análisis de la corriente del convertidor, a) análisis del THDi b) análisis armónico.

La amplitud en unidades porcentuales de los armónicos de corriente de la fase 3, se muestran en la figura 6.13 b), donde la mayor amplitud la tienen el 5to, 7mo y 13vo armónico, para una distorsión máxima de 2.20 %. La forma de onda de las corrientes se observa en la figura 6.14.

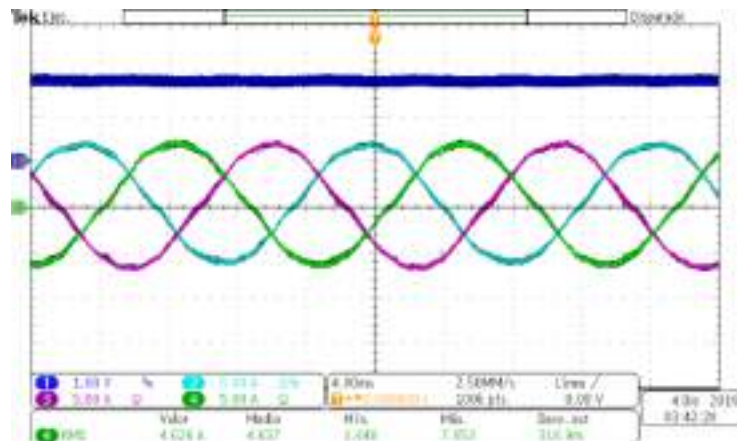


Figura 6.14. Formas de onda obtenidas con el osciloscopio de ch1) tensión del enlace de CD; ch2) la corriente en la fase a; ch3) la corriente en la fase b; y ch4) la corriente en la fase c.

Finalmente, se realiza una comparación del contenido armónico cuando se tiene una corriente de 3, 6 y 9 A_{rms}. En esta comparativa se analiza el comportamiento empleando el controlador PI convencional, los resultados de muestran en la figura 6.15a; y en empleando el controlador controlador PI+Resonante, los resultados se muestran en la figura 6.15b, donde la reducción más importante es en el 5to armónico que es el de mayor amplitud en ambos casos.

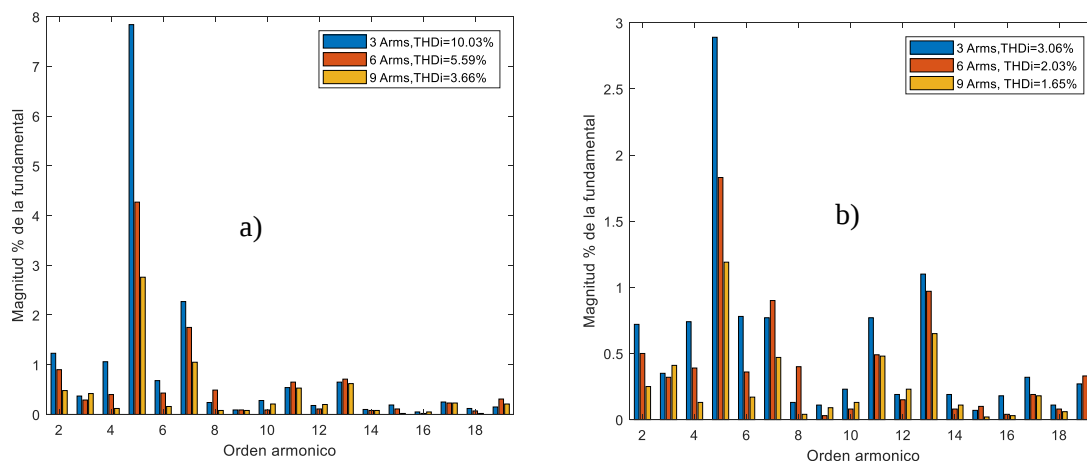


Figura 6.15. Componentes armónicos de las corrientes de la red, para corrientes de 3, 6 y 9 A, a) empleando un controlador PI y b) empleando un controlador PI+Resonante.

Capítulo 7. Conclusiones, recomendaciones, y aportaciones

En este último capítulo se presentan las conclusiones encontradas en el desarrollo de esta tesis. Se mencionan las aportaciones, las recomendaciones para el trabajo futuro, y los puntos que quedaron pendientes.

7.1. Conclusiones generales

A partir de los objetivos generales propuestos en el planteamiento, se pueden extraer las siguientes conclusiones.

El estudio del estado del arte de los sistemas de generación eólica con generador de inducción doblemente alimentado (GIDA), se realizó considerando los avances recientes de la electrónica de potencia, y las técnicas del control del sistema de generación eólica basado en un GIDA. Se analizaron las características de la turbina eólica que permiten desarrollar una técnica de control para este tipo de sistemas, tomando en consideración los códigos de operación y normas de calidad de la energía que regulan la operación de estos sistemas [65] [66]. El estudio se enfocó en el rechazo de la distorsión armónica y la mitigación del desbalance de tensiones de la red eléctrica, en el convertidor del lado de la red (CLR) y en el estator de la máquina, también se analiza el uso del CLR para realizar la inyección de potencia reactiva a la red eléctrica. Se construyeron modelos de simulación del GIDA en el marco de referencia estacionario ($\alpha\beta$) y el marco de referencia rotatorio (dq), que permiten analizar las características del GIDA y verificar las estructuras de control propuestas.

Se realizó el estudio del estado del arte de las técnicas de control del convertidor ‘back-to-back’ en sistemas de generación eólica con máquinas de inducción de doblemente alimentadas. estas técnicas se utilizan ampliamente en el control de máquinas de CA y han sido tratadas ampliamente en la literatura [2] [4] [21] [10], se identificaron las limitaciones de este tipo de técnicas, como lo es el rechazo de la distorsión armónica en las corrientes del CLR, que es causada por la introducción de tiempos muertos en la modulación PWM del convertidor y, la interacción del convertidor con los armónicos en la tensión de la red que se transfieren a la corriente del convertidor. Se conoce que el esquema de control vectorial disponible en la literatura no es capaz de rechazar esta distorsión armónica, debido a que los controladores de tipo proporcional-integral (PI) utilizados en este tipo de esquemas tienen un ancho de banda limitado, limitando su respuesta a altas frecuencias, produciendo

un error diferente de cero en perturbaciones variantes en el tiempo. En el caso de los lazos de control del GIDA, se han estudiado los efectos de los diferentes disturbios en la línea (*'voltaje dips'*) [4], que afectan en el par de la máquina y las corrientes del estator, comprometiendo también la estabilidad del sistema. Se analizaron dos técnicas que se caracterizan por realizar el seguimiento de referencias y perturbaciones variantes en el tiempo, se realizaron simulaciones del sistema de generación eólica, y de los lazos de control que permiten observar su desempeño, se modeló convertidor *'Back-to-Back'* y se implementó en este modelo la técnica de modulación SVPWM considerando los tiempos muertos requeridos por los IGBT del convertidor, además, reprodujeron las formas de onda de las tensiones en la línea del laboratorio. Con todo esto en consideración, en la simulación con controladores PI en los lazos de corriente se obtienen niveles de distorsión armónica mayores a 10.4% en corrientes menores a $i_c < 3A_{rms}$ que se irán reduciendo hasta un 3.6% para corrientes mayores a $9A_{rms}$ mientras que para el controlador PI+Resonante se obtienen 3.0% para $i_c < 3A_{rms}$ alcanzando 1.4% para $i_c > 9A_{rms}$. En la simulación del MIDA, se verificó el desempeño de los controladores que se diseñaron, y además se comparó el desempeño de la técnica de control vectorial con la implementación de controladores resonantes en condiciones de distorsión armónica y desbalance en las tensiones de línea, donde en la simulación se logra reducir el desbalance en la corriente de un 9.3% hasta un 2.68% con el controlador resonante [67], y una reducción de un 14% en la oscilación del par. Para el controlador por modos deslizantes se obtuvo una reducción del 9.34% hasta el 2.62% en el desbalance de las corrientes, también una reducción en la oscilación del par del 17% [68].

El desarrollo hardware necesario en el laboratorio, el cual incluye un emulador de turbina eólica. Se incluye el diseño y construcción de las etapas de control, medición y electrónica de potencia del sistema de generación eólica. En el diseño, este consideró el dimensionado y selección de los componentes del convertidor *'Back-to-Back'*, también se incluye la selección de la máquina de inducción de doble alimentación MIDA, que se utiliza como generador eléctrico (GIDA). Debido a que no se encontró un generador adecuado para la potencia que se designó durante el planteamiento del proyecto ($P_T > 6000W$), se escogió una MIDA con una potencia de estator $P_S = 5.5$ kW, del que se podrá obtener una potencia en el rotor del $P_R = 1.65$ kW (30% de la potencia del estator), con esta consideración, el convertidor se dimensionó para manejar la potencia del rotor y generar la potencia reactiva $Q_C = 5.54$ kVAR requerida para obtener un factor de potencia unitario en el sistema de generación eólica.

En las etapas de medición y control se realizó el diseño electrónico de los sistemas analógicos para realizar la lectura de los sensores y su acondicionamiento y para las entradas de los convertidores

A/D del DSP, además en la parte digital se diseñaron y construyeron: el sistema para el envío de las señales de control de los módulos de potencia, y la comunicación con el equipo de cómputo durante la adquisición de señales del sistema. El prototipo diseñado también incluye el circuito de fuerza y protección, además de la distribución e instalación de todos los componentes del prototipo dentro del gabinete que se seleccionó, para alojar los componentes del prototipo.

Se implementaron técnicas de control en el sistema de generación eólica, que permitan reducir la distorsión armónica en la corriente, los efectos del desbalance de la tensión en el estator del GIDA, y el rechazo de perturbaciones de la línea. Se diseñaron, simularon y se implementaron los lazos de control vectorial del CLR y del GIDA, donde, se utilizan controladores del tipo proporcional integral (PI), cuya utilización es común en el control de convertidores electrónicos y máquinas eléctricas. Posteriormente y con los resultados obtenidos, se implementaron técnicas de control más avanzadas con el objetivo de realizar el rechazo de la distorsión armónica en el CLR y el estator del GIDA, también para reducir los efectos del desbalance de las tensiones en el par y las corrientes del GIDA, las dos técnicas de control que se implementaron son: el control PI+Resonante en el marco de referencia rotativo (dq) en el CLR, y el control por modos deslizantes, en los lazos de corriente del GIDA.

Las pruebas experimentales, se realizaron únicamente en el convertidor del lado de la red, debido a las restricciones de tiempo. En estas se pudo verificar el funcionamiento de los lazos del convertidor y la reducción de la distorsión armónica en las corrientes del CLR. Cuando se utilizan controladores PI en los lazos de corriente se obtienen niveles de distorsión armónica del 11% en corrientes menores a $i_c < 3A_{rms}$ que se irá reduciendo hasta un 4% para corrientes mayores a $9A_{rms}$, mientras que para el controlador PI+Resonante se obtienen desde 3.06% para $i_c < 3A_{rms}$ y hasta 1.6% para $i_c > 9A_{rms}$. Además, se verificó la capacidad del CLR para inyectar potencia reactiva a la red eléctrica. Se realizó también, la caracterización de la MIDA del laboratorio para obtener los parámetros internos, estas pruebas se realizaron de acuerdo con los lineamientos establecidos en la norma IEEE 112-2017, estos parámetros se utilizan para hacer la simulación y la sintonización de los controladores del MIDA.

También se incluyen todas las pruebas que se realizaron al hardware durante la construcción del prototipo del sistema, las cuales permitieron, observar las características y deficiencias en el hardware que se fueron subsanando y refinando cuando se presentaban. Por ejemplo, los ajustes en el diseño y en la frecuencia de corte de los filtros en las tarjetas de acondicionamiento.

7.2. Trabajos futuros y recomendaciones

Como parte del trabajo de tesis se realizó la implementación del sistema de generación eólica, que incluyó el dimensionado, diseño y construcción del prototipo, además se programaron los lazos de control del sistema. El antecedente de esta tesis son los trabajos [26] [50] [54], los cuales se consideraron para la etapa inicial de este proyecto. Se queda pendiente realizar las pruebas experimentales de los lazos de control del GIDA y la obtención de resultados experimentales, ya que no se pudieron obtener debido al imprevisto que representó la contingencia sanitaria, y el retraso acumulado debido a las dificultades en la obtención del financiamiento del proyecto, del cual depende esta tesis, que causó retrasos en la compra de materiales del prototipo y la MIDA.

Diseñar un estimador a partir del modelo del GIDA, que permita generar las señales de referencia para compensar los efectos del desbalance y los componentes armónicos de la tensión en el estator de la máquina, también se utilizarían estimadores del ángulo y la velocidad del rotor del GIDA, que permitan descartar el uso del sensor de posición del rotor, el cual es susceptible a fallos, y una causa común de paro en las turbinas eólicas.

Los resultados de simulación con las técnicas PI+Resonante y modos deslizantes [67] [68], mostraron que hace falta generar una señal de referencia que se utilice para cancelar los efectos del desbalance, las variaciones de la tensión y los armónicos que afectan el par del GIDA. También se deberá analizar la relación entre la oscilación del par y el desbalance en las corrientes, ya que la compensación en una de estas variables afecta el comportamiento de la otra. Por ello se propone el uso de estimadores de la referencia de corriente, o también una estructura de control basada en observadores de estados acompañada de controladores con capacidad de seguimiento de referencias variantes en el tiempo, que permitirán obtener mejores resultados que los obtenidos en la simulación.

Adicionalmente al punto anterior, existen más aspectos a considerar para la mejora de la calidad de la energía, en este trabajo se atendieron los aspectos de distorsión armónica y desbalance en la tensión de red (*‘asymmetrical voltage dips’*), también, se abordó de forma indirecta la regulación de la tensión la red eléctrica mediante la inyección de potencia reactiva generada por el sistema de generación eólica. Quedaría pendiente por analizar la respuesta del sistema ante reducciones repentinas en la tensión trifásica (*‘partial voltage dip’*), sobretensiones, picos de tensión, y variaciones de la frecuencia, proponiendo mejoras al sistema para cada uno de estos aspectos.

También se deberá continuar con la implementación de algoritmos de seguimiento del punto de máxima energía ‘*máximum power point tracking MPPT*’, para ello, las estructuras de control del GIDA se diseñaron para proporcionar al algoritmo MPPT los valores de velocidad, potencia generada, y el par desarrollado, que junto con la medición de velocidad del viento, puede ser utilizado por los distintos tipos de algoritmos, para estimar el punto de máxima potencia y generar una referencia de potencia o velocidad que se envíe al control de la máquina [9].

También queda pendiente estudio del sistema de generación eólica con un GIDA dentro de los esquemas de redes inteligentes y micro redes, donde se deberá proponer algoritmos y configuraciones de hardware que permitan la operación en modo isla, modo red, y la transición entre estos dos modos. De este estudio se pueden derivar distintos productos de investigación, relacionados a técnicas de control y nuevas configuraciones de hardware.

7.3. Aportaciones

Durante el desarrollo de la tesis se obtuvieron las siguientes aportaciones:

- Se realizó el diseño y construcción del sistema de generación eólica con una máquina de inducción de doble alimentación, que incluye el diseño del hardware electrónico, y de los lazos de control del sistema, este proceso se documenta de forma detallada y clara, presentando las etapas del diseño y los desarrollos matemáticos para obtener los valores de los componentes del prototipo, y realizar la sintonización de los controladores del CLR y del GIDA.
- Se proponen mejoras al sistema de generación eólica, que permiten obtener robustez en su control, mejorando la secuencia de encendido del CLR, reduciendo la corriente de irrupción en el arranque, y se presentan técnicas ‘*anti-windup*’ aplicadas al controlador PI de velocidad de GIDA, que permite reducir los sobre impulsos de corriente cuando el controlador realiza un cambio rápido de velocidad, limitando también el par máximo generado por la máquina, que permite evitar el fenómeno de amarre (‘*windup*’) en el controlador de velocidad impidiendo que este entre en saturación causando problemas de controlabilidad.
- También se presentaron esquemas de control que permiten reducir la distorsión armónica en el CLR, y la causada en el estator de la máquina por la distorsión en las tensiones de red. Además, estas estructuras de control se utilizan para mitigar los efectos del desbalance en la tensión de línea.

7.4. Publicaciones

Durante el desarrollo de la tesis se presentaron las siguientes ponencias en congresos nacionales e internacionales, incluida la publicación de un artículo como primer autor en una revista indexada:

- Se sometió para su publicación y fue aceptado en una revista arbitrada internacional el artículo titulado: “Harmonics Reduction and Reactive Power Injection in Wind Generation Systems.”, de los autores: Rodarte Gutiérrez, F.E.; Carranza Castillo, O.; Rodríguez Rivas, J.J.; Ortega González, R.; Peralta Sánchez, E.; González Morales, L.G. en la revista indexada: Electronics, año **2021**, Vol 10, Num 16, <https://doi.org/10.3390/electronics10161964>
- Se elaboró el artículo con título: “Controlador de tensión y corriente en bus de CD de un convertidor ‘Back-to-Back’ por el lado de la red para un sistema de generación eólica”, de los autores: Rodarte Gutiérrez, F.E.; Carranza Castillo, O.; Rodríguez Rivas, J.J.; Ortega González, que se publicó en la revista científica de nombre: “Pistas Educativas” en el Vol. 40, Núm. 130 (2018) número especial difusión del conocimiento, No. 04-2016-120613261600-203, ISSN: 2448-847X
- Se elaboró el artículo para su presentación en ponencia con el título: “Resonant Controller Design for Converters in the Synchronous Reference Frame for Applications in Wind Power Generation Systems”, de los autores: F. E Rodarte; J. J. Rodriguez; O. Carranza; R. Ortega; D. Memije, que se presentó en el congreso internacional: 2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 19 de junio de 2020, Delft, Netherlands, DOI: 10.1109/ISIE45063.2020.9152291
- Se elaboró el artículo para su presentación en ponencia con el título: “Harmonic distortion and unbalance rejection with a sliding mode controller applied on a Doubly Fed Inductor Generator”, de los autores: F. E Rodarte; J. J. Rodriguez; O. Carranza; R. Ortega; D. Memije, que se presentó en el congreso internacional: 2021 IEEE 30th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), el 20 de junio de 2021, Kyoto, Japon, DOI: 10.1109/ISIE45552.2021.9576452
- Se elaboró el artículo para su presentación en ponencia con el título: “Integral-Proportional plus Resonant Controller in the Synchronous Reference Frame for Converters in Applications in Wind Power Generation Systems” de los autores: F. E Rodarte; J. J. Rodriguez; O. Carranza; R. Ortega; D. Memije, , 2020 IEEE 11th International Symposium on Power

Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 19 de junio de 2020, 10.1109/ISIE45063.2020.9152291

- Se elaboró el artículo para su presentación en ponencia con el título: “Improved speed and current controllers for the Doubly Fed Induction Generator for wind power systems”, F. E Rodarte; O. Carranza; J. J. Rodriguez; R. Ortega; D. Memije, , 2021 IEEE 12th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 28 de junio de 2021, 10.1109/PEDG51384.2021.9494267
- Se elaboró el artículo para su presentación en ponencia con el título “Active Harmonic Compensation Based on a Resonant Control Technique for Wind Energy Systems” el cual se presentó en el congreso “XXXII Reunion Internacional De Verano De Potencia,Aplicaciones Industriales Y Exposicion Industrial RVP-AI 2019” celebrado en julio del 2019.

Adicionalmente, se colaboró como coautor en los siguientes trabajos:

- Garduño, Daniel Memije, Rivas, Jaime J. Rodriguez,Castillo, Oscar Carranza, Ortega Gonzalez, Ruben, Gutierrez, Francisco Emilio Rodarte, “Current Distortion Rejection in PMSM Drives using an Adaptive Super-Twisting Algorithm”, año 2021, en la revista: IEEE Transactions on Energy Conversion, 10.1109/TEC.2021.3131967
- D. Memije; O. Carranza; J. J. Rodriguez; R. Ortega; F. E Rodarte, “Reduction of Grid Background Harmonics in Three-Phase Inverters by Applying Sliding Mode Control”, 2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 19 de junio de 2020, 10.1109/ISIE45063.2020.9152589
- D. Memije; O. Carranza; J. J. Rodriguez; R. Ortega; F. E Rodarte, Super-Twisting Algorithm for Back EMF Harmonic Rejection in a Permanent Magnet Synchronous Motor, 2021 IEEE 30th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 20 de junio de 2021, Kyoto Japon, 10.1109/ISIE45552.2021.9576347

Bibliografía

- [1] H. Abu-Rub, M. Malinowski y K. Al-Haddad, *Power Electronics For renewable Energy Systems, Transportation And industrial Applications*, West Sussex: IEEE Wiley, 2014.
- [2] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, New Jersey: Pearson, 2002.
- [3] M. Nazmul, L. Gunaruwan y M. Datta, «Reactive Power Management in Renewable RichPower Grids: A Review of Grid-Codes, RenewableGenerators, Support Devices, Control Strategiesand Optimization Algorithms,» *IEEE Access*, vol. 6, pp. 41458-41489, 2018.
- [4] G. Abad y J. López, *Doubly fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation*, Hoboken: Wiley, 2011.
- [5] Asociación Mexicana de Energía Eólica, «El potencial eólico mexicano: oportunidades y retos en el nuevo sector eléctrico,» Asociación Mexicana de Energía Eólica, Ciudad de Mexico, 2012.
- [6] M.-A. Russon, «The Cost of the Suez Canal Blockage. BBC News,» 23 Marzo 2021. [En línea]. Available: <https://www.bbc.com/news/business-56559073>. [Último acceso: 29 julio 2021].
- [7] IEA, «Covid-19 Impact on Electricity,» 2021. [En línea]. Available: <https://www.iea.org/reports/covid-19-impact-on-electricity>. [Último acceso: 2021 agosto 4].
- [8] R. Pena, J. C. Clare y M. G. Asher, «Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable- speed wind-energy generation,» *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 143, n° 3, pp. 231 - 241, 1996.
- [9] F. Fateh, W. N. White y D. Gruenbacher, «A Maximum Power Tracking Technique for Grid-Connected DFIG-Based Wind Turbines,» *IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS*, vol. 3, n° 4, pp. 957-966, 2015.
- [10] F. Blaabjerg, M. Liserre y K. Ma, «Power Electronics Converters for Wind Turbine Systems,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, n° 2, pp. 708 - 719, 2011.
- [11] F. E. Rodarte Gutiérrez, O. Carranza Castillo y J. J. Rodríguez Rivaz, «Harmonics Reduction and Reactive Power Injection in Wind Generation Systems,» *Electronics*, vol. 10, n° 1964, p. 16, 2021.
- [12] R. Renewable Energy Policy Network for the 21st Century, «Renewables 2016 Global Status Report,» REN21, Paris, Francia, 2016.
- [13] J. A. Valle Pereña y H. O. Ortega Navarro, «Prospectiva de Energías Renovables 2012 - 2026,» SENER, Ciudad de Mexico, 2012.
- [14] K. Silver, *An Intuitive Approach to the Coriolis Effect*, uppsala: Bachelor Thesis in Meteorology, 2011.
- [15] A. Hemami, «Wind Turbine Technology,» Cengage Learning, Clifton Park, NY, 2012.
- [16] W. W. E. Association, «2014 Half year Report,» WWEA, Bonn, Germany, 2014.
- [17] V. Reyes Andrade, *Implementacion de un Emulador de Turbina Eólica*, Ciudad de México: Tesis de maestria, 2015.
- [18] Y. Zhao, C. Wei y Z. Zhang, «A Review on Position/Speed Sensorless Control for Permanent-Magnet Synchronous Machine-Based Wind Energy Conversion Systems,» *IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS*, vol. 1, n° 4, pp. 203 - 216, 2013.
- [19] P. C. Sen, *Principles of Electric Machines and Power Electronics*, New jersey: Wiley, 1989.
- [20] C. Stuebig, A. Seibel y K. Schleicher, «Electromagnetic design of a 10 MW permanent magnet synchronous generator for wind turbine application,» de *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, Coeur d'Alene, USA, 2015.

-
- [21] J. M. D. Murphy y F. G. Turnbull, *Power Electronic Control of AC Motors*, Oxford: Pergamon, 1988.
- [22] M. Scheisser, S. Wasterlain, M. Marchesoni y M. Carpita, «A Simplified Design Strategy for Multiresonant Current Control of a Grid-Connected Voltage Source Inverter with an LCL Filter,» *Energies*, pp. 1 -15, 2018.
- [23] Y. Shtessel, E. Christopher y F. Leonid, *Sliding Mode Control and Observation*, New York: Springer, 2013.
- [24] J. B. Ekanayake, L. Holdsworth y X. Wu, «Dynamic modeling of doubly fed induction generator wind turbines,» *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 18, n° 2, pp. 803 - 809, 2003.
- [25] E. Madjid, S. Mekhilef y F. Merahi, «DC-Voltage regulation of a five levels neutral point clamped cascaded for a wind energy conversion system,» de *The 2014 International Power Electronics Conference*, Hiroshima, 2014.
- [26] J. D. Vidal León Romay, IMPLEMENTACIÓN DE UN RECTIFICADOR CONTROLADO PWM APLICADO A UN SISTEMA DE GENERACIÓN EÓLICA, Ciudad de México: Tesis de Maestría , 2016.
- [27] A. J. Martínez Garcia, CARACTERIZACIÓN, PRUEBAS Y CONTROL DE UN GENERADOR DE INDUCCIÓN DE DOBLE ALIMENTACIÓN UTILIZADO COMO GENERADOR EÓLICO, Ciudad de México: Trabajo de tesis, 2020.
- [28] L. Djilali, E. N. Sanchez y M. Belkheiri, «Real-time implementation of sliding-mode field-oriented control for a DFIG-based wind turbine,» *Int Trans Electr Energ Syst*, vol. 28, n° 5, pp. 1 - 26, 2017.
- [29] M. Liserre, A. Dell'Aquila y F. Blaabjerg, «Design and control of a three-phase active rectifier under non-ideal operating conditions,» de *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting.*, Pittsburgh, PA, USA, 2003.
- [30] E. Isen y A. B. Faruk, «10 Kw Grid-connected three-phase inverter system: Control, simulation and experimental Results,» de *3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Aalborg, Denmark, 2012.
- [31] G. D. Holmes y T. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*, Chicago: John Wiley & Sons, 2003.
- [32] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan y F. Blaabjerg, *Control in Power Electronics Selected Problems*, San Diego, California: Academic Press, 2002.
- [33] R. W. Erickson y D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Boulder Colorado: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [34] . H. Akagi y E. H. Watanabe, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, Hoboken: Wiley-IEEE Press, 2007.
- [35] W. Chaojun y Z. Yanbin, «Vector control of three-phase voltage source PWM rectifier based on fractional-order controller,» de *Control and Decision Conference (2014 CCDC).*, Changsha, China, 2014.
- [36] J. T. Boys y P. G. Handley, «Harmonic analysis of space vector modulated PWM waveforms,» *IEE Proceedings B Electric Power Applications*, vol. 137, n° 4, pp. 197 - 204, 1990.
- [37] M. Liserre, A. Dell'Aquila y F. Blaabjerg, «Design and Control of a three-phase active rectifier under non-ideal operating conditions,» de *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting*, PA, USA, 2003.
- [38] J. B. Kwon, X. Wang, C. L. Bak y F. Blaabjerg, «Harmonic Interaction Analysis in Grid Connected Converter using Harmonic StateSpace (HSS) Modeling,» de *30th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2015*, Charlotte, 2015.
- [39] M. Liserre, R. Teodorescu y F. Blaabjerg, «Multiple Harmonics Control for Three-Phase Grid Converter Systems With the Use of PI-RES Current Controller in a Rotating Frame,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 21, n° 3, pp. 836- 841, 2006.

-
- [40] L. F. Alves Pereida y A. Sanfelice Bazanella, «Tuning Rules for Proportional Resonant Controllers,» *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, pp. 2010 - 2017, 2015.
 - [41] M. Elkayam, A. Kuperman y M. Sitbon, «Loop Gain Design of Multiresonant Current Controllers,» de *2018 IEEE 59th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, Riga, 2018.
 - [42] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, Ó. Lopez y J. Doval-Gandoy, «Analysis and Design of Resonant Current Controllers for Voltage-Source Converters by Means of Nyquist Diagrams and Sensitivity Function,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, pp. 5231- 5250, 2011.
 - [43] L. Pekar, R. Matusu, P. Dostálek y J. Dolinay, «The Nyquist criterion for LTI Time-Delay Systems,» *13th WSEAS International Conference on AUTOMATIC CONTROL, MODELLING & SIMULATION (ACMOS '11)*, pp. 80-85, 2011.
 - [44] A. J. Martínez García, «Capítulo 4 OBTENCIÓN MEDIANTE SIMULACIÓN DE LAS CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS,» de *CARACTERIZACIÓN, PRUEBAS Y CONTROL DE UN GENERADOR DE INDUCCIÓN DE DOBLE ALIMENTACIÓN UTILIZADO COMO*, CDMX, Tesis de Grado, 2020, pp. 71 -91.
 - [45] IEEE, «IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators,» IEEE, New Jersey, 2018.
 - [46] J. Espina y A. Arias, «Speed Anti-Windup PI strategies review for Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Machines,» de *COMPATIBILITY AND POWER ELECTRONICS CPE2009 6TH INTERNATIONAL CONFERENCE-WORKSHOP*, Badajoz, 2009.
 - [47] C. Jong-Woo y L. Sang-Cheol, «Antiwindup Strategy for PI-Type Speed Controller,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, pp. 2039 - 2046, 2009.
 - [48] D. Xu, F. Blaabjerg, W. Chen y N. Zhu, *Advanced control of Doubly Fed induction Generator for wind power turbines*, New Jersey: John Wiley & Sons, 2015.
 - [49] A. F. Moreira, T. Lipo y G. Venkataramanan, «Modeling and Evaluation of dv/dt filters for AC Drives with High Switching speed,» de *9th European Conference on Power Electronics and Applications*, Graz, Austria, 2001.
 - [50] P. Henandez Tenorio, *IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL DEL FLUJO DE POTENCIA HACIA LA RED TRIFÁSICA PARA SISTEMAS DE GENERACIÓN EÓLICA CON GENERADOR DE INDUCCIÓN DE DOBLE ALIMENTACIÓN*, Ciudad de México: Tesis de maestría, 2017.
 - [51] A. Perez, O. Berreteaga y A. Ruiz de Olano, «Una metodología para el desarrollo de hardware y software embebidos en sistemas críticos de seguridad,» *Sistemas, Cibernética e Informática*, vol. 3, n° 2, pp. 70 - 75, 2006.
 - [52] ON Semiconductor, «FNA27560 600 V Motion SPM® 2 Series,» 2016. [En línea]. Available: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/fna27560-d.pdf>. [Último acceso: 10 agosto 2021].
 - [53] ON Semiconductor, «FNA25060 Motion SPM 2 Series, 600v,» mayo 2020. [En línea]. Available: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/fna25060-d.pdf>. [Último acceso: 10 agosto 2021].
 - [54] J. M. Alvarado Farias, *IMPLEMENTACIÓN DEL ACCIONAMIENTO DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN UTILIZANDO TECNOLOGÍA ARM.*, Ciudad de Mexico: Trabajo de tesis, 2017.
 - [55] K. Ogata, *Discrete-Time control systems*, New Jersey: Prentice Hall, 1995.
 - [56] A. F. Moreira, T. A. Lipo y G. Venkataramanan, «Modeling and Evaluation of dv/dt Filters for AC Drives with High Switching Speed,» de *9th European Conference on Power Electronics and Applications*, Graz, 2001.
 - [57] J. Adabi, F. Zare y G. Ledwich, «Leakage current and common mode voltage issues in modern AC drive systems,» de *Power Engineering Conference, 2007. AUPEC 2007*, Perth, 2008.

-
- [58] Z. Peng, L. Weixing y W. Jinyu, «Design of LCL filters for the back-to-back converter in a Doubly Fed Induction Generator,» de *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies*, Tianjin, 2012.
- [59] Texas Instruments, «TMS320F28335, TMS320F28334, TMS320F28332 Digital Signal Controllers (DSCs) Data Manual,» Texas Instruments, Dallas, 2012.
- [60] D. C. Wong, G. D. Micheli y M. J. Flynn, «Designing high-performance digital circuits using wave pipelining: algorithms and practical experiences,» *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol. 12, n° 1, pp. 25 - 46, 1993.
- [61] J. G. Proakis y D. G. Manolakis, *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications*, New Jersey: Prentice-Hall, 1992.
- [62] Texas Instruments, «TMS320x2833x, 2823x Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module,» Texas Instruments, Dallas, 2009.
- [63] Texas Instruments, «TMS320x2833x Analog-to-Digital Converter (ADC) Module,» Texas Instruments, Dallas, 2007.
- [64] Texas Instruments, «TMS320x2833x, 2823x Enhanced Quadrature Encoder Pulse (eQEP) Module,» Texas Instruments, Dallas, 2008.
- [65] IEEE, «IEEE Std 1547-2018 Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces,» IEEE, New York, 2018.
- [66] IEEE, «IEEE Std 519-2014, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems,» IEEE, New York, NY, 2014.
- [67] F. E. Rodarte, O. Carranza y J. J. Rodriguez, «Improved speed and current controllers for the Doubly Fed Induction Generator for wind power systems,» de *IEEE 12th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Chicago, IL, USA, 2021.
- [68] F. E. Rodarte, J. J. Rodriguez y O. Carranza, «Harmonic distortion and unbalance rejection with a sliding mode controller applied on a Doubly Fed Inductor Generator,» de *IEEE 30th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Kyoto, 2021.

Apéndice A. Componentes del Convertidor ‘*Back to Back*’

A.1. Capacitor de *Snubber*

El capacitor de *Snubber* proporciona una atenuación a las tensiones transitorias que aparecen por la conmutación de los transistores y las inductancias parasitas del bus de CD (dv/dt), estas inductancias parasitas causan picos de tensión en cada conmutación, que aparecen como un transitorio con una oscilación de alta frecuencia (*Ringig*). También, proporcionan una trayectoria para las sobrecorrientes que se produce cuando los IGBT entran en la región óhmica durante encendido o apagado, y los diodos en antiparalelo se encuentran en recuperación. La no utilización de los capacitores de *Snubber* provoca la aparición de pulsos de sobre tensión, que causan deterioro prematuro en los semiconductores.

Otra ventaja en el uso de los capacitores de *Snubber*, es la modificación de la forma de onda debida a la conmutación, de manera que la tensión y corriente asociada no tengan un valor alto de forma simultánea, reduciendo el stress de los semiconductores que tendrían que disipar potencia en los instantes de caídas de tensiónInvalid source specified..



Figura A.1. Aspecto del capacitor de *snubber*.

A.2. Diodos TVS supresor de picos de tensión

También para la protección del módulo potencia se utiliza un diodo supresor de tensiones transitorias bidireccional (*Transient Voltage Suppression TVS*), que proporciona una supresión de tensiones pico, con una tensión de corte de 380 V. Este diodo es bidireccional, por lo que también se puede utilizar en circuitos de CA, y se debe de conectar en paralelo al dispositivo que se está protegiendoInvalid source specified..



Figura A.2. Aspecto del diodo TVS.

A.3. Capacitor de bus de corriente directa

El banco de capacitores del bus de CD está formado por dos capacitores de electrolíticos de 2700 μF que conforman una capacitancia de 5400 μF , con una tensión máxima de 400V**Invalid source specified.**, se utilizaron dos capacitores en paralelo para obtener un valor equivalente de la resistencia en serie del capacitor (*Equivalent Series Resistance* ESR) menor que utilizando un solo capacitor, además el arreglo en bancos permite que la capacitancia quede distribuida en el arreglo de placas que forma el bus de CD reduciendo el efecto de la inductancia parasita. Además, la capacitancia parasita del arreglo de placas paralelas junto con el capacitor de snubber, permite que la impedancia del capacitor no sea plana en altas frecuencias ($>10\text{ kHz}$). En el capítulo 2 se muestra el análisis y cálculo con la formulas obtenidas para encontrar el valor de esta capacitancia, en base al análisis de un puente rectificador.

A.4. Protecciones y circuito de fuerza

Para una operación segura y adecuada protección de los elementos del accionamiento del GIDA, se diseñó el circuito de fuerza con protecciones por sobre corriente, un circuito de apagado de emergencia y se incluye, además, un circuito que realiza la primera etapa de carga del capacitor de bus, mitigando la corriente de irrupción, que aparece cuando se aplica tensión directamente al capacitor cuando se encuentra descargado. La figura 5.9 muestra el diagrama eléctrico de fuerza del sistema de generación eólica y el variador de velocidad, en éste se detalla el uso de un arrancador magnético modelo XTCE050D00A en serie con un interruptor termomagnético de 50A para la alimentación principal, que, de acuerdo al diagrama de escalera, el comando se realiza con una

palanca de encendido y un botón de paro de emergencia en conjunto con la desconexión por sobrecorriente del arrancador. De la alimentación principal parten las líneas para la alimentación del estator del GIDA, el variador de velocidad para la MI, y el convertidor del lado de la red. El estator del GIDA está conectado a través de un contactor termomagnético que realiza la conexión una vez se ha alcanzado una velocidad dentro del rango de operación, y lo desconecta cuando se requiere apagar el sistema. El variador de velocidad se conecta a través de un interruptor termomagnético de 28 Arms que brinda protección contra sobrecorriente, que permite desconectarlo de la línea cuando es requerido. El convertidor del lado de la red se alimenta a través de un transformador reductor que se desconecta con un interruptor termomagnético de 28 Arms. Entre el secundario del transformador y los filtros del CLR se encuentra un circuito de precarga, este circuito consiste en un contactor (CC1) que tiene en paralelo a una de sus fases una resistencia llamada resistencia de inserción, y otra de sus fases cortocircuitada para cerrar el circuito entre dos fases, y limitar la corriente de carga del capacitor en el bus de CD, cuando se energiza el circuito. El contactor es controlado por un temporizador que lo activa una vez que ha transcurrido el tiempo designado para su carga.

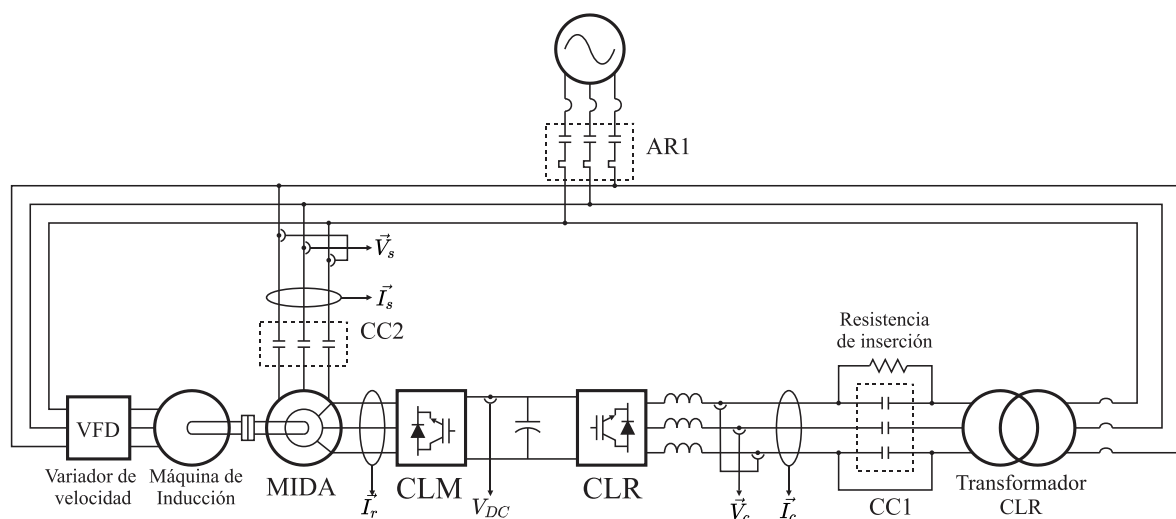


Figura A.3. Diagrama eléctrico del circuito de fuerza del sistema de generación eólica que incluye la posición de los sensores del sistema de acondicionamiento.

La operación de los contactores y del circuito de fuerza se realiza con el circuito mostrado en el diagrama de escalera de la figura 5.10, que contiene el circuito de encendido general que se opera por el interruptor de encendido y un botón de paro de emergencia.

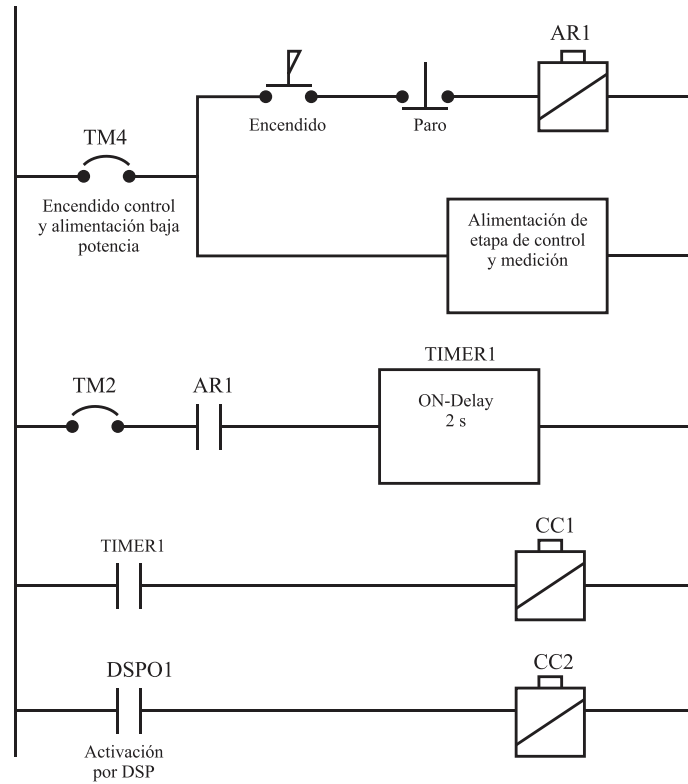


Figura A.4 diagrama de escalera del circuito de encendido y accionamiento del sistema de generación eólica.

Se muestra también el temporizador para la operación del contactor CC1 en el circuito de mitigación de corriente de irrupción del CLR. El estator del GIDA se energiza mediante el contactor CC2 que es operado por el DSP, que se encarga de conectarla una vez que la velocidad alcanza el rango de operación.

A.5. Resistencia de inserción

La mitigación de la corriente de irrupción, previene que se exceda la corriente máxima en los elementos del CLR, cuando se energiza con el capacitor de bus completamente descargado. La carga del capacitor de bus se realiza en dos etapas, la primera utiliza la resistencia de inserción que se explica en esta sección para limitar la corriente máxima de carga. La siguiente etapa se realiza con los lazos de control del convertidor del CLR donde el lazo de corriente tiene un controlador con saturación que previene una corriente mayor a la establecida, y en el lazo de tensión proporciona una señal de referencia que va desde una tensión inicial igual a la tensión de carga del capacitor en un rectificador a diodos equivalente $V_{C_{dini}}$, hasta la tensión de referencia final V_{CD}^* .

La tensión de carga equivalente en un rectificador a diodos será aproximadamente el valor pico de la tensión de línea del convertidor $V_{CDini} \cong \sqrt{2}V_{L\,Rms}$, ya que en esta etapa no se consume corriente de carga. Esta carga inicial se realiza utilizando la resistencia de inserción r_{in} , el circuito de la resistencia de inserción es el de la figura 5.11a donde la línea trifásica se hace pasar a través de los contactos normalmente abiertos de un contactor, se coloca en paralelo la resistencia a uno de los contactos y un puente en otro contacto, para de esta manera formar un circuito bifásico donde se aplica tensión de línea a dos fases del convertidor. la resistencia de inserción se debe de dimensionar considerando la potencia y energía máxima disipada para evitar daño por sobrecalentamiento, y mantener la corriente por debajo del máximo especificado. Para determinar el valor de la resistencia de inserción se utiliza el circuito equivalente de la figura 5.11b, donde se utiliza una red RC para simplificar los cálculos y obtener la resistencia en base al tiempo de carga propuesto.

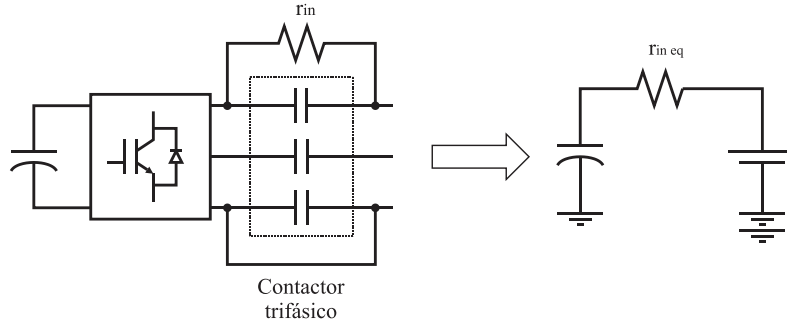


Figura A.5. a) Esquema del circuito de puente para la resistencia de inserción, b) circuito equivalente de CD para obtener los parámetros del circuito.

El valor de la tensión equivalente es igual a: $V_{eq} = \sqrt{2}V_{CL\,Rms}$, mientras que la corriente que circula en la resistencia equivalente se obtiene igualando la potencia en el lado de CD con la de CA:

$$V_{CL\,Rms} I_{CL\,Rms} = V_{eq} I_{eq} = \sqrt{2} V_{CL\,Rms} I_{eq} \quad (5.1)$$

La corriente equivalente será igual a: $I_{CL\,Rms} = I_{eq}/\sqrt{2}$ por lo tanto, el valor de la resistencia en el lado de CA con respecto al circuito equivalente será de:

$$R_{in} = \frac{R_{eq}}{2}$$

En base al circuito de la figura 5.11b, la ecuación de corrientes en el capacitor será:

$$C \frac{dv_c}{dt} = -\frac{v_{eq}}{R_{eq}} + \frac{v_c}{R_{eq}} \quad (5.2)$$

Esta ecuación se puede utilizar para obtener la tensión del capacitor v_c . Su solución es la siguiente:

$$v_c(t) = V_{CDini} \left(1 - e^{-t/R_{eq}C} \right) \quad (5.3)$$

la corriente que circula por la resistencia de inserción, se obtiene es igual a la corriente del capacitor, considerando que el bus no tiene corriente de carga:

$$i_r(t) = C \frac{dv_c}{dt} = \frac{V_{CDini}}{R_{eq}} e^{-t/R_{eq}C} \quad (5.4)$$

La potencia instantánea en el resistor se obtiene a partir del efecto Joule.

$$P_{in}(t) = R_{eq} I^2 = \frac{V_{CDini}^2}{R_{eq}} e^{-2t/R_{eq}C} \quad (5.5)$$

Y la energía disipada se obtiene integrando la potencia instantánea:

$$\varepsilon = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \int_0^{\tau} p_{in}(t) dt = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \int_0^{\tau} \frac{V_{CDini}^2}{R_{eq}} e^{-2t/R_{eq}C} dt = \frac{V_{CDini}^2 C}{2} \quad (5.6)$$

El capacitor se considera cargado cuando tiene un 90% de la tensión pico de la red, el tiempo de carga se puede obtener a partir de la ecuación 5.3: $t_{chr} = 2.3R_{eq}C$, proponiendo un tiempo de carga de 1s la resistencia equivalente será de:

$$R_{in} = \frac{(1)}{2(2.3) (5.2 \times 10^{-3})} = 41.75 \Omega$$

La energía disipada por la resistencia es:

$$\varepsilon = \frac{(310)^2 (5.2 \times 10^{-3})}{2} = 249 J$$

El tipo de resistencia con cuerpo de aluminio ofrece una masa térmica suficiente para este tipo de aplicación, además conociendo el calor específico del material C_{eAl} , se puede determinar el aumento de temperatura en base a su masa, en este caso se utiliza una resistencia de la familia RH025 fabricada por Vishay™ que tiene una masa de 12 g con cuerpo de aluminio y una disipación de potencia de 25w. Considerando un calor específico del aluminio $C_{eAl}=0.89 J/g ^\circ C$, el aumento de temperatura en la resistencia será de:

$$\Delta T = \frac{249J}{(12)(0.89)} = 23.31 ^\circ C$$

El valor que más se aproxima será de $50\ \Omega$ y una potencia de $25\ \text{W}$ con el número de parte RH02550R00FC02, también se ajustó el tiempo del temporizador a $2\ \text{s}$ para tener un margen de error en el tiempo de carga del capacitor.

Apéndice B. Hojas de datos

B.1.Máquina de inducción jaula de ardilla (MI)

BALDOR - RELANCEE Paquete de información de producto: EHM3714T - 10HP,1770RPM,3PH,60HZ,216T,3752M,TEFC,F1

AC Induction Motor Performance Data
Record # 31036 - Typical performance - not guaranteed values

Winding: 37WGS518-R000			Type: 3752M			Enclosure: TEFC		
Nameplate Data						480 V, 60 Hz: High Voltage Connection		
Rated Output (HP)		10				Full Load Torque		29.5 LB-FT
Volts		208-230/480				Start Configuration		direct on line
Full Load Amps		25.4-24/12				Breakdown Torque		134 LB-FT
R.P.M.		1770				Pull-up Torque		49.2 LB-FT
Hz		60	Phase		3	Locked-rotor Torque		60.7 LB-FT
NEMA Design Code		A	KVA Code		K	Starting Current		103 A
Service Factor (S.F.)		1.15				No-load Current		5.49 A
NEMA Nom. Eff.		91.7	Power Factor		85	Line-line Res. @ 25°C		0.03503 Ω
Rating - Duty		40C AMB-CONT				Temp. Rise @ Rated Load		63°C
S.F. Amps						Temp. Rise @ S.F. Load		61°C
						Rotor inertia		1.28 LB-FT ²
Load Characteristics 480 V, 60 Hz, 10 HP								
% of Rated Load	25	50	75	100	125	150	S.F.	
Power Factor	42	66	79	85	84	87	84	
Efficiency	88.9	92.1	92.4	91.8	90.3	89	90.9	
Speed	1793.9	1786.8	1778.7	1771.8	1762.7	1752.5	1766	
Line amperes	6.14	7.63	9.50	11.9	15.4	18.1	14	

B.2. Máquina de inducción de doble alimentación (MIDA)

Data sheet

06.04.2018 MADE WITH VEM EKAT V10.9



Manufacturer

Customer

VEM motors GmbH
Carl-Friedrich-Gauß-Straße 1

38855 WERNIGERODE
Deutschland

Three-phase motors with slipring rotor, low voltage version
mode of operation S1, continuous duty

Type	SPR 132 L6 HW	
Design output	(kW)	5.5
Duty type		S1
Efficiency determination	(-)	EN 60034-2
Design frequency	(Hz)	Deviating frequency: 60
Design speed	(rpm)	960
Voltage	(V)	230
Connection	(-)	D
Current	(A)	21.7
Power factor	(-)	0.79
Efficiency	(%)	82
Relative pull-out torque	(-)	2.8
Rotor voltage	(V)	190
Rotor connection	(-)	Y
Rotor current	(A)	19
Rotor resistance	(Ω)	0.166
Th. cl.		155(F/B)
Coolant temperature	(°C)	-20°C...+40°C
Altitude above sea level	(m)	1000m
Degree of protection IP		IP54
Moment of inertia	(kgm²)	0.078
Motor weight	(kg)	105
Bearing, D-side		6308 2Z C3
Bearing, N-side		6308 2Z C3
Relubrication interval	(h)	
Grease type		
Grease amount	(g)	
Brush holder		
Carbon brush		
Slip-ring body		

Options

Type of mounting	IM B3
Flange:	-
Terminal box	Standard
Position of terminal box	on the top
Cable gland	Sealing plug
Position of cable entry	right
Shaft	Standard
Bearing	Easy bearing arrangement
Limit values to vibration velocity	Class A
Colour system	Balancing with half key 01 Moderate (KK C2), RAL 7031 blue-grey

Delivery conditions and/or official regulations: IEC / EN 60034-1

This document was produced electronically, all specifications are valid only after confirmation of the manufacturer

B.3. Módulo de potencia 50A

Motion SPM[®] 2 Series, 600 V

FNA25060

General Description

The FNA25060 is a Motion SPM 2 module providing a fully-featured, high-performance inverter output stage for AC induction, BLDC, and PMSM motors. These modules integrate optimized gate drive of the built-in IGBTs to minimize EMI and losses, while also providing multiple on-module protection features: under-voltage lockouts, over-current shutdown, temperature sensing, and fault reporting. The built-in, high-speed HVIC requires only a single supply voltage and translates the incoming logic-level gate inputs to high-voltage, high-current drive signals to properly drive the module's internal IGBTs. Separate negative IGBT terminals are available for each phase to support the widest variety of control algorithms.

Features

- UL Certified No. E200204 (UL1557)
- 600 V – 50 A 3-Phase IGBT Inverter, Including Control ICs for Gate Drive and Protection
- Low-Loss, Short-Circuit-Rated IGBTs
- Very Low Thermal Resistance Using Al₂O₃ DBC Substrate
- Built-In Bootstrap Diodes and Dedicated V_s Pins Simplify PCB Layout
- Separate Open-Emitter Pins from Low-Side IGBTs for Three-Phase Current Sensing
- Single-Grounded Power Supply Supported
- Built-In NTC Thermistor for Temperature Monitoring and Management
- Adjustable Over-Current Protection via Integrated Sense-IGBTs
- Isolation Rating of 2500 Vrms / 1 min.
- This Device is Pb-Free, Halogen Free, BFR Free and is RoHS Compliant

Applications

- Motion Control – Industrial Motor (AC 200 V Class)

Related Resources

- [AN-9121 – Users Guide for 600V SPM2 Series](#)
- [AN-9076 – Mounting Guide for New SPM2 Package](#)
- [AN-9072 – Thermal Performance of Motion SPM2 Series by Mounting Torque](#)



ON Semiconductor[®]

www.onsemi.com



SPMCA-A34
CASE MODFQ

MARKING DIAGRAM



FNA25060 = Specific Device Code
\$Y = ON Semiconductor Logo
6Z = Assembly Plant Code
&K = Lot Code
&E = Space Designator
63 = 5-Digit Date Code

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information on page 2 of this data sheet.

B.4. Módulo de potencia 60A



March 2016

FNA27560

600 V Motion SPM[®] 2 Series

Features

- UL Certified No. E209204 (UL1557)
- 600 V - 75 A 3-Phase IGBT Inverter, Including Control ICs for Gate Drive and Protections
- Low-Loss, Short-Circuit-Rated IGBTs
- Very Low Thermal Resistance Using Al₂O₃ DBC Substrate
- Built-In Bootstrap Diodes and Dedicated Vs Pins Simplify PCB Layout
- Separate Open-Emitter Pins from Low-Side IGBTs for Three-Phase Current Sensing
- Single-Grounded Power Supply Supported
- Built-In NTC Thermistor for Temperature Monitoring and Management
- Adjustable Over-Current Protection via Integrated Sense-IGBTs
- Isolation Rating of 2500 Vrms / 1 min.

General Description

The FNA27560 is a Motion SPM[®] 2 module providing a fully-featured, high-performance inverter output stage for AC induction, BLDC, and PMSM motors. These modules integrate optimized gate drive of the built-in IGBTs to minimize EMI and losses, while also providing multiple on-module protection features: under-voltage lockouts, over-current shutdown, temperature sensing, and fault reporting. The built-in, high-speed HVIC requires only a single supply voltage and translates the incoming logic-level gate inputs to high-voltage, high-current drive signals to properly drive the module's internal IGBTs. Separate negative IGBT terminals are available for each phase to support the widest variety of control algorithms.

Applications

- Motion Control - Industrial Motor (AC 200 V Class)

Related Resources

- [AN-9121 - Users Guide for 600V SPM[®] 2 Series](#)
- [AN-9076 - Mounting Guide for New SPM[®] 2 Package](#)
- [AN-9079 - Thermal Performance of Motion SPM[®] 2 Series by Mounting Torque](#)



Figure 1. 3D Package Drawing
(Click to Activate 3D Content)

Package Marking and Ordering Information

Device	Device Marking	Package	Packing Type	Quantity
FNA27560	FNA27560	SPMCA-A34	Rail	6

B.5. Filtro $\frac{dv}{dt}$ para el lado del rotor

Product Details and Certifications

Product: DVSP0027E

Description: dV Sentry dv/dt Filter, Panel Mount, 27 Amps



Representative Photo Only (actual product may vary based on configuration selections)

FILTER DATA	
Enclosure	Panel Mount
Line Voltage	208V
Motor	7.5 HP
Filter Amps	27 Amps

ADDITIONAL INFORMATION	
Depending on your application, you may want to consider some of our other products:	Load Side Applications SineWave Guardian Motor Protection Filter -Provides near perfect sinusoidal waveform for the best level of motor protection. -Only solution for a single VFD running multiple motors. -For motor lead lengths up to 15,000 feet. - Link to information on SineWave Guardian
Watts	92 Watts
Terminal Wiring AWG	10
Terminal Torque	16
Weight	11 Lbs

Dimensions and Weight	
Weight (kg / lbs)	5.00 / 11.0

B.6. Encoder óptico

E40 Series

Diameter ø40mm Shaft type/Hollow type/Built-in type Incremental Rotary Encoder

■ Features

- 12-24VDC power supply of line driver output(Line-up)
- Easy installation at narrow space
- Small moment of inertia
- Power supply : 5VDC, 12-24VDC ±5%
- Various output types

⚠ Please read "Caution for your safety" in operation manual before using.



■ Ordering information

E40(H)	8	5000	3	N	24	
Series	Shaft type	Hollow type	Pulse/Revolution	Output phase	Output	Power supply
S: Shaft type	External	Inner				
H: Hollow type	8: ø6mm	8: ø8mm	Series	2: A, B	T: Totem pole output	5: 5VDC ±5%
HS: Hollow built-in type	8: ø6mm	10: ø10mm		3: A, B, Z	N: NPN open collector output	24: 12-24VDC ±5%
		12: ø12mm		4: A, A, B, B	V: Voltage output	
				8: A, A, B, B, Z, Z	L: Line driver output	
※Standard: E40S(H) (Pulse) 3-N-24, E40HS (Pulse) 3-N-24 ※Standard: A, B, Z E40HS (Pulse) 3-N-24						No mark: Cable type C: Connector cable type(C)
						※Cable length: 250mm

■ Specifications

Item	Diameter ø40mm shaft/hollow shaft/hollow built-in type of incremental rotary encoder			
Resolution(P/R) ^{※1}	+1, +2, +5, 10, +12, 15, 20, 25, 28, 30, 35, 40, 45, 50, 60, 75, 100, 120, 150, 180, 192, 200, 240, 250, 256, 300, 360, 400, 500, 512, 600, 800, 1000, 1024, 1200, 1500, 1600, 2000, 2048, 2500, 3000, 3600, 5000 (Not indicated resolution is customizable.)			
Electrical specification	Output phase	A, B, Z phase(Line driver A, A, B, B, Z, Z phase)		
	Phase difference of output	Phase difference between A and B : $\frac{T}{4} \pm \frac{T}{8}$ (T=1 cycle of A phase)		
	Control output	Totem pole output	• Low - Load current: Max. 30mA, Residual voltage : Max. 0.4VDC • High - Load current: Max. 10mA, Output voltage(Power voltage 5VDC): Min. (Power voltage-2.0VDC), Output voltage(Power voltage 12-24VDC): Min. (Power voltage-3.0VDC)	
		NPN open collector output	Load current : Max. 30mA, Residual voltage : Max. 0.4VDC	
		Voltage output	Load current : Max. 10mA, Residual voltage : Max. 0.4VDC	
		Line driver output	• Low - Load current : Max. 20mA, Residual voltage : Max. 0.5VDC • High - Load current : 20mA, Output voltage(Power voltage 5VDC): Min. 2.5VDC, Output voltage(Power voltage 12-24VDC): Min. (Power voltage-3.0VDC)	
	Response time (Rise/Fall)	Totem pole output	Max. 1µs	• Measuring condition - Cable length : 2m, I sink = 20mA
		NPN open collector output		
		Voltage output		
		Line driver output		
Max. Response frequency	500kHz			
Power supply	• 5VDC ±5%(Ripple P-P : Max. 5%) • 12-24VDC ±5%(Ripple P-P : Max. 5%)			
Current consumption	Max. 80mA(disconnection of the load), Line driver output : Max. 50mA(disconnection of the load)			
Insulation resistance	Min. 100MΩ(at 500VDC megger between all terminals and case)			
Dielectric strength	750VAC 50/60Hz for 1 minute(between all terminals and case)			
Connection	Cable type, 250mm connector cable type			
Mechanical specification	Starting torque	Shaft type : Max. 40gf·cm(0.004N·m), Hole type : Max. 50gf·cm(0.005N·m)		
	Moment of inertia	Max. 40g·cm ² (4×10 ⁻⁶ kg·m ²)		
	Shaft loading	Radial : Max. 2kgf, Thrust : Max. 1kgf		
	Max. allowable revolution ^{※2}	5000rpm		
Vibration	1.5mm amplitude or 50mm/s ² at frequency of 10 to 55Hz(for 1 min.) in each of X, Y, Z directions for 2 hours			
Shock	Approx. Max. 50G			
Environment	Ambient temperature	-10 to 70°C, storage : -25 to 85°C		
	Ambient humidity	35 to 85%RH, storage : 35 to 90%RH		
Protection	IP50(IEC standard) ※Option type is available for IP64 (IEC standard).			
Cable	ø3, 5-wire, Length : 2m, Shield cable(Line driver output : ø5, 3-wire) (AWG24, Core diameter: 0.08, Number of cores: 45, Insulator out diameter: ø1)			
Accessory	• Shaft type: ø6mm coupling standard, ø8mm coupling(Sold separately) • Hole type: Bracket			
Approval	CE (Except line driver output)			
Unit weight	Approx. 160g			

※1: "Y" pulse is only for A, B phase(Line Driver output is for A, A, B, B phase)

※2: Make sure that, Max response revolution should be lower than or equal to max. allowable revolution when selecting the resolution.

(Max. response revolution(rpm) = $\frac{\text{Max. response frequency}}{\text{Resolution}} \times 60 \text{ sec}$) ※Environment resistance is rated at no freezing or condensation.
