

# Tecnológico Nacional de México

Centro Nacional de Investigación  
y Desarrollo Tecnológico

## Tesis de Maestría

Diseño del Esquema de Control para un Convertidor  
Back-to-Back Multinivel Aplicado a la Generación de  
Energía Eólica con un DFIG

presentada por

**Ing. Eliud Enrique Campos Montero**

como requisito para la obtención del grado de  
**Maestro en Ciencias en Ingeniería  
Electrónica**

Director de tesis

**Dr. Jesús Darío Mina Antonio**

Codirector de tesis

**Dr. Jorge Hugo Calleja Gjumlich**

Cuernavaca, Morelos, México. Enero de 2019.



**SEP**  
SECRETARÍA DE  
EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO

Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico

Cuernavaca, Mor., 7 de enero de 2019.

OFICIO No. DIE/014/2019

**Asunto:** Aceptación de documento de tesis

**DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ**  
**SUBDIRECTOR ACADÉMICO**  
**PRESENTE**

Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial del **C. Elud Enrique Campos Montero**, con número de control **M16CE093** de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado **"Diseño del Esquema de Control para un Convertidor Back-to-Back Multinivel Aplicado a la Generación de Energía Eólica con un DFIG"** y hemos encontrado que se han realizado todas las correcciones y observaciones que se le indicaron, por lo que hemos acordado aceptar el documento de tesis y le solicitamos la autorización de impresión definitiva.

DIRECTOR DE TESIS

Dr. Jesús Darío María Antonio  
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica  
Cédula profesional: 6094069

CODIRECTOR DE TESIS

Dr. Jorge Hugo Calleja Gjumlich  
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica  
Cédula profesional: 4033213

REVISOR 1

Dr. Jesús Aguayo Akujira  
Doctor en Ingeniería  
Cédula profesional 4706315

REVISOR 2

Dr. Gabriel Calzada Lara  
Doctor en Ingeniería Eléctrica  
Cédula profesional 7599980

C.p. M.T.L. María Elena Gómez Torres- Jefa del Departamento de Servicios Escolares

Estudiante:  
Expediente

REEJ/Irr.

**cenidet**  
Centro Nacional de Investigación  
y Desarrollo Tecnológico

Carretera México-Toluca s/n, Cd. Xico, C.P. 40700, Cuernavaca, Morelos  
Tel: (01) 777 3 40 77 77, fax: (01) 777 3 40 77 77, correo: cenidet@cenidet.mx  
www.cenidet.mx | www.cenidet.edu.mx





**SEP**  
SECRETARÍA DE  
EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO

Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico

Cuernavaca, Morelos, **11/enero/2019**

OFICIO No. SAC/018/2019

Asunto: Autorización de impresión de tesis

**ING. ELIUD ENRIQUE CAMPOS MONTERO**  
**CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS**  
**EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA**  
**PRESENTE**

Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado "Diseño del Esquema de Control para un Convertidor Back-to-Back Multinivel Aplicado a la Generación de Energía Fónica con un DFIG", ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

Esperando que el logro del mismo sea acorde con sus aspiraciones profesionales, reciba un cordial saludo

**ATENTAMENTE**

Carácter de en Educación Tecnológica  
"Desarrollando y mejorando al servicio de México"

**DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ**  
**SUBDIRECTOR ACADÉMICO**



S.E.P. - Tercera  
CIRCULO DIRECTIVO  
DE INVESTIGACIÓN  
Y DESARROLLO  
TECNOLÓGICO  
EDUCACIÓN

C.p. M.T.I. María Elena Gómez Torres-Jefa del Departamento de Servicios Escolares.  
Expediente

CVC:R/mar

**cenidet**  
Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico

Interior Internado Palmira S/N, Col. Palmira, C. P. 62490, Cuernavaca, Morelos.  
Tel. (01) 777 3 62 77 70 ext. 4106. e-mail: dir\_cenidet@tecnm.mx  
www.tecnm.mx | www.cenidet.edu.mx



*Dedicado a mis padres, hermanos y para todos aquellos  
a los que les sea de utilidad este trabajo*

## Agradecimientos

*A mis padres por todo el apoyo que me han brindado, por el esfuerzo que han hecho por sacar adelante la educación de sus hijos y por alentarme a ver más allá. Agradezco también a mis hermanos por todos los momentos divertidos que pasamos juntos.*

*A mis amigos Daniel, Alma e Itzel por motivarme a iniciar los estudios de maestría.*

*A mis profesores, de los cuales aprendí una pequeña parte de su conocimiento, en especial al Dr. Jesús Darío Mina Antonio por su dirección y apoyo en la ejecución de este proyecto, así como también a mi comité revisor por las observaciones realizadas a esta tesis.*

*A Óscar y Gabriel por sus recomendaciones y consejos, su ayuda fue de gran importancia en la elaboración de este proyecto.*

*A la Lic. Lorena Ruiz Ramírez por todo el apoyo brindado y la gestión administrativa realizada en la recta final de esta tesis.*

*Al Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, al personal docente, administrativo y auxiliar por ser la institución que me formó académicamente, por todas las facilidades y atenciones brindadas a lo largo de estos dos años y medio.*

*Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por haberme otorgado una beca con la cual fue posible realizar mis estudios.*

*A mis compañeros de generación y amigos del cenidet con los cuales compartí grandiosos momentos durante mi estadía en la ciudad de la eterna primavera.*

*A mí por haberme decidido a continuar con mis estudios y no darme por vencido en el trayecto.*

## Resumen

En esta tesis se estudia un sistema de conversión de energía eólica (*Wind Energy Conversion System: WECS*) de velocidad variable, conformado por un generador de inducción doblemente alimentado (*Doubly Fed Induction Generator: DFIG*) de  $\frac{1}{2}$  HP y un convertidor de tres niveles con diodos de enclavamiento conectado en configuración espalda-espalda (*Three-Level Neutral-Point Diode Clamped Back-To-Back: 3L-NPC-B2B*). El convertidor B2B consta de dos convertidores acoplados mediante un bus de CD capacitivo; uno de ellos se denomina RSC (*Rotor Side Converter*, por sus siglas en inglés) y está conectado al devanado del rotor del DFIG, mientras que el otro, llamado GSC (*Grid Side Converter*, por sus siglas en inglés), se conecta a la red a través de un filtro de acoplamiento.

El convertidor B2B que generalmente se usa en estos WECS es de dos niveles (*Two Level Back-to-Back: 2L-B2B*), sin embargo, la generación de armónicos por parte de éste es alta, por lo que aquí se investiga el uso de un convertidor de tres niveles con diodos de enclavamiento. Si bien un 3L-NPC-B2B puede ayudar a la reducción de armónicos, un aspecto primordial para el funcionamiento del convertidor que no se puede dejar de lado es el control de éste. Es por ello que esta tesis se centra en el diseño de los controladores del RSC y del GSC, así como en la evaluación del desempeño de estos controles en torno a los objetivos de control de cada convertidor. Adicionalmente, se revisa el contenido armónico en algunas partes claves del WECS con diferentes topologías de convertidores y diferentes arreglos de portadoras.

La estrategia de control utilizada es el control vectorial, el cual se basa en la transformada de Park para realizar la conversión de un sistema trifásico a un sistema de dos fases ortogonales. La ventaja de esta estrategia es que de los modelos que se usan para el diseño de los controladores del GSC y del RSC, se obtienen subsistemas que pueden desacoplarse y que además son lineales, haciendo posible que se puedan utilizar controladores del tipo proporcional-integral (PI).

Ambos controladores del B2B constan de un lazo interno de corrientes y un lazo externo que depende de los objetivos de control del GSC y del RSC. En el diseño de los controladores individuales se cuidó la estabilidad en lazo cerrado, un error cero en estado estacionario, y que la respuesta dinámica de los controladores sea adecuada en relación con las variables manipuladas y controladas. Por otro lado, se buscó una adecuada coordinación en los tiempos de respuesta de cada lazo, así como entre el control del GSC y del RSC; el punto de partida para la definición de los tiempos de respuesta fue el tiempo de respuesta del PLL que se implementó para determinar el ángulo del voltaje de red utilizado como marco de referencia.

De acuerdo con el procedimiento de diseño de los controladores se observó que éstos son independientes de la configuración interna de la topología del B2B; con lo cual, la metodología presentada es útil para diseñar controladores no solo para el 3L-NPC-B2B, sino también para un 2L-B2B u otras topologías de más niveles.

Para el caso de estudio se diseñaron los controladores para un 3L-NPC-B2B y para un 2L-B2B. El sistema se implementó en PSIM, en donde se realizaron pruebas de simulación para evaluar: a) el desempeño de los controladores con el 3L-NPC-B2B; b) la distorsión armónica del WECS utilizando un convertidor 2L-B2B y un 3L-NPC-B2B; y c) el contenido armónico en el WECS con un 3L-NPC-B2B y modulación senoidal con distintos arreglos de portadoras. Adicionalmente, en los anexos se reportan algunas pruebas experimentales del funcionamiento de los controladores programados en un DSP (*Digital Signal Processor*, por sus siglas en inglés), para un prototipo de WECS con el 3L-NPC-B2B.

## Abstract

This thesis studies a variable speed wind energy conversion system (WECS) consisting of a  $\frac{1}{2}$  HP doubly fed induction generator (DFIG) and a three-level neutral-point diode clamped connected in a back-to-back configuration (3L-NPC BTB). The B2B converter consists of two converters coupled via a capacitive DC bus; one is named RSC (Rotor Side Converter) and is connected to the DFIG rotor windings, the other, named GSC (Grid Side Converter), is connected to the network through a coupling filter.

The B2B converter generally used in these WECS is the two-level back-to-back (2L-B2B), however, the harmonic generation by this converter is high, so here we investigate the use of a three-level neutral-point diode clamped converter. Although a 3L-NPC-B2B can help to reduce harmonics, a fundamental aspect for the operation of the converter that cannot be ignored is its control. That is why this thesis focuses on the design of the RSC and GSC controllers, as well as the evaluation of the performance of these controls around the control objectives of each converter. In addition, the harmonic content is reviewed in some key parts of the WECS with different converter topologies and different carrier arrays.

The control strategy used is vector control, which is based on the Park transform to convert a three-phase system to a two-phase orthogonal system. The advantage of this strategy is that from the models used for the design of the GSC and RSC controllers, subsystems are obtained that can be decoupled and that are also linear, making it possible to use proportional-integral (PI) controllers.

Both B2B controllers consist of an internal current loop and an external loop that depends on the GSC and RSC control objectives. In the design of the individual controllers, care was taken to ensure closed-loop stability, zero error in steady state, and that the dynamic response of the controllers is adequate in relation to the manipulated and controlled variables. On the other hand, an adequate coordination was sought in the response times of each loop, as well as between the control of the GSC and the RSC; the starting point for the definition of the response times was the response time of the PLL that was implemented to determine the angle of the network voltage used as a reference frame.

According to the controller design procedure, it was observed that the controllers are independent of the internal configuration of the B2B topology; therefore, the methodology presented is useful to design controllers not only for the 3L-NPC-B2B, but also for a 2L-B2B or other higher level topologies.

For the case study the controllers were designed for a 3L-NPC-B2B and for a 2L-B2B. The system was implemented in PSIM, where simulation tests were performed to evaluate: a) the performance of the controllers with the 3L-NPC-B2B; b) the harmonic distortion of the WECS using a 2L-B2B converter and a 3L-NPC-B2B; and c) the harmonic content in the WECS with a 3L-NPC-B2B and sinusoidal modulation with different carrier arrays. Additionally, in the annexes there are some experimental tests of the operation of the controllers programmed in a Digital Signal Processor (DSP), for a prototype of WECS with the 3L-NPC-B2B.

# Índice

Capítulo 1. Introducción .....	1
1.1 Generalidades de la Energía Eólica .....	1
1.2 Sistemas de Conversión de Energía Eólica .....	2
1.3 Planteamiento del problema .....	5
1.3.1 Aspectos de calidad de la energía en WECS como motivación del trabajo .....	5
1.3.2 Estado del arte .....	6
Topologías .....	6
Modulación .....	8
1.3.3 Problema específico .....	9
1.4 Propuesta de solución .....	9
1.4.1 Objetivos .....	10
Objetivo general .....	10
Objetivos específicos .....	10
1.4.2 Alcances y limitaciones .....	10
Capítulo 2. Dimensionamiento y modelado de subsistemas del WECS .....	13
2.1 Subsistemas para el control del GSC .....	13
2.1.1 Dimensionamiento del convertidor 3L-NPC-B2B .....	13
2.1.2 Modelo del subsistema: voltaje en GSC – Filtro – Red .....	17
2.2 Subsistemas para el control del RSC .....	19
2.2.1 Modelo del DFIG .....	19
Capítulo 3. Diseño del sistema de control .....	24
3.1 PLL para el vector del voltaje de red .....	25
Sintonización .....	26
Simulación .....	28
3.2 Control del convertidor lado rotor – RSC .....	29
3.2.1 Lazo interno de control del RSC .....	30
Sintonización del PI del RSC .....	32
3.2.2 Lazo externo de control del RSC .....	34
Sincronización .....	37

3.3	Control del convertidor lado red – GSC .....	38
3.3.1	Lazo interno de control del GSC.....	39
	Sintonización del PI del lazo interno .....	41
3.3.2	Lazo externo de control del GSC .....	43
	Sintonización del PI del lazo externo .....	47
3.4	Modulación PWM .....	50
	Modulación SPWM-PD .....	51
	Modulación SPWM-POD .....	51
Capítulo 4. Pruebas de simulación del sistema de control del WECS caso de estudio .....		53
	Regulación del bus de CD .....	59
	Sincronización .....	60
	Generación a velocidad sub y súper síncrona.....	61
4.1	Distorsión armónica del WECS con un 2L-B2B y un 3L-NPC-B2B .....	64
4.2	Distorsión armónica del WECS con 3L-NPC-B2B y diferentes arreglos de portadoras para el SPWM.....	68
Capítulo 5. Conclusiones, aspectos relevantes del trabajo y actividades futuras.....		70
5.1	Conclusiones .....	70
5.2	Aspectos relevantes del trabajo.....	71
5.3	Actividades futuras.....	72
Referencias .....		73
Anexos		
A1.	Transformaciones $abc/dq0$ .....	I
A1.1	Transformación invariante en magnitud.....	I
A1.2	Transformación invariante en potencia .....	II
A2.	Dimensionamiento e implementación de subsistemas .....	III
A2.1	Convertidores 3L-NPC .....	III
A2.2	Sensores de voltaje y corriente .....	IV
A2.3	Red eléctrica.....	IV
A2.4	Interruptores seleccionados de sub circuitos .....	V
A2.5	Prototipo construido .....	V
A3.	Programación de controladores en DSP TI 28335.....	VI
A3.1	Adquisición y procesamiento digital de señales .....	VI

A3.2 Sistema de control del GSC para el DSP .....	VI
A3.3 Sistema de control del RSC para el DSP .....	VII
A3.4 Encoder.....	VII
A4. Pruebas experimentales.....	X
A4.1 Prueba del GSC a carga nominal y muestra de armónicos.....	X
A4.2 Prueba de regulación del bus de CD.....	X
A4.3 Prueba de sincronización con la red.....	XI

# Índice de figuras

Figura 1. Capacidad eólica instalada mundial acumulada [2] .....	1
Figura 2. Evolución histórica de la energía eólica en México [4] .....	2
Figura 3. Tipos de WECS .....	3
Figura 4. Partes del WECS .....	4
Figura 5. WECS tipo tres .....	4
Figura 6. Esquema del WECS de estudio .....	12
Figura 7. 3L-NPC monofásico visto como una combinación de dos HB .....	14
Figura 8. Esquemático de un SPWM para un 3L-NPC .....	15
Figura 9. Analogía de un 3L-NPC con un 2L .....	15
Figura 10. GSC y su interacción con circuitos de CA y de CD .....	17
Figura 11. Circuito equivalente del convertidor GSC .....	18
Figura 12. Esquema del DFIG y circuito equivalente de los devanados .....	20
Figura 13. Esquema del sistema de control del B2B .....	24
Figura 14. Diagrama del PLL .....	25
Figura 15. Diagrama del PLL linealizado .....	26
Figura 16. Esquema del PLL simulado en PSIM .....	29
Figura 17. Formas de onda de la simulación del PLL .....	29
Figura 18. Diagrama de bloques del lazo interno del controlador del RSC .....	31
Figura 19. Lazo del compensador-planta del RSC .....	32
Figura 20. Respuesta del PI del RSC ante una entrada escalón unitario .....	34
Figura 21. Diagrama de bloques del lazo externo del controlador del RSC .....	37
Figura 22. Diagrama de bloques del controlador del RSC .....	37
Figura 23. Diagrama de bloques del lazo interno del controlador del GSC .....	40
Figura 24. Lazo del compensador-planta del lazo interno del GSC .....	41
Figura 25. Respuesta del PI del Lazo Interno del GSC ante un escalón unitario .....	43
Figura 26. Circuito del GSC para obtener modelo de parte de CD .....	44
Figura 27. Diagrama de bloques del lazo externo del controlador del GSC .....	46
Figura 28. Diagrama de bloques del lazo externo del GSC .....	47
Figura 29. Diagrama de bloques del controlador-planta del lazo externo .....	47
Figura 30. Controlador para la regulación del bus de CD .....	49
Figura 31. Corriente del controlador .....	49
Figura 32. Diagrama de Bode de magnitud de los controladores del RSC y del GSC .....	50
Figura 33. SPWM con arreglo de portadoras en disposición de fase .....	51
Figura 34. SPWM con arreglo de portadoras en disposición opuesta de fase .....	52
Figura 35. Circuito del WECS simulado en PSIM .....	55
Figura 36. Esquema de control del GSC simulado en PSIM .....	56
Figura 37. Esquema de control del RSC simulado en PSIM .....	57
Figura 38. a) Voltaje en el bus de CD en Volts, b) Corrientes de rotor en Amperes, c) Corrientes a la salida del GSC en Amperes y d) Señales moduladoras del GSC .....	59

Figura 39. Señales de voltaje en Volts y corriente de salida del GSC en Amperes .....	60
Figura 40. a) Corrientes $dq$ de rotor en Amperes y b) Voltajes de estator y de red en Volts .....	61
Figura 41. a) Corrientes del rotor en Amperes, b) Voltajes del rotor en Volts y c) Velocidad mecánica del rotor en rpm .....	62
Figura 42. Potencias del WECS (activas en Watt y reactiva en VAR) .....	63
Figura 43. Corrientes trifásicas de rotor en Amperes .....	63
Figura 44. Esquema del WECS con un 2L-B2B simulado en PSIM .....	65
Figura 45. Comparativa de la THD de voltaje entre un 2L-B2B y un 3L-NPC-B2B en un WECS a velocidad sub y súper síncrona en: a) terminales del RSC y b) terminales del GSC.....	66
Figura 46. Comparativa de la THD de corriente entre un 2L-B2B y un 3L-NPC-B2B en un WECS a velocidad sub y súper síncrona en: a) corrientes del rotor, b) corrientes del filtro, c) corriente de red y d) corriente del estator .....	67
Figura 47. Comparativa de la THD de voltaje entre un 3L-NPC-B2B con PD y con POD en un WECS a velocidad sub y súper síncrona en: a) terminales del RSC y b) terminales del GSC.....	68
Figura 48. Comparativa de la THD de corriente entre un 3L-NPC-B2B con PD y con POD en un WECS a velocidad sub y súper síncrona en: a) corrientes del rotor, b) corrientes del filtro, c) corriente de red y d) corriente del estator .....	69
Figura 49. Prototipo de un WECS interconectado a red .....	V
Figura 50. Circuito del GSC en el DSP .....	VIII
Figura 51. Circuito del RSC en el DSP .....	IX
Figura 52. Magnitudes de la prueba del GSC .....	X
Figura 53. Regulación del voltaje del bus de CD .....	XI
Figura 54. Desbalance de voltaje en los capacitores de CD .....	XI
Figura 55. Sincronización del voltaje de estator con el de red .....	XII

## Índice de tablas

Tabla 1. Comparación de convertidores .....	7
Tabla 2. Parámetros del DFIG.....	12
Tabla 3. Parámetros del prototipo del WECS.....	III
Tabla 4. Características de los sensores del WECS.....	IV
Tabla 5. THD del GSC en modo inversor .....	X

## Acrónimos

2L	-----	Dos niveles
3L-NPC	-----	Tres niveles con neutro enclavado por diodos
B2B	-----	Convertidor espalda-espalda o back to back
CD	-----	Corriente directa
CA	-----	Corriente alterna
DFIG	-----	Generador de inducción doblemente alimentado
FFT	-----	Transformada rápida de Fourier
GSC	-----	Convertidor del lado de la red
HB	-----	Medio puente
PD	-----	Disposición de fase
POD	-----	Disposición opuesta de fase
PLL	-----	Lazo de seguimiento de fase
RSC	-----	Convertidor del lado del rotor
SPWM	-----	Modulación por ancho de pulso sinusoidal
THD	-----	Distorsión armónica total
WECS	-----	Sistema de conversión de energía eólica

# Capítulo 1. Introducción

## 1.1 Generalidades de la Energía Eólica

En años recientes, la energía eólica ha generado un gran interés de estudio en el mundo debido a la tendencia de reducir el consumo de combustibles fósiles y disminuir la emisión de gases contaminantes a la atmósfera. Este tipo de energía comenzó a producirse en la década de los 80 con una producción de decenas de kilowatts por unidad, y desde ese entonces la industria no ha dejado de crecer, tanto que actualmente existen generadores eólicos con potencias de generación de varios megawatts. Aunque la energía eólica representa únicamente el 3.7% de la generación total a nivel mundial, ésta es la forma de energía renovable más barata y muestra la tasa de crecimiento más rápida en el mercado como consecuencia de la disminución en los costos de producción. Desde el año 2005 presenta un ritmo de crecimiento promedio anual del 25% [1]. En la Figura 1 se muestra la gráfica de la capacidad instalada mundial acumulada desde el año 2001 hasta el año 2017. De acuerdo con [2], al término de 2017 los cinco países líderes en generación de energía a partir del viento fueron: China, Estados Unidos de Norteamérica, Alemania, India y España. Estos países en conjunto generan cerca del 72% de la energía eólica mundial. México no figura dentro de los principales países que utilizan el viento para fines energéticos, y según [3], nuestro país se encuentra en el lugar 21 de la lista.

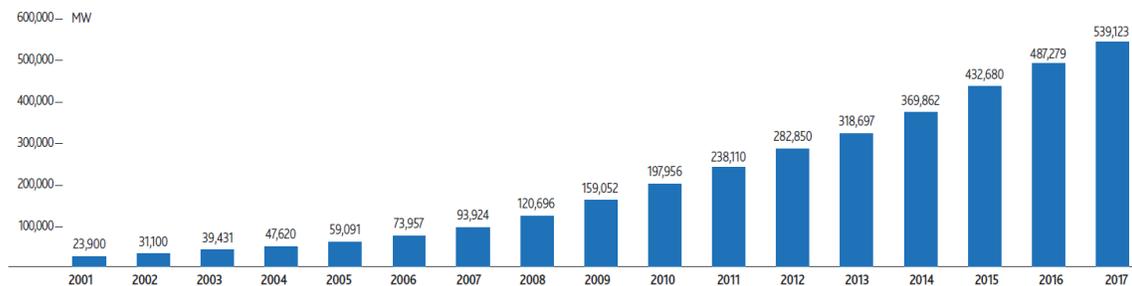


Figura 1. Capacidad eólica instalada mundial acumulada [2]

En lo que respecta a la energía en México, al cierre del primer semestre del año 2018, la generación de energía eléctrica a partir de fuentes limpias alcanzó el 24.12%, de la cual cerca del 15% provino de generadores eólicos. En un ámbito general, la energía eólica ocupa el cuarto puesto en importancia estando por debajo de los combustibles fósiles, la hidroeléctrica y la nuclear [4]. Sin embargo, el gobierno mexicano se ha propuesto disminuir la generación de energía a partir de combustibles fósiles y para el año 2024 se tiene el compromiso de que la generación proveniente de fuentes limpias sea del 35%, lo cual se traduce en un aumento en la capacidad de generación de energía eólica [5]. Durante las próximas dos décadas y media se espera que en México se inviertan cerca de 2 mil millones de dólares anuales en equipos para la producción de energía a partir del viento. Se tiene la expectativa de que para el año 2033 el viento sea la principal fuente de energía limpia en el

país [6]. El crecimiento de la capacidad instalada y la energía generada a partir del viento en México se muestra en la Figura 2.

Es un hecho que la energía eólica se encuentra en una transición para convertirse en una tecnología altamente comercializable, compitiendo contra fuentes de energía subsidiadas como lo son los combustibles fósiles y la energía nuclear.

La inversión en investigación para la tecnología de la energía eólica sigue creciendo notablemente año con año. La evolución de la tecnología continúa mejorando, abriendo las puertas en muchas áreas que en años atrás no se encontraban tan desarrolladas y por ende eran poco comercializables. La electrónica de potencia ha contribuido en gran medida al incremento en la confiabilidad de los sistemas y la reducción en los costos de la energía eólica.

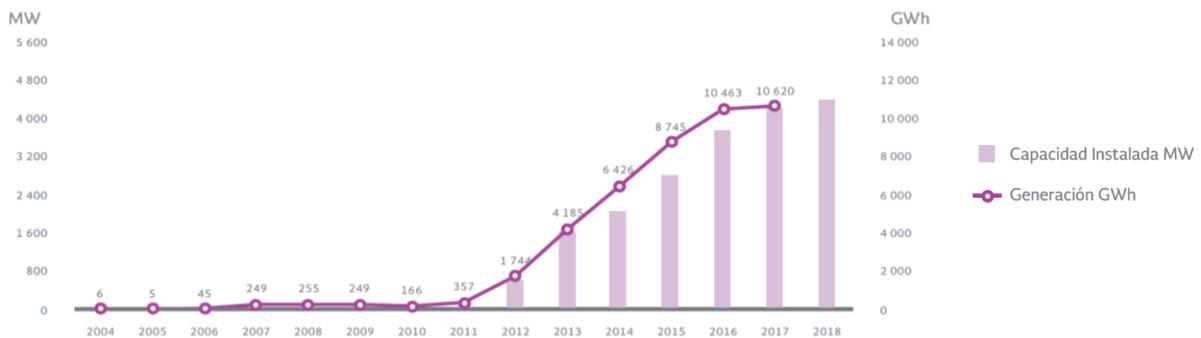


Figura 2. Evolución histórica de la energía eólica en México [4]

Debido al rápido crecimiento y a los beneficios de la energía obtenida a partir del viento, se ha generado un gran interés por parte de la comunidad científica para investigar tecnología aplicable a este tipo de energía, la cual es una alternativa renovable, limpia y con capacidad de suministrar electricidad a terceros mediante sistemas interconectados a red.

## 1.2 Sistemas de Conversión de Energía Eólica

Los sistemas encargados de convertir la energía eólica en energía eléctrica se denominan WECS, del inglés *Wind Energy Conversion System*. Estos se clasifican de varias maneras, sin embargo, la más utilizada es basándose en la interfaz de conexión con la red. Los cuatro tipos de WECS de acuerdo con [7] son los siguientes, y sus topologías se muestran en la Figura 3:

- Tipo 1 – Generador de inducción de velocidad fija
- Tipo 2 – Generador de inducción con resistencia de rotor variable y deslizamiento variable
- Tipo 3 – Generador de inducción doblemente alimentado de velocidad variable
- Tipo 4 – Generador de velocidad variable con convertidor a plena potencia

Otra manera de clasificarlos es basándose en su velocidad de operación. Con respecto a este criterio se tiene que los tipos uno y dos se denominan de velocidad fija mientras que los tipos tres y cuatro pertenecen a los de velocidad variable. Los WECS de velocidad fija se caracterizan por ser sencillos, robustos y confiables, sin embargo, sus componentes mecánicos sufren gran estrés además de que no se puede controlar el consumo de potencia reactiva. En cambio, los de velocidad variable están diseñados para tener una mayor eficiencia a distintas velocidades del viento, así como también se habilita el control de la potencia activa y reactiva que se inyecta a la red gracias a la presencia del convertidor electrónico de potencia.

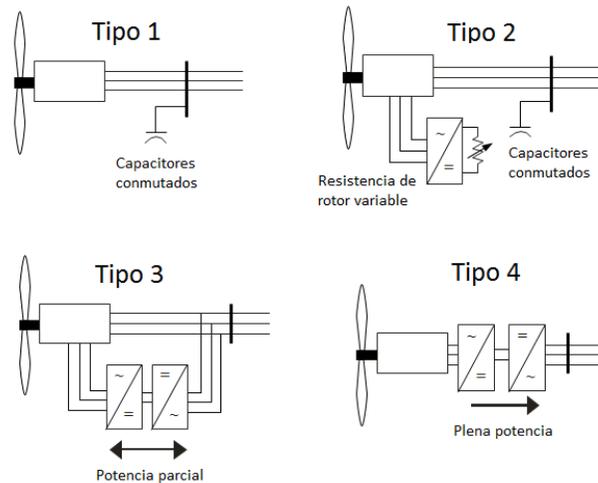


Figura 3. Tipos de WECS

Dentro de los WECS de velocidad variable se puede hacer una subdivisión dependiendo de la potencia procesada por el convertidor electrónico, quedando así el tipo tres como WECS de velocidad variable con convertidor a potencia parcial y el tipo cuatro como WECS de velocidad variable a plena potencia.

Los WECS con convertidor a potencia parcial se han convertido en una de las propuestas más populares de generadores eólicos debido a que incrementan la captación de energía dependiendo de la velocidad del viento y a que el convertidor B2B debe procesar únicamente del 20% al 30% de la potencia nominal del sistema [8-11]. Comparados con los de velocidad fija, los WECS de velocidad variable son menos costosos y presentan una mayor eficiencia. Según [12], en el año 2013 más del 90% de los fabricantes de generadores eólicos anunciaron proyectos con tecnología basada en velocidad variable.

Sin importar su clasificación, los WECS están conformados principalmente por la torre, la cabina, las aspas, la caja de engranes, el generador y para los tipos tres y cuatro: un convertidor electrónico de potencia, ver Figura 4.

En la Figura 5 se observa un sistema tipo tres en el cual las terminales del estator del generador de inducción doblemente alimentado (*Double Fed Induction Generator: DFIG*) se conectan directamente a la red, mientras que las terminales del rotor se conectan a la red

mediante un convertidor electrónico de potencia conectado en configuración espalda-espalda (*back-to-back: B2B*) y un filtro de acoplamiento con la red.

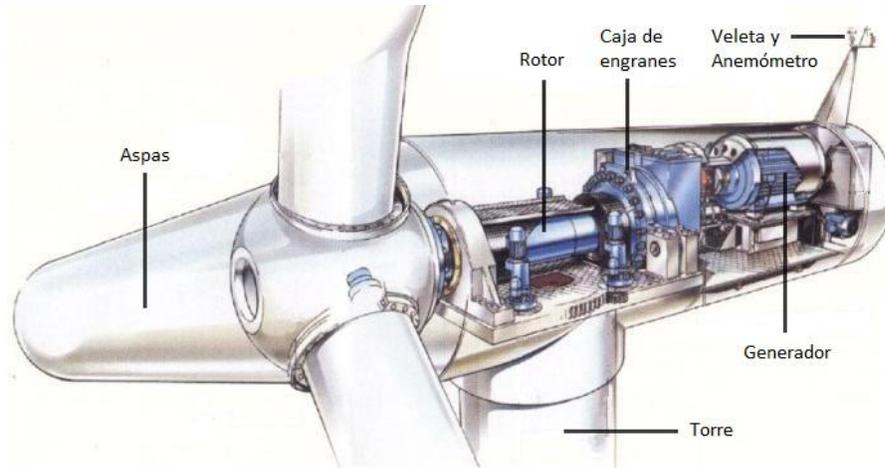


Figura 4. Partes del WECS

Debido a que el DFIG puede operar en condiciones sub y súper síncronas, con el rotor absorbiendo o entregando potencia de la red, es necesario que el convertidor electrónico de potencia tenga un flujo de potencia bidireccional. Esto se logra mediante el convertidor denominado B2B, compuesto por dos convertidores trifásicos que comparten un bus de CD. El convertidor se denomina B2B porque consta de dos inversores que efectúan la transformación de CA-CD-CA. Un capacitor se conecta entre los dos inversores sirviendo como almacenamiento de energía, así como para mantener el rizo de voltaje de CD en una magnitud pequeña. Al convertidor del lado del rotor se le denomina *Rotor Side Converter* o RSC y al del lado de la red *Grid Side Converter* o GSC.

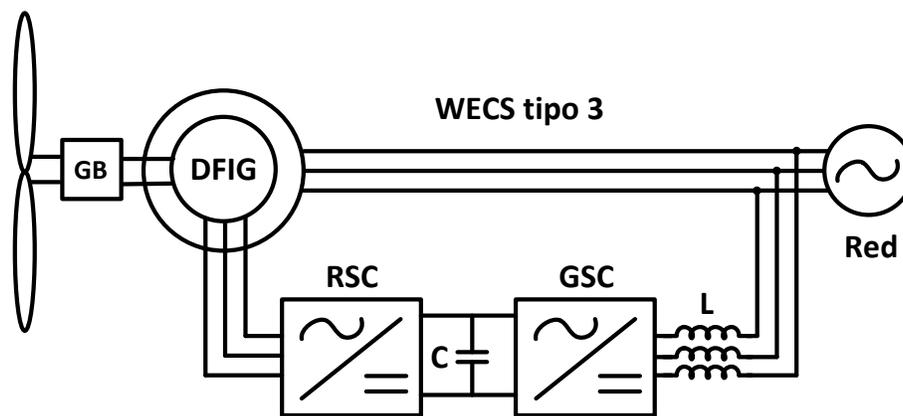


Figura 5. WECS tipo tres

Actualmente, los WECS basados en DFIG son la configuración más distribuida en el mercado [12] debido a que presentan grandes ventajas con respecto a la generación de potencia, por ejemplo, que el convertidor electrónico procesa únicamente un porcentaje de la potencia

nominal del DFIG y que el WECS puede inyectar a la red una potencia mayor que la potencia nominal del DFIG. Por estas razones, en este trabajo se abordará el estudio de un WECS tipo tres, denominado: WECS de velocidad variable basado en DFIG con convertidor electrónico a potencia parcial.

## 1.3 Planteamiento del problema

### 1.3.1 Aspectos de calidad de la energía en WECS como motivación del trabajo

El objetivo de una fuente de energía eléctrica es el de suministrar electricidad con una forma de onda de voltaje y corriente senoidal con magnitud, fase y frecuencia apropiada. En el caso de un WECS interconectado a red, éste también debe cumplir con estos parámetros para asegurar que el sistema inyecta potencia de calidad a la red.

En el caso de los WECS interconectados a red, los disturbios más importantes son: los huecos de tensión, el flicker o parpadeo y la distorsión armónica. Es decir, que la calidad de las formas de onda de voltaje y de corriente en un WECS es afectada por perturbaciones generadas en la red eléctrica y/o perturbaciones propias del WECS.

En relación con los armónicos, hoy en día existen muchas cargas electrónicas, a diferentes niveles de voltaje, que por su naturaleza demandan corrientes conmutadas (con alto contenido armónico); las cuales a su vez, debido a las impedancias propias de las líneas, provocan armónicos de voltaje en los respectivos puntos de conexión común, afectando a otras cargas o fuentes. En este sentido, voltajes armónicos presentes en la red pueden afectar a los WECS, pero también el WECS, por sí mismo, puede comportarse como una fuente de corrientes armónicas.

Debido a la necesidad de regular la frecuencia y el voltaje, o la potencia generada por los WECS, se ha vuelto necesario introducir convertidores electrónicos de potencia entre el WECS y el sistema eléctrico; sin embargo, estos convertidores son fuentes de generación de armónicos debido a sus configuraciones, a la alta frecuencia de conmutación a la que operan y al comportamiento no lineal de sus componentes. De manera específica, el WECS inyecta armónicos a la red a través de los devanados del estator del DFIG, ya que éste es como el devanado secundario de un transformador que se encuentra rotando, en donde el otro devanado (el rotor) es alimentado por un convertidor (el RSC) que genera una forma de onda de voltaje con alto contenido armónico. Un efecto similar sucede entre el GSC y la red, en donde el GSC también sintetiza una forma de onda de voltaje con alto contenido armónico; aunque aquí se suele construir un filtro para la supresión de estos armónicos.

En un WECS los armónicos dominantes de bajo orden son el 5º, 7º, 9º, 11º y 13º, mientras que los armónicos asociados con el PWM dependen de la frecuencia de conmutación, generalmente son de alto orden e incluyen el 39º, 49º y 51º [13-16]. Estos armónicos de

corriente que fluyen hacia la red desde el WECS, dependen del deslizamiento, de la frecuencia de conmutación y del tipo de convertidor utilizado, entre otros.

En cuanto al tipo de convertidores más usados en los WECS comerciales basados en DFIG, el más usado es el B2B de dos niveles puente H (2L-B2B), principalmente por su estructura simple y pocos componentes, lo cual hace que este convertidor sea muy confiable y compacto. A pesar de que es un convertidor muy estudiado debido a sus características y simplicidad, el 2L-B2B tiene algunas desventajas como son: grandes pérdidas de conmutación; baja eficiencia en media tensión y a potencias de megawatts; introduce grandes deltas de voltaje, generando estrés para el generador y el transformador [9]; así mismo, la generación de armónicos de este convertidor es alta, lo cual según estudios puede afectar al WECS y a la red eléctrica [8, 17].

En cuanto a los armónicos asociados a un 2L-B2B, en [18] se reporta que la distorsión de corriente en las terminales del estator es siempre mayor que en las terminales de la red, alcanzando valores hasta de 800%. Otro aspecto negativo de este convertidor es la necesidad de utilizar un filtro que puede resultar muy robusto y con requerimientos de desempeño muy demandantes para minimizar la distorsión armónica que se inyecta a la red eléctrica. En este sentido, opciones de convertidores multinivel son muy atractivas para aplicaciones de generación de energía eólica con intenciones de disminuir la distorsión armónica que se inyecta a la red, así como para reducir los requerimientos de filtrado debido a que la forma de onda del voltaje sintetizado en las terminales de éstos se asemeja más a una senoidal.

Debido al pobre desempeño del convertidor 2L-B2B en generadores con potencias grandes, a la constante evolución de los generadores eólicos y a los requerimientos del lado del generador y de la red que debe satisfacer el convertidor, es necesario estudiar alternativas de convertidores multinivel que sean aplicables al WECS basado en DFIG que brinden un mejor desempeño y generen una menor distorsión armónica que ayude también a reducir el tamaño y los requerimientos del filtro de acoplamiento con la red.

### **1.3.2 Estado del arte**

#### **Topologías**

En la revisión de la literatura se encontraron diversas topologías de convertidores que pueden ser una alternativa al convertidor dos niveles (2L). Las topologías con capacitores flotados no son usuales para este tipo de aplicación debido a que se necesita un circuito de pre carga para los capacitores, y entre mayor sea el número de niveles del convertidor, la cantidad de capacitores utilizados aumenta considerablemente ya que se requieren capacitores de enclavamiento y para el bus de CD; además de que se vuelve complejo balancear los voltajes de todos los capacitores.

De igual manera, los convertidores multinivel puente H en cascada se descartan porque son susceptibles a causar cortocircuitos si los convertidores no están debidamente sincronizados,

porque es complejo controlar el flujo bidireccional de potencia y porque se requiere de una fuente de CD aislada para cada convertidor.

Por consiguiente, los convertidores aplicables al WECS más analizados en la literatura son los multinivel con diodos de enclavamiento, los cuales facilitan el flujo bidireccional de la potencia si se conectan en modo B2B.

En [11] se describen varios tipos de convertidores multinivel como lo son el de tres niveles con diodos de enclavamiento (*Three-Level Neutral-Point Diode Clamped Back-To-Back: 3L-NPC-B2B*), el tres niveles puente h (*Three-level H-bridge back-to-back: 3L HB-B2B*), el cinco niveles puente h (*Five-level H-bridge back-to-back: 5L-HB-B2B*), y una combinación de un tres niveles con diodos de enclavamiento en el RSC más uno de cinco niveles puente h en el GSC (3L-NPC + 5L-HB). También se proponen otros tipos de convertidores más complejos como los son los convertidores con múltiples celdas, sin embargo, estos convertidores necesitan una fuente de CD aislada para cada celda del convertidor y transformadores de pulsos en el lado del generador, lo que resulta en un convertidor pesado y voluminoso.

En [19] se hace un estudio de los convertidores multinivel en general y en lo que respecta a la energía eólica el 3L-NPC es la topología más reportada para este tipo de aplicación. De la misma manera, en [20] se concluye que la topología multinivel más aplicada en los WECS es la 3L-NPC.

Ya en un entorno de simulación, en [8] y [17] se compara el desempeño de un 2L-B2B contra un 3L-NPC-B2B en un WECS con DFIG. En ambos artículos se concluye que la distorsión armónica total (*Total Harmonic Distortion: THD*) tanto de voltaje como de corriente es menor en el convertidor de tres niveles. En [21] se simula también un 3L-NPC únicamente incluido en el convertidor del lado de la red o GSC y se compara la THD contra un 2L-B2B. Posteriormente se hace un análisis para conocer qué tanto se puede reducir el filtro de acoplamiento con la red utilizando el 3L-NPC. También en [22] se simula un convertidor 3L-NPC-B2B en un WECS basado en DFIG. Pero esta vez para observar el efecto que tienen los distintos esquemas de modulación en la generación de armónicos de corriente.

En la Tabla 1 se resumen las principales características de los convertidores multinivel aplicables al WECS con DFIG mencionados en [11] tomando como referencia el 2L-B2B.

Tabla 1. Comparación de convertidores

Convertidor	2L-B2B	3L-NPC-B2B	3L-HB-B2B	5L-HB-B2B	3L-NPC+5L-HB
Número de interruptores	12	24	24	48	36
Número de diodos	12	36	24	72	54
Voltaje del interruptor	$V_{CD}$	$0.5 V_{CD}$	$V_{CD}$	$0.5 V_{CD}$	$0.5 V_{CD}$
Máximo voltaje de salida	$V_{CD}$	$0.5 V_{CD}$	$V_{CD}$	$V_{CD}$	$0.5 V_{CD} + V_{CD}$
Tolerancia a fallas	No	No	Si	Si	No

Cabe mencionar que se encontraron artículos en los cuales se simularon e implementaron convertidores de tres y cinco niveles en WECS con DFIG. Sin embargo, no se hallaron artículos en los que se utilizaran los otros tipos de convertidores que se muestran en la Tabla 1.

## Modulación

Existe un gran número de técnicas de modulación aplicables a los convertidores multinivel, cada una con distintas características, ventajas y desventajas dependiendo la aplicación. Estas técnicas se utilizan para generar los niveles de voltaje a la salida del convertidor. Es importante el estudio de distintos métodos de modulación debido a que los armónicos generados por el convertidor varían dependiendo de cada uno de éstos y son función de la frecuencia y del número de pulsos de la modulación senoidal por ancho de pulso (*Sinusoidal Pulse Width Modulation: SPWM*).

En [22] se compara la THD de corriente en función de la potencia activa generada en un 2L contra un 3L-NPC utilizando tres tipos de señal moduladora: SPWM, modulación por ancho de pulsos con inyección de tercer armónico (*Third Harmonic Injection PWM: THIPWM*) y modulación por ancho de pulsos discontinua (*Discontinuous PWM: DPWM1*). Cada tipo de señal moduladora se evaluó con portadora en disposición de fase (*Phase Disposition: PD*) y con portadora en disposición opuesta de fase (*Phase Opposition Disposition: POD*). Los resultados comparativos para los distintos tipos de modulación en ambos convertidores ofrecen una noción más acertada de cómo la modulación influye en la cantidad de distorsión armónica generada por el convertidor. Cabe mencionar que conforme se aumenta la velocidad de operación del WECS, la THD de corriente generada por ambos convertidores en todos los esquemas de modulación converge y tiende a un valor pequeño. En donde más se nota el efecto de la modulación es a velocidad sub-síncrona.

Con base en la revisión efectuada se decide utilizar el 3L-NPC debido a los múltiples beneficios de emplear este convertidor, por ejemplo, señal de voltaje de salida con una forma de onda más parecida a la sinusoidal, ayuda en la reducción del volumen del filtro de acoplamiento, así como también la disminución de la THD de corriente que genera el 3L-NPC dependiendo del tipo de esquemas de modulación utilizado y el arreglo de portadoras, esto comparado con el convertidor 2L. Los artículos revisados se centran en aplicaciones eólicas con un DFIG y comparan el 3L-NPC contra el 2L. En conjunto con el 3L-NPC se va a utilizar la modulación SPWM con arreglo de portadoras en disposición de fase y en disposición opuesta de fases para observar el desempeño de cada una de éstas. Algunas de las características del convertidor 3L-NPC son las siguientes:

- Suministra un nivel más de voltaje provocando menor estrés en los dispositivos semiconductores.
- Entrega un voltaje de doble magnitud a la salida comparado con el convertidor de dos niveles con interruptores para el mismo voltaje, por consiguiente, los interruptores únicamente ven la mitad del valor de voltaje del bus de CD [11].
- En este tipo de convertidores ocurren problemas de voltajes desequilibrados en el bus de CD debido a la conmutación, al desbalance de los voltajes trifásicos y a la diferencia en los valores de capacitancia de los capacitores, es por esto que se recomienda un esquema de

control adicional que permita el balance de los voltajes en los capacitores del bus de CD [23, 24].

### 1.3.3 Problema específico

Los convertidores multinivel son una gran alternativa para disminuir la distorsión armónica que generan los WECS interconectados a red, así como también para ayudar a reducir el tamaño y los requerimientos de operación del filtro de acoplamiento con la red. Sin embargo, un aspecto importante es acerca de los beneficios que cada topología puede ofrecer con respecto a la cantidad de distorsión armónica generada y otro es acerca de los requerimientos de control que cada una de estas topologías necesita de acuerdo con la aplicación en la que se esté utilizando. Uno de los desafíos asociados a estas topologías es el sistema de control de las mismas. Aunado a esto, en los casos de los documentos que hablan acerca del control de convertidores, la mayoría lo hace para el convertidor de dos niveles [24-29], en muy pocas ocasiones se aborda el control para el convertidor 3L-NPC [24, 30, 31] y ni hablar para convertidores de cinco o más niveles específicamente en aplicaciones de energía eólica.

A pesar de la diversidad de estudios y comparativas realizadas entre los convertidores multinivel y el convertidor de dos niveles, son pocos los artículos que abordan el tema del diseño del control de los convertidores multinivel y éste es uno de los aspectos fundamentales para el funcionamiento del convertidor en un WECS sin importar que tipo de topología se esté utilizando. Además, hay poca bibliografía en la que se detalle integralmente todo el proceso de diseño de los controladores para un 3L-NPC; desde la etapa del modelado de los sistemas, pasando por la sintonización de los compensadores, los criterios y requerimientos del controlador, las distintas etapas de la puesta en marcha, hasta la operación del control en conjunto con el WECS inyectando potencia a la red.

## 1.4 Propuesta de solución

Existen diversas topologías de convertidores B2B multinivel que pueden ser aplicables a los WECS basados en DFIG. Cada una de estas topologías tiene características propias que la hacen más o menos favorables para ser utilizadas en aplicaciones de energía eólica. Con una selección adecuada del convertidor se puede lograr un mejor desempeño del WECS debido a la mejora en la calidad de la onda de salida, reduciendo considerablemente la distorsión armónica generada.

Se ha decidido utilizar el convertidor tres niveles con diodos de enclavamiento conectado como back to back (3L-NPC-B2B) debido a que por sus características inherentes en su funcionamiento ayuda a reducir el contenido armónico de voltaje, a que necesita menos componentes comparado con otros convertidores multinivel y a que es un convertidor ampliamente estudiado en su manera de operación como inversor trifásico. Sin embargo,

para el funcionamiento adecuado del convertidor es necesario diseñar un esquema de control que cumpla con las características de operación requeridas por el WECS.

El presente trabajo se centrará en el diseño de los esquemas de control del convertidor 3L-NPC-B2B para un WECS basado en un DFIG para observar la generación de distorsión armónica comparado con un 2L-B2B. Se utilizará el control vectorial en conjunto con una modulación SPWM debido a que es una de las estrategias de control más empleadas para este tipo de aplicaciones. En relación con el control vectorial existen diversas opciones para usarse como marco de referencia, sin embargo, el uso del voltaje como marco de referencia es más natural debido a que en el proceso de sincronización-interconexión del WECS con la red, la referencia de voltaje será el voltaje de red [27]. Es por ello que se hará uso del voltaje de red como marco de referencia para el control del 3L-NPC-B2B.

### **1.4.1 Objetivos**

#### **Objetivo general**

Diseñar el controlador, basado en control vectorial orientado al voltaje de red y modulación senoidal por ancho de pulso, de un convertidor 3L-NPC-B2B para un WECS interconectado a red basado en un DFIG.

#### **Objetivos específicos**

- Dimensionar el convertidor 3L-B2B para el WECS caso de estudio.
- Llevar a cabo el modelado del DFIG para el control del RSC y el modelado del filtro-red para el control del GSC.
- Diseñar los controles del RSC y del GSC que cumplan con los requerimientos de operación del WECS.
- Evaluar el desempeño de los controles en el WECS interconectado a red.
- Observar el nivel del contenido armónico inyectado a la red por parte del WECS.

### **1.4.2 Alcances y limitaciones**

Para esta investigación se tomará como referencia un sistema existente en el laboratorio de electrónica del cenidet que emula a un WECS basado en DFIG, esto en relación a trabajos futuros que buscarán la implementación y prueba experimental de los desarrollos y análisis llevados a cabo en esta investigación. Dicho WECS está conformado por un DFIG, el convertidor 3L-NPC-B2B, el filtro de acoplamiento, la red eléctrica y los controladores correspondientes a cada parte del 3L-NPC-B2B. El WECS no cuenta con una turbina de viento real y ésta se sustituye por un sistema que emula su comportamiento compuesto por un DFIG con el rotor acoplado a un motor de

CD que hace la función del conjunto viento-aspas. En la Figura 6 se muestra el esquema del WECS estudiado en esta tesis.

A continuación se enlistan los alcances y limitaciones a contemplarse en este proyecto:

- El sistema del caso de estudio se encuentra en el laboratorio de electrónica del cenidet, las especificaciones del DFIG están dadas en la Tabla 1.
- El WECS se tratará como un sistema interconectado a red.
- Se contempla la operación del WECS en un rango de velocidades sub-síncronas y súper-síncronas con un deslizamiento máximo del  $\pm 0.3$ .
- Se contempla el diseño y dimensionamiento del convertidor 3L-NPC-B2B.
- La potencia de diseño del convertidor 3L-NPC-B2B de acuerdo con el rango de velocidades de operación del WECS será del 30% de la potencia nominal del DFIG.
- No se contempla el diseño del filtro de acoplamiento, se usarán las especificaciones de un filtro inductivo disponible en el laboratorio de electrónica del cenidet.
- Los objetivos de control del RSC son: regulación de la potencia activa y reactiva que fluye del estator del DFIG hacia la red eléctrica (en modo generación); o la regulación de la magnitud y frecuencia del voltaje en estator (en el modo sincronización/interconexión).
- Los objetivos de control del GSC son: regulación del voltaje en el bus de CD y de la potencia reactiva entre el convertidor y la red.
- Las pruebas del control se llevarán a cabo a nivel simulación.
- Se realizará una comparativa complementaria en términos de los armónicos de voltaje y corriente resultantes de un WECS con un 3L-NPC-B2B y un WECS con un 2L-B2B únicamente para observar la magnitud de éstos.

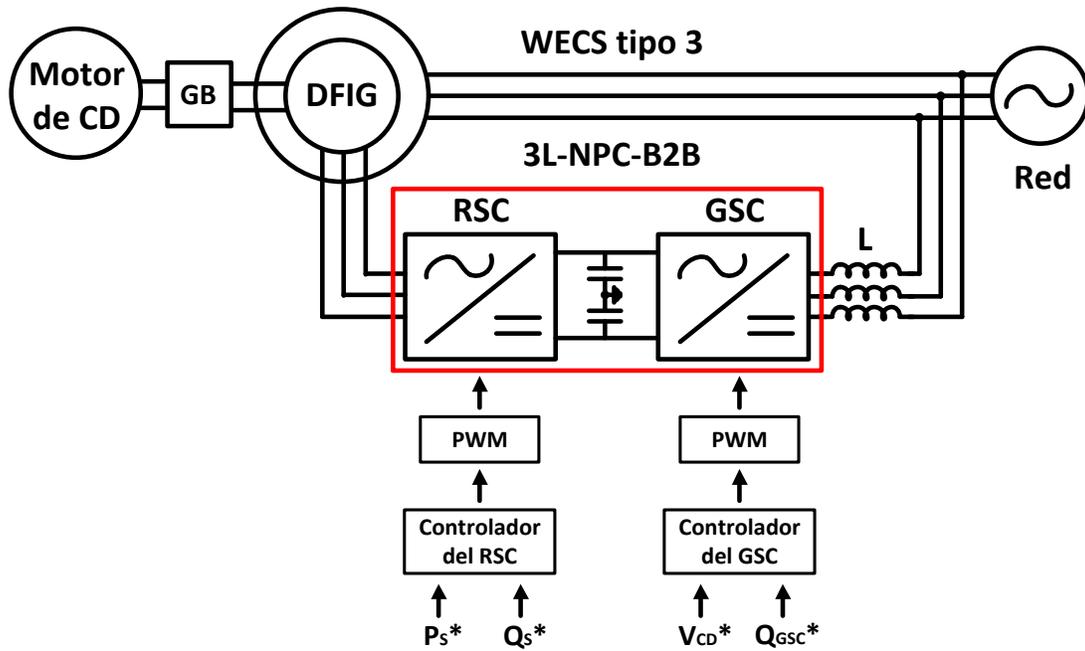


Figura 6. Esquema del WECS de estudio

Tabla 2. Parámetros del DFIG

	Parámetro	Valor
Resistencia de estator	$R_s$	$0.343 \Omega$
Resistencia de rotor	$R_r$	$0.312 \Omega$
Auto inductancia del estator	$L_{ls}$	$1.198 \text{ mH}$
Auto inductancia del rotor	$L_{lr}$	$1.198 \text{ mH}$
Inductancia mutua	$L_m$	$38.62 \text{ mH}$
Número de polos	$p$	2
Potencia del DFIG	$P$	$\frac{1}{2} \text{ hp} \approx 373 \text{ W}$
Voltaje rms del estator fase a fase	$V$	42 V

## Capítulo 2. Dimensionamiento y modelado de subsistemas del WECS

Para abordar el diseño de los controladores del RSC y del GSC es primordial conocer las partes con las que interactúan cada uno de estos convertidores dentro del WECS. Las terminales trifásicas del GSC están conectadas a la red mediante un filtro inductivo, mientras que las de CD se conectan a los capacitores. Del otro lado, el RSC interactúa directamente con el DFIG a través de las terminales del rotor. Por lo tanto, para elaborar el controlador del GSC es necesario obtener las ecuaciones de voltaje del filtro y la red, así como las de corriente de CD mediante un análisis de potencia en el bus de CD. Asimismo, para el controlador del RSC se requiere el modelo del DFIG.

Las ecuaciones se obtendrán en el dominio  $abc$  a partir de los circuitos trifásicos, y puesto que se utilizará el control vectorial para diseñar los controladores, posteriormente se transformarán al marco de referencia  $dq0$ . Esto tiene grandes beneficios para las ecuaciones del modelo debido a que al realizar esta conversión algunos parámetros que tienen valores que cambian en el tiempo en el modelo  $abc$  pasan a tener valores constantes en el  $dq0$ .

Cabe hacer notar que no se debe confundir el control vectorial con la modulación vectorial. El primero se utiliza para controlar una máquina basándose en la transformación de un modelo trifásico variable balanceado a un modelo bifásico equivalente, en este caso  $abc-dq$  mediante la transformada de Park. El segundo es utilizado para generar los voltajes de salida de un inversor mediante vectores de voltaje.

En las siguientes secciones se abordará el desarrollo de las ecuaciones para la obtención de los modelos de cada uno de los subsistemas necesarios para elaborar el diseño de los controladores.

### 2.1 Subsistemas para el control del GSC

#### 2.1.1 Dimensionamiento del convertidor 3L-NPC-B2B

Cada rama del convertidor 3L-NPC consta de cuatro interruptores y dos diodos y, similar al convertidor medio puente (*Half Bridge: HB*), cada interruptor de la parte superior tiene su interruptor complemento en la parte inferior. En la Figura 7 se muestra la configuración de esta topología.

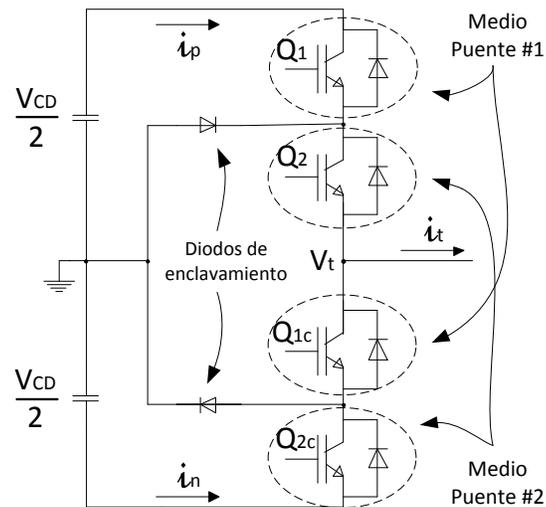


Figura 7. 3L-NPC monofásico visto como una combinación de dos HB

Para generar los voltajes positivos y negativos, en el entendido que se utilizará la modulación SPWM, se necesita comparar la señal moduladora con dos señales portadoras, tal como se muestra en el esquema de la Figura 8.

De acuerdo con [24], en el modelado promediado de un 3L-NPC, el voltaje de CA en las terminales del convertidor ( $V_t$ ) está relacionado con el voltaje del bus de CD ( $V_{CD}$ ) y el índice de modulación ( $m$ ) de igual manera que en un 2L. Es de suma importancia recalcar que este modelo promediado únicamente es válido cuando se utiliza la modulación SPWM. Por lo tanto, si se decidiera utilizar la modulación vectorial, el análisis realizado en esta tesis no sería válido y tendría que ser replanteado.

Se puede decir que sin importar la estructura interna de los convertidores, el 3L-NPC tiene el mismo comportamiento dinámico que un 2L si  $V_{CD}$  y  $m$  son iguales en ambos; en la Figura 9 se muestra esta analogía entre el convertidor 3L-NPC y el 2L. Partiendo de esta aseveración, se puede inferir que el sistema de control para un 3L-NPC puede diseñarse utilizando las técnicas empleadas para un 2L como si éste fuera el sistema a controlar. Sin embargo, debido a que se utilizan dos capacitores para dividir el voltaje en el bus de CD, una buena práctica sería incorporar un esquema de control para igualar el voltaje de los capacitores ante posibles desequilibrios; este control es posible diseñarlo de manera independiente a los otros controladores.

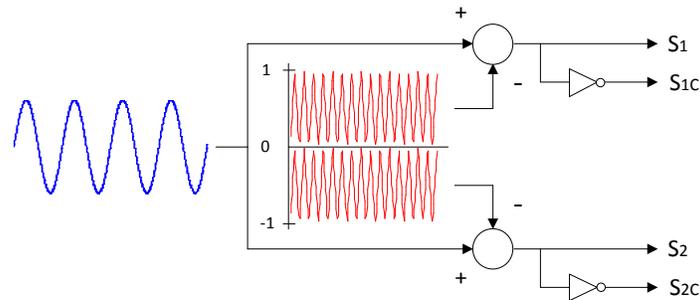


Figura 8. Esquemático de un SPWM para un 3L-NPC

Por otro lado, también es importante hacer notar que el valor de cada capacitor del bus de CD para un 3L-NPC es del doble de la capacitancia que el utilizado en un 2L.

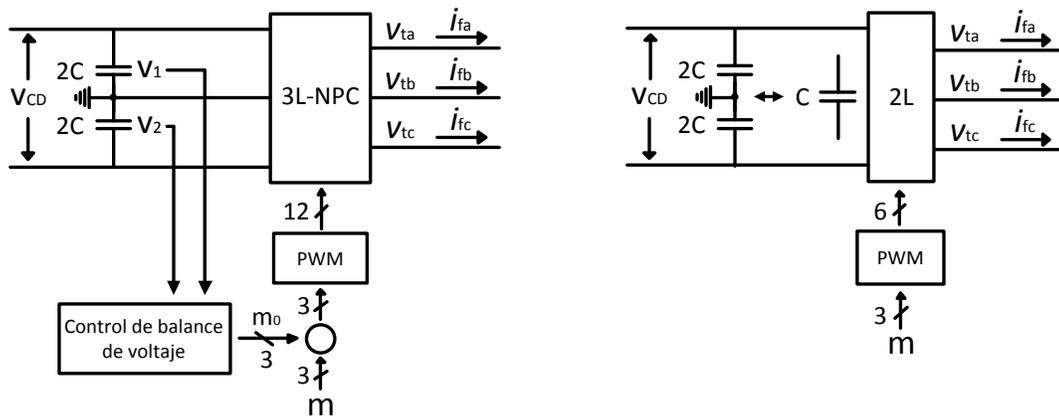


Figura 9. Analogía de un 3L-NPC con un 2L

A continuación se presentan las ecuaciones más importantes para el 2L, las cuales son equivalentes para un convertidor 3L-NPC. Estas relaciones son importantes para el diseño del controlador y una de ellas es el punto de partida para comenzar con el dimensionamiento del 3L-NPC.

En ( 1 ) se muestra la igualdad entre la potencia en el bus de CD con la potencia trifásica ya que se considera que el convertidor utiliza dispositivos ideales que no generan caída de voltaje. En la ecuación ( 2 ) se relacionan los parámetros que describen la analogía del 3L-NPC con un 2L. A partir de esta ecuación se pueden dimensionar los parámetros que serán requeridos para el diseño del controlador del GSC.

$$V_{CD}I_{CD} = v_{ta}i_{ta} + v_{tb}i_{tb} + v_{tc}i_{tc} \quad (1)$$

$$v_t = \left(\frac{V_{CD}}{2}\right) m \quad (2)$$

Como  $V_t$  es un parámetro fijo que está dado por el DFIG y es igual a 34.29 V, los parámetros que se pueden dimensionar a elección son  $V_{CD}$  y  $m$ . Existen ciertas recomendaciones para la selección de estos valores, por ejemplo, en [26] se sugiere utilizar  $m = 0.75$  en un convertidor 2L-B2B. No obstante, se considera que para el 3L-NPC-B2B es un poco elevado debido a que en caso de implementarse el control de balance del voltaje entre capacitores, se requiere un margen de operación para este control que en sí inyecta un valor de compensación a las señales de modulación. Otra consideración es que a medida que se aumenta el valor de  $V_{CD}$  los interruptores de potencia tienen que ser capaces de soportar la mitad de este voltaje y, consecuentemente las pérdidas aumentan. Teniendo en cuenta esto, y buscando un equilibrio entre ambos valores, se elige  $m = 0.6$ , resultando en  $V_{CD} = 114$  V.

En este punto también es necesario calcular la capacitancia mínima requerida por el bus de CD. El valor del capacitor se calcula a partir de la ecuación de corriente del capacitor:

$$i_C = C \frac{dV_{CD}}{dt} \quad (3)$$

Posteriormente se despeja  $C$ .

$$C = \frac{i_C dt}{dV_{CD}} \quad (4)$$

Como no se conoce la corriente del capacitor pero sí el voltaje en éste, es necesario encontrar una relación que involucre a  $i_C$  y a  $V_{CD}$ , que es con la ecuación de potencia en el capacitor.

$$P_C = V_{CD} i_C \quad (5)$$

Se despeja  $i_C$ :

$$i_C = \frac{P_C}{V_{CD}} \quad (6)$$

Y se sustituye  $i_C$  en (4):

$$C = \frac{P_C dt}{V_{CD} dV_{CD}} \quad (7)$$

Como  $dt$  es el periodo y no se conoce pero se ha decidido utilizar una frecuencia de conmutación de 6 kHz y la frecuencia es el inverso del periodo y  $dV_{CD}$  es el rizo de voltaje en el bus de CD, entonces:

$$C = \frac{P_C}{V_{CD} \Delta V_{CD} f_{sw}} \quad (8)$$

Para dimensionar el capacitor en un 2L-B2B se utiliza ( 8 ). Como se explicó anteriormente, para el 3L-NPC-B2B cada capacitor se dimensiona multiplicando el capacitor para un 2L-B2B por dos:

$$C_{3L} \geq \frac{2 P_C}{V_{CD} \Delta V_{CD} f_{sw}} \quad (9)$$

Como ya se dijo en ( 1 ) que la potencia de CD es igual a la potencia de CA y ésta es del 30% de la potencia del DFIG, entonces  $P_C = 112 \text{ W}$ . El rizo de voltaje se propone que sea del 1%. Sustituyendo los valores de la potencia, voltaje del bus de CD, rizo de voltaje y frecuencia de conmutación, se tiene:

$$C_{3L} \geq \frac{2 * 112}{114 * (114 * 0.01) * 6000} = 287.27 \mu\text{F} \quad (10)$$

El valor de capacitancia resultante es la capacitancia mínima necesaria para cada capacitor del bus de CD. A partir de este valor se eligió un valor de capacitancia de 2.2 mF debido a que fueron los únicos capacitores que se pudieron conseguir en el laboratorio.

### 2.1.2 Modelo del subsistema: voltaje en GSC – Filtro – Red

Para comenzar con el diseño del controlador del GSC es necesario obtener las ecuaciones de las partes con las que interactúa el convertidor. En la Figura 10 se muestra el GSC y la manera en que está conectado con la red mediante un filtro inductivo.

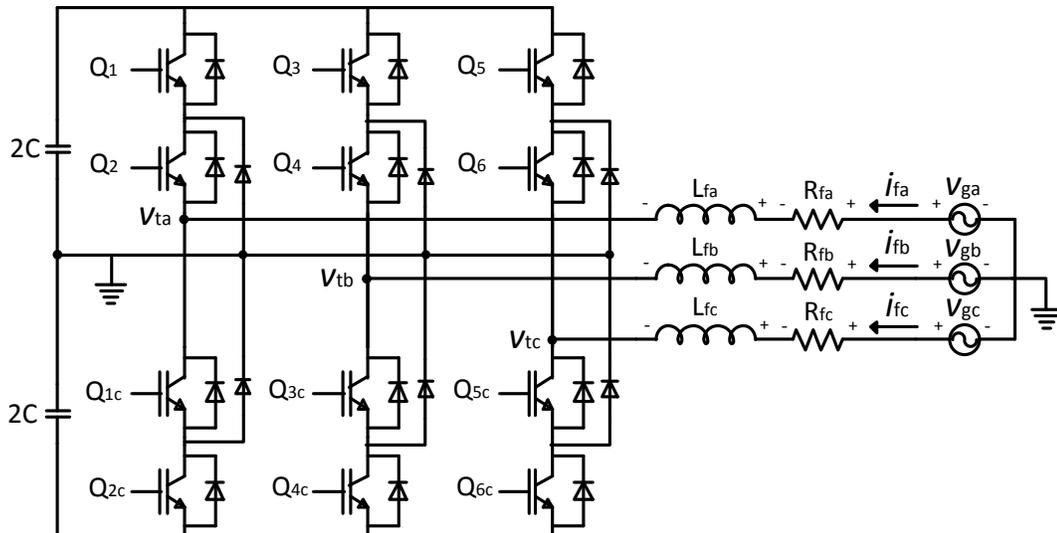


Figura 10. GSC y su interacción con circuitos de CA y de CD

El circuito equivalente de la parte de CA está compuesto por un sistema trifásico que comprende los voltajes generados por el GSC ( $V_t$ ), el filtro inductivo ( $L_f$ ) con resistencia parásita ( $R_f$ ), y los voltajes de red ( $V_g$ ), tal como se muestra en la Figura 11.

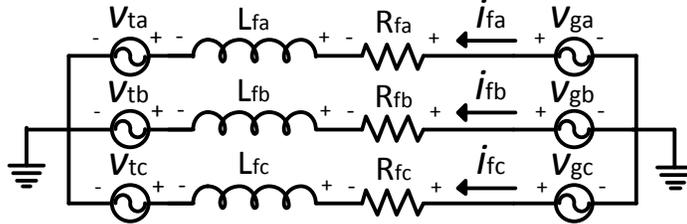


Figura 11. Circuito equivalente del convertidor GSC

Para obtener las ecuaciones se utiliza la ley de voltajes de Kirchhoff en cada una de las mallas del circuito de la Figura 11. Se parte de la suposición de que la corriente fluye de la red hacia el GSC, que el sistema trifásico está balanceado y que los valores del filtro son iguales para las tres fases. Con esto se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$v_{ta} = -R_{fa}i_{fa} - L_{fa} \frac{d i_{fa}}{dt} + v_{ga} \quad (11)$$

$$v_{tb} = -R_{fb}i_{fb} - L_{fb} \frac{d i_{fb}}{dt} + v_{gb} \quad (12)$$

$$v_{tc} = -R_{fc}i_{fc} - L_{fc} \frac{d i_{fc}}{dt} + v_{gc} \quad (13)$$

Se utiliza la transformada de Park invariante en magnitud para pasar ( 11 ), ( 12 ) y ( 13 ) de un esquema  $abc$  a  $dq0$ . En el anexo A1 se explica con detalle el principio de la transformada de Park y sus opciones de invariancia en magnitud y potencia. Como el sistema trifásico se considera balanceado entonces la componente  $0$  desaparece, obteniendo las ecuaciones en  $dq$  que modelan la interacción del GSC con la red:

$$v_{td} = -R_f i_{fd} - L_f \frac{d i_{fd}}{dt} + \omega_f L_f i_{fq} + v_{gd} \quad (14)$$

$$v_{tq} = -R_f i_{fq} - L_f \frac{d i_{fq}}{dt} - \omega_f L_f i_{fd} + v_{gq} \quad (15)$$

El parámetro  $\omega_f$  es la velocidad angular del marco de referencia utilizado en la transformada de Park; en este punto el marco de referencia es arbitrario, es decir, no se define alguno en específico; sin embargo, en secciones posteriores se describirá el marco de referencia utilizado, así como la obtención de dicha velocidad, la cual es indispensable para realizar las transformaciones  $abc-dq0$ .

La potencia activa y reactiva generada por el GSC en el marco de referencia  $dq0$  están dadas por:

$$P_{GSC} = \frac{3}{2}(v_{td}i_{fd} + v_{tq}i_{fq}) \quad (16)$$

$$Q_{GSC} = \frac{3}{2}(v_{tq}i_{fd} - v_{td}i_{fq}) \quad (17)$$

## 2.2 Subsistemas para el control del RSC

### 2.2.1 Modelo del DFIG

Como el RSC es el convertidor que interactúa directamente con las terminales del rotor del generador, para diseñar el controlador del RSC se tiene que partir de las ecuaciones del modelo de la máquina. El esquema del DFIG junto con el circuito equivalente de los devanados se muestra en la Figura 12. La máquina es trifásica y se considera que los devanados tanto del rotor como del estator se encuentran conectados en estrella, son simétricos y están balanceados y los núcleos se consideran con pérdidas despreciables.

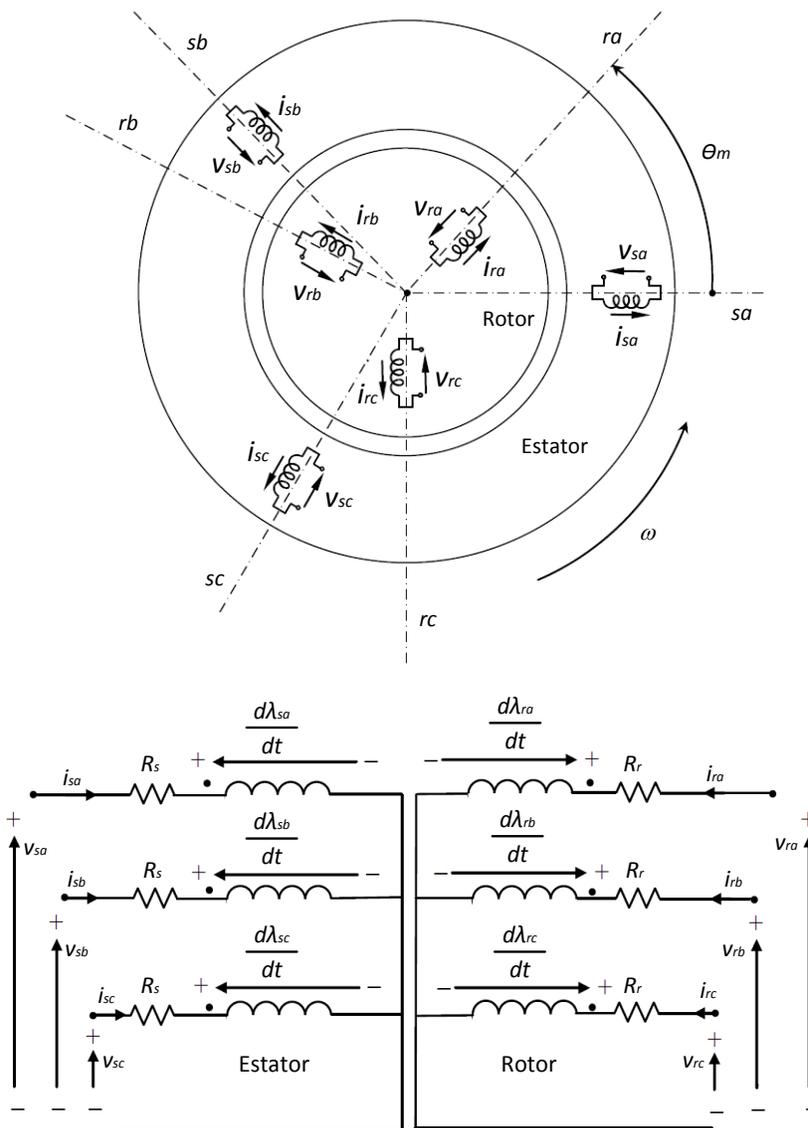


Figura 12. Esquema del DFIG y circuito equivalente de los devanados

Bajo estas consideraciones, las ecuaciones que describen los voltajes en el estator y el rotor de la máquina de acuerdo con [23] son:

$$v_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\lambda_{sa}}{dt} \quad (18)$$

$$v_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d\lambda_{sb}}{dt} \quad (19)$$

$$v_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d\lambda_{sc}}{dt} \quad (20)$$

$$v_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d\lambda_{ra}}{dt} \quad (21)$$

$$v_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d\lambda_{rb}}{dt} \quad (22)$$

$$v_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d\lambda_{rc}}{dt} \quad (23)$$

El DFIG también tiene un circuito magnético acoplado y de acuerdo con [32], los enlaces de flujo pueden expresarse con las siguientes matrices:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{sabc} \\ \lambda_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{sr} \\ (\mathbf{L}_{sr})^T & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sabc} \\ \mathbf{i}_{rabc} \end{bmatrix} \quad (24)$$

Donde:

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$\mathbf{L}_{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (27)$$

Las matrices anteriores se obtienen a partir de las ecuaciones de distribución de los conductores en los devanados después de realizar algunas sustituciones [32].

Donde  $L_{ls}$  y  $L_{ms}$  son las inductancias de dispersión y de magnetización del estator, respectivamente, mientras que  $L_{lr}$  y  $L_{mr}$  son las inductancias de dispersión y de magnetización del rotor. La inductancia mutua entre el estator y el rotor es  $L_{sr}$ .

Partiendo de las ecuaciones en *abc* del modelo del DFIG se procede a realizar la transformación al modelo *dq0* utilizando la transformada de Park invariante en magnitud. Como el sistema se considera balanceado la componente *0* se anula y las ecuaciones del modelo en *dq0* de acuerdo con [32], son las siguientes:

$$v_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s \lambda_{sq} + \frac{d\lambda_{sd}}{dt} \quad (28)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \lambda_{sd} + \frac{d\lambda_{sq}}{dt} \quad (29)$$

$$v_{rd} = R_r i_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \lambda_{rq} + \frac{d\lambda_{rd}}{dt} \quad (30)$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \lambda_{rd} + \frac{d\lambda_{rq}}{dt} \quad (31)$$

$$\lambda_{sd} = (L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms}) i_{sd} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{rd} \quad (32)$$

$$\lambda_{sq} = (L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms}) i_{sq} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{rq} \quad (33)$$

$$\lambda_{rd} = (L_{lr} + \frac{3}{2} L_{ms}) i_{rd} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sd} \quad (34)$$

$$\lambda_{rq} = (L_{lr} + \frac{3}{2} L_{ms}) i_{rq} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sq} \quad (35)$$

Donde:

Frecuencia angular del estator:  $\omega_s$

Frecuencia angular del rotor:  $\omega_r = \left(\frac{\#Polos}{2}\right) \omega_m$

Frecuencia angular mecánica:  $\omega_m$

Frecuencia angular de deslizamiento:  $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$

Inductancia de magnetización:  $L_m = \frac{3}{2} L_{ms}$

Autoinductancia del estator:  $L_s = L_{ls} + L_m$

Autoinductancia del rotor:  $L_r = L_{lr} + L_m$

Calculando las derivadas del flujo:

$$\frac{d\lambda_{sd}}{dt} = L_s \frac{di_{sd}}{dt} + L_m \frac{di_{rd}}{dt} \quad (36)$$

$$\frac{d\lambda_{sq}}{dt} = L_s \frac{di_{sq}}{dt} + L_m \frac{di_{rq}}{dt} \quad (37)$$

$$\frac{d\lambda_{rd}}{dt} = L_r \frac{di_{rd}}{dt} + L_m \frac{di_{sd}}{dt} \quad (38)$$

$$\frac{d\lambda_{rq}}{dt} = L_r \frac{di_{rq}}{dt} + L_m \frac{di_{sq}}{dt} \quad (39)$$

Sustituyendo ( 32 )-( 35 ) y ( 36 )-( 39 ) en ( 28 )-( 31 ) resultan las ecuaciones de los voltajes de estator y de rotor en  $dq0$ :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s L_s i_{sq} - \omega_s L_m i_{rq} + L_m \frac{di_{rd}}{dt} \quad (40)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s L_s i_{sd} + \omega_s L_m i_{rd} + L_m \frac{di_{rq}}{dt} \quad (41)$$

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + L_r \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_{sl} L_r i_{rq} - \omega_{sl} L_m i_{sq} + L_m \frac{di_{sd}}{dt} \quad (42)$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_{sl} L_r i_{rd} + \omega_{sl} L_m i_{sd} + L_m \frac{di_{sq}}{dt} \quad (43)$$

La potencia activa y reactiva generada tanto por el estator como del rotor en el marco de referencia  $dq0$  están dadas por:

$$P_S = \frac{3}{2} (v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq}) \quad (44)$$

$$Q_S = \frac{3}{2} (v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq}) \quad (45)$$

$$P_R = \frac{3}{2} (v_{rd} i_{rd} + v_{rq} i_{rq}) \quad (46)$$

$$Q_R = \frac{3}{2} (v_{rq} i_{rd} - v_{rd} i_{rq}) \quad (47)$$

## Capítulo 3. Diseño del sistema de control

En este capítulo se describe la metodología de diseño de los controladores partiendo de las ecuaciones obtenidas en el capítulo dos, así como también el proceso de sintonización de los compensadores de acuerdo al criterio de la velocidad de respuesta deseada.

La estructura de los controladores para ambos convertidores consta de dos lazos conectados en serie, denominados lazo interno y lazo externo. En general, el lazo interno es el encargado de generar los valores del voltaje trifásico a la salida del convertidor mediante unas referencias de corriente, mientras que el lazo externo se encarga de generar dichas referencias de corriente a partir de los valores de referencia impuestos por los objetivos de control de cada uno de los convertidores. En la Figura 13 se muestra el esquema general del sistema de control del convertidor B2B.

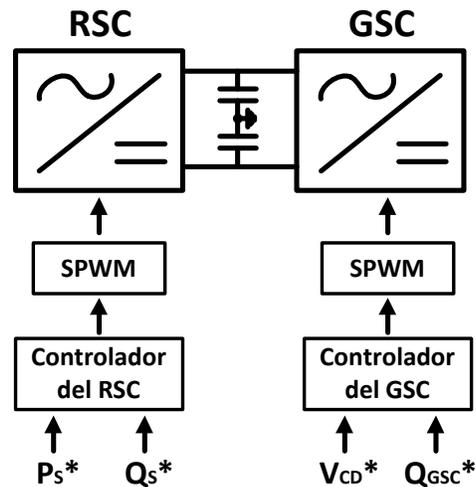


Figura 13. Esquema del sistema de control del B2B

Las variables con asterisco son las referencias de entrada de los controladores, y de igual manera, estos parámetros son los objetivos de control establecidos. Para cumplir con ellos, es necesario utilizar el control vectorial, el cual es una técnica que hace posible el desacople del flujo y torque de la máquina dando lugar a corrientes desacopladas. Cuando el marco de referencia del control está orientado al voltaje de red o estator se puede controlar la potencia activa y reactiva por separado mediante las componentes  $d$  y  $q$  respectivamente. Este tipo de control, según el marco de referencia utilizado, se puede encontrar en la literatura como control vectorial orientado al voltaje (*Voltage Oriented Control: VOC*) u orientado al campo (*Field Oriented Control: FOC*) [29, 33-35].

También es importante mencionar que los controladores deben operar coordinadamente, es decir, que el tiempo de respuesta de cada uno de los lazos se seleccione de acuerdo al

funcionamiento que cada uno de éstos tiene dentro del controlador, del B2B y del WECS en general.

Otro subsistema importante es la modulación, la cual se encarga de generar las señales de encendido y apagado de los interruptores. Dentro de este bloque se generan las señales portadoras y la respectiva comparación con las senoidales provenientes del controlador. Como se observa en la Figura 13, la modulación es una etapa adicional dentro del esquema de control y es independiente del controlador.

Para proceder con el diseño se debe tomar en cuenta que se va a utilizar el control vectorial haciendo uso de la teoría de los vectores espaciales  $dq0$  o también llamado marco de referencia rotatorio, llamado así debido a que para realizar la transformada de Park se requiere de un ángulo que determine la velocidad a la que rota el sistema. Como el WECS caso de estudio se encuentra interconectado a red y es ésta la que impone la magnitud, fase y frecuencia del voltaje que el WECS debe generar, lo más adecuado es utilizar el ángulo de dicho voltaje como referencia para las transformaciones  $abc-dq0$  requeridas por los controladores del GSC y del RSC. En este sentido, antes de proceder con el diseño de los controladores, es necesario estimar el ángulo de dicho voltaje de referencia, y una de las opciones más recomendables es el uso de un lazo de seguimiento de fase (*Phase Locked Loop: PLL*).

### 3.1 PLL para el vector del voltaje de red

Como el marco de referencia estará orientado al voltaje de red, es necesario estimar el ángulo de dicho voltaje mediante un PLL. Éste es un circuito específicamente dedicado a determinar este ángulo y se muestra en la Figura 14.

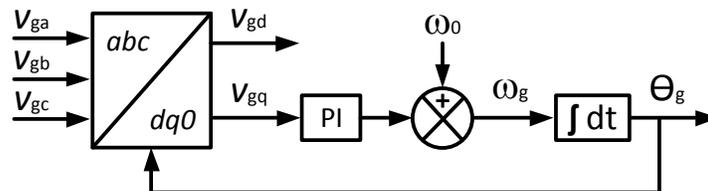


Figura 14. Diagrama del PLL

Con este marco de referencia se considera que el vector de los voltajes trifásicos se va a orientar sobre la componente d, por lo tanto, se espera que la componente q tenga un valor cero. Por ello se utiliza la componente q del voltaje como señal de error para el compensador proporcional-integral. Una vez en estado estable la salida del PI debe ser igual a cero y es por esto que se le añade un valor de referencia de velocidad angular igual a la velocidad angular de la red, cuya frecuencia de operación es de 60 Hz, siendo  $\omega_0 = \omega_g$ . Posteriormente se integra  $\omega_g$  produciendo un valor del ángulo  $\theta_g$ , el cual es utilizado para realizar la

transformación  $abc-dq0$  del propio PLL, así como para las utilizadas en los controladores del GSC y RSC.

Las señales que proporciona el PLL son: amplitud, frecuencia angular y ángulo del voltaje de red.

### Sintonización

De acuerdo con [36], el diagrama de bloques del PLL linealizado se muestra en la Figura 15, y su función de transferencia se expresa en ( 48 ):

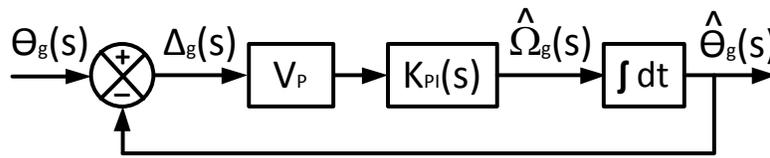


Figura 15. Diagrama del PLL linealizado

$$H_{PLL}(s) = \frac{\hat{\theta}_g(s)}{\theta_g(s)} = \frac{K_{PI}(s)V_P}{s + K_{PI}(s)V_P} \quad (48)$$

El parámetro  $V_P$  es el valor pico de las señales de voltaje de entrada y  $K_{PI}$  es el compensador que está dado por:

$$K_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (49)$$

Donde:

$K_p$  = Constante proporcional del controlador PI

$K_i$  = Constante Integral del controlador PI

Sustituyendo ( 49 ) en ( 48 ):

$$H_{PLL}(s) = \frac{\hat{\theta}_g(s)}{\theta_g(s)} = \frac{\frac{sK_p + K_i}{s} V_P}{s + \frac{sK_p + K_i}{s} V_P} \quad (50)$$

Simplificando la expresión:

$$H_{PLL}(s) = \frac{\hat{\theta}_g(s)}{\theta_g(s)} = \frac{sK_p V_P + K_i V_P}{s^2 + sK_p V_P + K_i V_P} \quad (51)$$

La ecuación ( 51 ) es la función de transferencia simplificada del PLL y ésta es de segundo orden.

Ahora considérese una función de transferencia genérica de segundo orden:

$$H_C(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (52)$$

Para encontrar los valores de las constantes proporcional e integral se tienen que igualar los términos de ( 51 ) con los de ( 52 ):

$$H_C(s) = H_{PLL}(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{sK_p V_P + K_i V_P}{s^2 + sK_p V_P + K_i V_P} \quad (53)$$

Obteniendo:

$$K_p = \frac{2\xi\omega_n}{V_P} \quad (54)$$

$$K_i = \frac{\omega_n^2}{V_P} \quad (55)$$

Como el PLL es el encargado de proporcionar el ángulo necesario para las transformaciones *abc-dq0* de los controladores del GSC y del RSC, es conveniente que la velocidad angular de respuesta de este controlador sea mayor que la de la red para asegurar el correcto seguimiento de la fase del voltaje, y de esta manera asegurar que las transformaciones *abc-dq0* necesarias para los controladores se realizarán adecuadamente y no provocarán problemas en el funcionamiento de los convertidores. Se debe poner especial atención en la sintonización del PI del PLL debido a que su velocidad de respuesta servirá como referencia para sintonizar los controladores del GSC y del RSC.

Tomando en cuenta estas consideraciones se propone utilizar una frecuencia natural tres veces mayor que la frecuencia natural de la red, dando como resultado  $\omega_n = 2\pi * 180 \text{ rad/s}$ .

En cuanto al factor de amortiguamiento, se sabe que entre más cercano a la unidad sea; menor sobretiro y oscilaciones tendrá la señal generada por el compensador PI, sin embargo, el tiempo en el que se alcanza la referencia aumenta. Por otra parte, conforme  $\xi$  tiende a cero; el sobretiro es mayor, el tiempo para alcanzar la referencia disminuye y la cantidad de

oscilaciones aumenta. En [36] se emplea un  $\xi = 0.707$ , sin embargo, aquí se propone utilizar un factor de amortiguamiento un poco más alto para no tener sobretiros elevados, por lo tanto se utiliza un  $\xi = 0.8$ .

El voltaje pico de la red es de 179.6 V, no obstante, el voltaje pico generado por el DFIG de fase a neutro es de 34.29 V. Por lo tanto, para la interconexión entre el WECS y la red se va a requerir de un transformador para elevar el voltaje del DFIG, entonces a partir de este punto se considerará que el voltaje de la red es igual al del DFIG, es decir: 34.29 V.

Los datos de diseño son los siguientes:

$$\omega_n = 2\pi * 180 \text{ rad/s} \quad (56)$$

$$\xi = 0.8 \quad (57)$$

$$V_p = \frac{42\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 34.29 \text{ V} \quad (58)$$

Sustituyendo ( 56 ), ( 57 ) y ( 58 ) en ( 54 ) y ( 55 ), las constantes proporcional e integral del compensador del PLL resultan:

$$\begin{aligned} K_p &= 52.7678 \\ K_i &= 37,299.3348 \end{aligned} \quad (59)$$

## Simulación

En la Figura 16 se muestra el circuito del PLL que se simuló en PSIM. Las formas de onda resultantes se muestran en la Figura 17. La transformación  $dq0$  en estado estable se realiza correctamente ya que la componente  $d$  se orienta al vector del voltaje de red,  $q$  tiene un valor de cero y la componente  $0$  desaparece debido a que los voltajes de entrada están balanceados. Se observa que la transformación  $dq0$  tarda un tiempo en alcanzar el estado estable, éste es el tiempo que le toma al PI alcanzar la referencia. Dicho tiempo de respuesta es menor a un ciclo del voltaje de red y es de aproximadamente 10 ms. En la tercera gráfica se observa el ángulo  $\theta_g$  estimado por el PLL. El valor de este ángulo va de cero a  $2\pi$  producido por un integrador con reinicio interno. En esta misma gráfica también se puede ver el tiempo que tarda el PLL en estimar el ángulo. En la última gráfica se muestra la velocidad angular de la red.

Como ya se mencionó, en función de este tiempo de respuesta se definirán los tiempos para la sintonización de los PI de los controladores del GSC y del RSC.

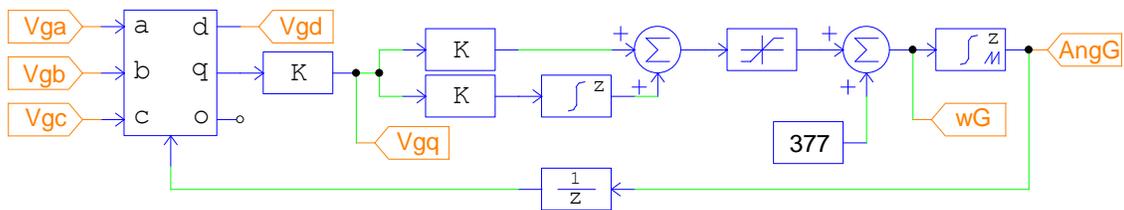


Figura 16. Esquema del PLL simulado en PSIM

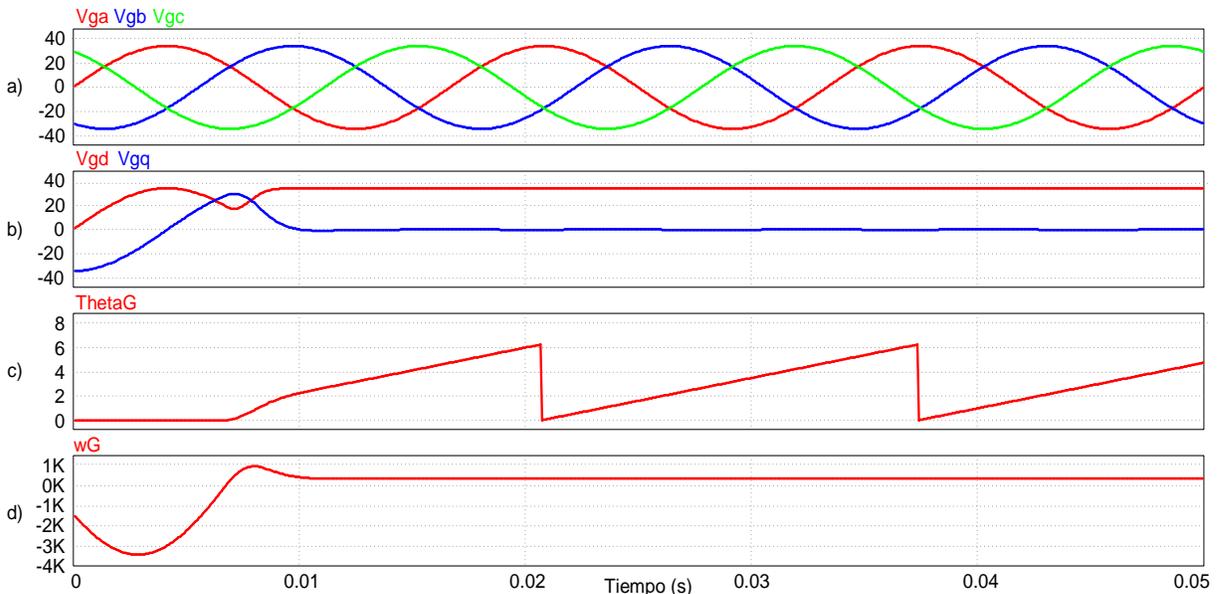


Figura 17. Formas de onda de la simulación del PLL

### 3.2 Control del convertidor lado rotor – RSC

El RSC es el encargado de controlar el torque y las potencias que el DFIG inyecta a la red mediante la manipulación del voltaje trifásico y la frecuencia en las terminales del rotor. Para iniciar con el diseño del sistema de control del RSC es importante contar con el modelo del sistema que está interactuando directamente con este convertidor. El capítulo anterior se centró en obtener las ecuaciones y a partir de éstas y otras consideraciones previas, se procederá con el diseño.

Hay que establecer que los objetivos de control de este convertidor son los de regular la potencia activa y reactiva que el DFIG inyecta a la red.

El sistema de control del RSC requiere de dos lazos conectados en serie; el interno producirá los valores de voltaje en  $dq$  deseados en las terminales del rotor mediante valores de referencia de corriente de rotor, mientras que el externo producirá dichos valores de referencia necesarias para el lazo interno mediante los valores de potencia activa y reactiva que se requiere que sean producidas por el DFIG, cumpliendo los objetivos de control.

Asimismo, independientemente de los objetivos de control mencionados, el RSC debe ser capaz de sincronizar el voltaje del DFIG con el voltaje de red; por lo tanto, se añade esto como un objetivo de control adicional.

### 3.2.1 Lazo interno de control del RSC

Se comienza con el lazo interno, el cual tiene que generar los voltajes  $dq$  deseados en las terminales del rotor a partir de valores de referencia de corriente de rotor. Por lo tanto, las variables a controlar serán las corrientes de rotor, mientras que las manipuladas serán los voltajes de rotor. Del modelo del DFIG se retoman entonces las ecuaciones que incluyen a los voltajes de rotor.

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + L_r \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_{sl} L_r i_{rq} - \omega_{sl} L_m i_{sq} + L_m \frac{di_{sd}}{dt} \quad (60)$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_{sl} L_r i_{rd} + \omega_{sl} L_m i_{sd} + L_m \frac{di_{sq}}{dt} \quad (61)$$

En ambas ecuaciones se observa que se tienen términos relacionados con las variables manipuladas ( $v_{rd,q}$ ), la variable controlada ( $R_r i_{rd,q} + L_r \frac{di_{rd,q}}{dt}$ ) y términos cruzados ( $\pm \omega_{sl} L_r i_{rq,d} \pm \omega_{sl} L_m i_{sq,d} + L_m \frac{di_{sd,q}}{dt}$ ). En este sentido, ( 60 ) y ( 61 ) se pueden re escribir como sigue:

$$v_{rd}^* = v_{rdpi} - \omega_{sl} L_r i_{rq} - \omega_{sl} L_m i_{sq} + L_m \frac{di_{sd}}{dt} \quad (62)$$

$$v_{rq}^* = v_{rqpi} + \omega_{sl} L_r i_{rd} + \omega_{sl} L_m i_{sd} + L_m \frac{di_{sq}}{dt} \quad (63)$$

Donde:

$$v_{rdpi} = R_r i_{rd} + L_r \frac{di_{rd}}{dt} \quad (64)$$

$$v_{rqpi} = R_r i_{rq} + L_r \frac{di_{rq}}{dt} \quad (65)$$

Es decir, las ecuaciones ( 62 ) y ( 63 ) se utilizan para generar los valores deseados del voltaje  $dq$  en las terminales del rotor, en donde cada uno de estos voltajes está conformado por una componente  $v_{rdpi}$  o  $v_{rqpi}$ , provista por un correspondiente controlador (en este caso un PI), y términos de desacoplo. La importancia de la representación  $dq$  y estos términos de desacoplo es que las componentes  $v_{rdpi}$  o  $v_{rqpi}$  se puedan generar a partir de un respectivo controlador lineal dado que la planta para el diseño de estos controles es una ecuación lineal

de primer orden, ver ecuaciones ( 64 ) y ( 65 ). La selección de un controlador PI es porque no se requiere de un control complejo, pues aquí no se trata de una linealización en sí, sino de un desacoplo; y la inclusión de una parte integral al compensador es para eliminar el error en estado estable.

Por otro lado, debe tenerse presente que el control es solamente una parte de la operación del RSC, ya que las señales generadas por ( 62 ) y ( 63 ) irán hacia los bloques de modulación SPWM. En este sentido, como la modulación requiere en su entrada de señales senoidales para poder realizar la comparativa con las portadoras, es necesario escalar las señales de salida del controlador para que se encuentren en el rango de  $\pm 1$ .

La ecuación ( 2 ) relaciona el voltaje en las terminales trifásicas de un inversor con el voltaje del bus de CD y el índice de modulación. Se retoma ( 2 ) y se reescribe en forma matricial para el RSC:

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \left( \frac{V_{CD}}{2} \right) \begin{bmatrix} m_{rd} \\ m_{rq} \end{bmatrix} \quad (66)$$

Se despeja  $\begin{bmatrix} m_{rd} \\ m_{rq} \end{bmatrix}$ :

$$\begin{bmatrix} m_{rd} \\ m_{rq} \end{bmatrix} = \left( \frac{2}{V_{CD}} \right) \begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \quad (67)$$

Se tiene entonces que para que el controlador pueda ser conectado al SPWM, las salidas  $v_{rdq}$  deben escalarse por un factor igual a  $\frac{2}{V_{CD}}$ , resultando ahora que el controlador genera señales moduladoras senoidales que pueden ser procesadas por el bloque SPWM.

Con ( 62 ), ( 63 ) y ( 67 ) se diseña el lazo interno del esquema de control, mostrando en la Figura 18 el diagrama de bloques respectivo.

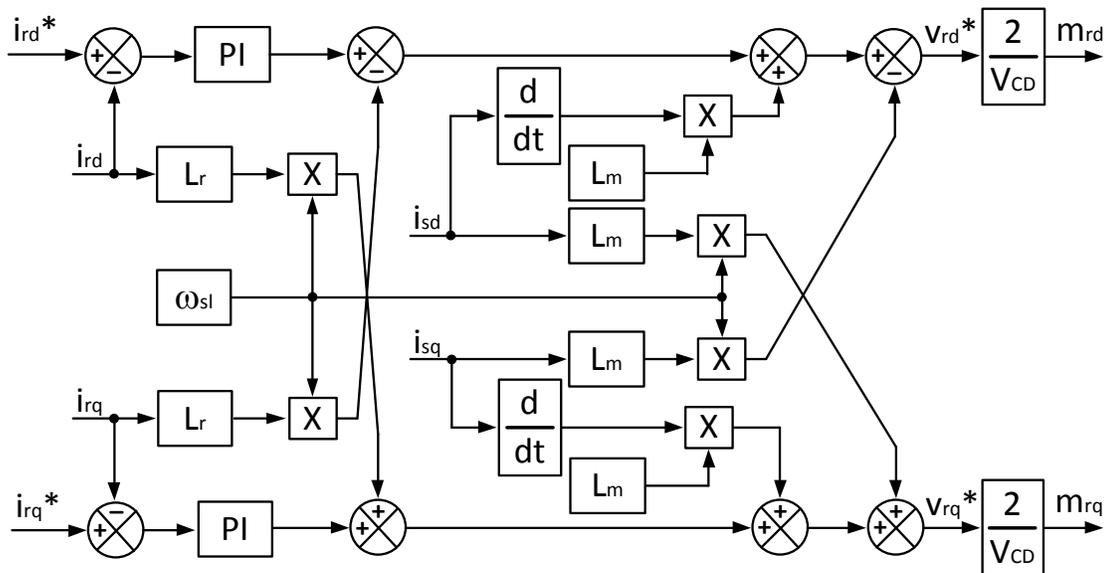


Figura 18. Diagrama de bloques del lazo interno del controlador del RSC

### Sintonización del PI del RSC

A partir de las ecuaciones obtenidas en ( 64 ) y ( 65 ) se puede determinar la función de transferencia para el voltaje producido por el controlador PI. Se aplica la transformada de Laplace a ( 64 ) y ( 65 ), resultando:

$$G(s) = \frac{I_{rd}(s)}{V_{rdpi}(s)} = \frac{I_{rq}(s)}{V_{rqpi}(s)} = \frac{1}{sL_r + R_r} \quad (68)$$

La función de transferencia del compensador PI es:

$$K_{PIr}(s) = K_{pr} + \frac{K_{ir}}{s} \quad (69)$$

El lazo de control del compensador-planta se muestra en la Figura 19 y a partir de éste se obtiene la función de transferencia de lazo cerrado, mostrada en ( 70 ).

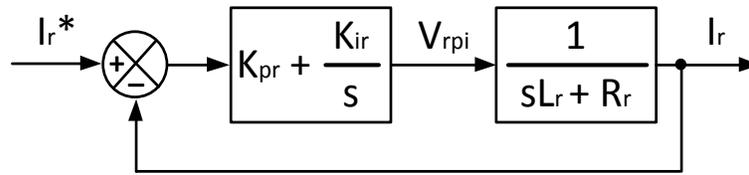


Figura 19. Lazo del compensador-planta del RSC

$$\frac{I_r(s)}{I_r^*(s)} = \frac{\frac{K_{pr}}{L_r} s + \frac{K_{ir}}{L_r}}{s^2 + \frac{R_r + K_{pr}}{L_r} s + \frac{K_{ir}}{L_r}} \quad (70)$$

Para encontrar los valores de las componentes proporcional e integral del compensador se simplificará ( 70 ) a la forma canónica expresada en ( 71 ):

$$H_C(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (71)$$

La forma canónica de ( 70 ) se muestra en ( 72 ):

$$\frac{I_r(s)}{I_r^*(s)} = \frac{s + \frac{K_{ir}}{K_{pr}}}{\frac{K_{ir}}{K_{pr}}} * \frac{\frac{K_{ir}}{L_r}}{s^2 + \frac{R_r + K_{pr}}{L_r} s + \frac{K_{ir}}{L_r}} \quad (72)$$

Se observa que la función de transferencia se compone de dos partes: el cero dividido por una ganancia y la forma canónica de una función de transferencia de segundo orden. Se observa que el cero tendrá un valor negativo y dependiendo de los valores de las ganancias (proporcional e integral) se moverá hacia bajas o altas frecuencias. Como lo más usual es que el valor de ganancia del integrador sea más grande que la ganancia proporcional, el cero se moverá hacia bajas frecuencias cancelando su efecto con la acción de los dos polos. Para encontrar los valores de las constantes proporcional e integral, se iguala únicamente la parte de la forma canónica de ( 72 ) con ( 71 ):

$$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{\frac{K_{ir}}{L_r}}{s^2 + \frac{R_r + K_{pr}}{L_r} s + \frac{K_{ir}}{L_r}} \quad (73)$$

Las igualdades para cada una de las constantes son las siguientes:

$$K_{pr} = 2\xi\omega_n L_r - R_r \quad (74)$$

$$K_{ir} = L_r \omega_n^2 \quad (75)$$

Para la sintonización se revisaron artículos en los que se dieran recomendaciones y tener un punto de partida para la elección de los parámetros de diseño. En [33, 37, 38] se dice que no existe una manera sistemática y eficiente de sintonizar los compensadores y que un reto de la sintonización es realizar la coordinación de los controladores empíricamente, es decir, a prueba y error. A pesar de que no se dan recomendaciones para elegir los parámetros de diseño, se dice que el lazo interno debe responder más rápido que el lazo externo, y que la respuesta de los compensadores del más veloz al más lento es: lazo interno del GSC, lazo interno del RSC y lazo externo del GSC.

Por otro lado, en [24, 26, 39] se dan recomendaciones de la frecuencia de corte para cada compensador. Dichos artículos no coinciden entre sí y en cada uno de éstos se realiza la sintonización con criterios distintos. No obstante, coinciden en que el lazo interno debe ser más rápido que el lazo externo. La frecuencia natural se tiene que elegir con base en la velocidad de respuesta del PLL. Algunos recomiendan utilizar una frecuencia una década menor que la frecuencia de operación del PLL. Sin embargo, esta frecuencia aún es muy rápida y se decidió utilizar  $f = 10$  Hz. Se eligió este valor siguiendo reglas empíricas.

El factor de amortiguamiento se elige de un valor alto para que la respuesta del PI no presente oscilaciones ni sobretiros elevados. Los parámetros de diseño son:

$$\omega_n = 2\pi * 10 \text{ rad/s} \quad (76)$$

$$\xi = 0.95 \quad (77)$$

$$L_r = 0.059128 \text{ H} \quad (78)$$

$$R_r = 0.312 \Omega \quad (79)$$

Sustituyendo los datos de diseño en ( 74 ) y ( 75 ), el valor de las constantes proporcional e integral resulta:

$$K_{pr} = 6.74673 \quad ( 80 )$$

$$K_{ir} = 233.42799 \quad ( 81 )$$

Con estos datos de diseño los polos conjugados de la función de transferencia de lazo cerrado se ubican en  $-59.69, \pm 19.62i$  y un cero en  $-34.6$ , ubicado a bajas frecuencias. Con esto se concluye que el sistema es estable debido a que los polos se encuentran del lado izquierdo de la gráfica del lugar geométrico de las raíces. Asimismo como los polos son más negativos que el cero, éstos cancelan el efecto del cero provocando una pendiente de  $-20 \text{ dB/dec}$  en la gráfica de Bode de magnitud.

En la Figura 20 se muestra la respuesta de la corriente del PI del RSC ante una entrada escalón unitario:

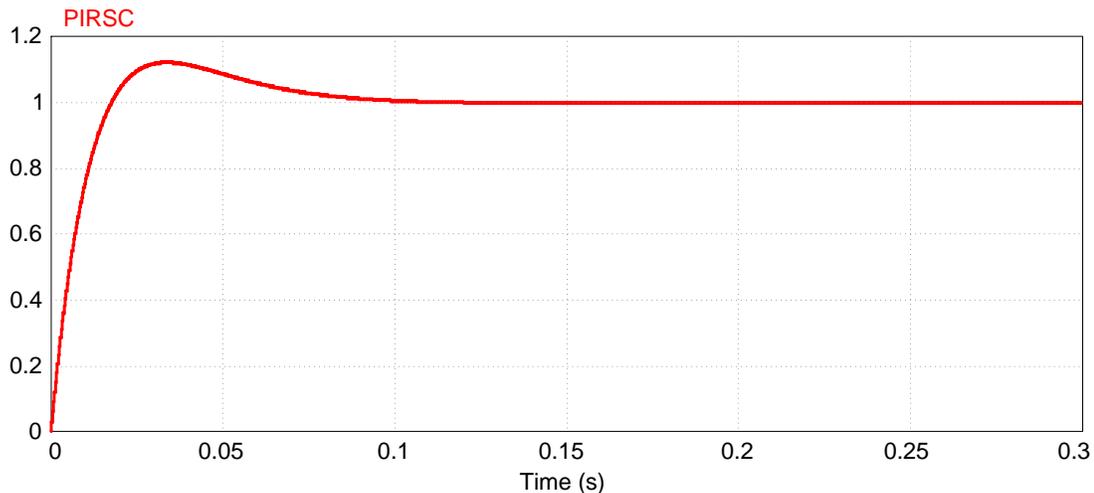


Figura 20. Respuesta del PI del RSC ante una entrada escalón unitario

### 3.2.2 Lazo externo de control del RSC

Retomando, el principal objetivo del controlador del RSC cuando el WECS está interconectado a la red es regular la potencia activa y reactiva del DFIG. Sin embargo, en la etapa de encendido y de conexión, el RSC también debe ser capaz de sincronizar el voltaje del DFIG con el de la red. Los objetivos particulares en la sincronización son que el DFIG genere un voltaje en el estator con magnitud, fase y frecuencia iguales al voltaje de red. En lo consiguiente, una vez que se tengan ambos lazos de control, se demostrará que el controlador diseñado es único y funcional para ambos casos de operación.

El RSC debe ser capaz de cumplir con los objetivos de control mediante la manipulación de las magnitudes del rotor del DFIG. Además, como se pretende regular la potencia activa y

reactiva sin ningún lazo de control adicional, las referencias de las potencias se introducirán manualmente al controlador.

En ( 44 ) y ( 45 ) se relacionan los objetivos de control, reescribiendo:

$$P_s = \frac{3}{2} (v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq}) \quad (82)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (v_{sq}i_{sd} - v_{sd}i_{sq}) \quad (83)$$

Como el voltaje del estator del DFIG tiene que ser igual al voltaje de la red, y éste último es el vector orientador del marco de referencia impuesto por el PLL, entonces:

$$v_{sd} = v_{gd} \quad (84)$$

$$v_{sq} = v_{gq} = 0 \quad (85)$$

Se sustituye esta condición en ( 82 ) y ( 83 ):

$$P_s = \frac{3}{2} (v_{gd}i_{sd}) \quad (86)$$

$$Q_s = -\frac{3}{2} (v_{gd}i_{sq}) \quad (87)$$

A partir de estas ecuaciones se observa que para controlar las potencias se deben controlar las corrientes de estator. Sin embargo, como el RSC no está conectado de manera directa con el estator, para controlar las corrientes de estator se deben manipular las corrientes de rotor. De ( 86 ) y ( 87 ) se despejan las corrientes de estator.

$$i_{sd} = \frac{2}{3} \frac{P_s}{v_{gd}} \quad (88)$$

$$i_{sq} = -\frac{2}{3} \frac{Q_s}{v_{gd}} \quad (89)$$

Con ( 88 ) y ( 89 ) se cumple el objetivo de controlar las potencias del DFIG. No obstante, se necesitan ecuaciones en las que se relacionen las corrientes de estator con las de rotor, por lo tanto, del modelo del DFIG se retoman las ecuaciones de los voltajes de estator.

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s L_s i_{sq} - \omega_s L_m i_{rq} + L_m \frac{di_{rd}}{dt} \quad (90)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s L_s i_{sd} + \omega_s L_m i_{rd} + L_m \frac{di_{rq}}{dt} \quad (91)$$

Hay que recordar que el lazo externo tiene que generar las referencias de corriente de rotor para el lazo interno mediante las referencias de potencia que se introducirán manualmente. Las variables de las corrientes que cambian con el tiempo se hacen cero debido a que se requiere conocer los valores de las referencias únicamente en estado estacionario.

$$v_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s L_s i_{sq} - \omega_s L_m i_{rq} \quad (92)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s L_s i_{sd} + \omega_s L_m i_{rd} \quad (93)$$

Se aplican ( 84 ) y ( 85 ) en ( 92 ) y ( 93 ):

$$v_{gd} = R_s i_{sd} - \omega_s L_s i_{sq} - \omega_s L_m i_{rq} \quad (94)$$

$$0 = R_s i_{sq} + \omega_s L_s i_{sd} + \omega_s L_m i_{rd} \quad (95)$$

Se despejan las corrientes de rotor, obteniendo:

$$i_{rq} = -\frac{L_s}{L_m} i_{sq} + \frac{R_s}{\omega_s L_m} i_{sd} - \frac{v_{gd}}{\omega_s L_m} \quad (96)$$

$$i_{rd} = -\frac{L_s}{L_m} i_{sd} - \frac{R_s}{\omega_s L_m} i_{sq} \quad (97)$$

Sustituyendo las corrientes de estator de ( 88 ) y ( 89 ) en ( 96 ) y ( 97 ):

$$i_{rd}^* = -\frac{2 L_s P_s^*}{3 L_m v_{gd}} + \frac{2 R_s Q_s^*}{3 \omega_s L_m v_{gd}} \quad (98)$$

$$i_{rq}^* = \frac{2 R_s P_s^*}{3 \omega_s L_m v_{gd}} + \frac{2 L_s Q_s^*}{3 L_m v_{gd}} - \frac{v_{gd}}{\omega_s L_m} \quad (99)$$

De las ecuaciones anteriores se observa que en ambas se relacionan las corrientes de rotor (necesarias para el lazo interno) con la potencia activa y reactiva designadas como objetivos de control. Es por ello que con ( 88 ), ( 89 ), ( 98 ) y ( 99 ) se puede diseñar el lazo de control, cuyo diagrama a bloques se muestra en la Figura 21.

Una vez que se tienen los dos lazos es necesario conectarlos para obtener el esquema completo del controlador del RSC, el cual se muestra en la Figura 22.



Se sustituye ( 102 ) y ( 103 ) en ( 98 ) y ( 99 ), para ver el efecto de la sincronización en las referencias de corriente de rotor. Se obtienen las ecuaciones para las referencias de corriente en la sincronización:

$$i_{rd}^* = 0 \quad (104)$$

$$i_{rq}^* = -\frac{V_{gd}}{\omega_s L_m} \quad (105)$$

El valor de  $i_{rq}^*$  es llamado corriente de magnetización y es con ésta que la máquina se energiza. Ahora se sustituyen ( 100 ), ( 101 ), ( 104 ) y ( 105 ) en las ecuaciones del modelo del DFIG para observar el efecto que tiene la sincronización en los voltajes de rotor y de estator:

$$v_{sd} = v_{gd} \quad (106)$$

$$v_{sq} = 0 \quad (107)$$

$$v_{rd} = \frac{\omega_{sl} L_r}{\omega_s L_m} v_{gd} \quad (108)$$

$$v_{rq} = -\frac{R_r}{\omega_s L_m} v_{gd} \quad (109)$$

Con este análisis se concluye que en la etapa de sincronización el RSC genera la corriente necesaria para magnetizar el DFIG. Asimismo, en ( 106 ) y ( 107 ) se observa que el voltaje de estator se sincroniza con el voltaje de red gracias a la corriente de magnetización.

Por último, se deduce que el sistema de control diseñado funciona para el modo sincronización y el modo generación y únicamente se requiere cambiar el valor de las referencias de potencias para pasar de un modo de operación a otro.

### 3.3 Control del convertidor lado red – GSC

El GSC es el encargado de intercambiar la potencia activa extraída o inyectada por el RSC proveniente del rotor. El GSC tiene que operar a una frecuencia constante impuesta por la red debido a que el GSC interactúa directamente con ella a través del filtro inductivo y el transformador de acoplamiento. El GSC tiene como requerimientos de operación la regulación del voltaje del bus de CD y la potencia reactiva que fluye a través del convertidor. El control del GSC, de igual manera que el controlador del RSC, deberá consistir de dos lazos conectados en serie. El lazo interno se encargará de generar el voltaje  $dq$  deseado en las terminales del GSC mediante valores de referencia de corriente. Por otra parte, el lazo

externo se encargará de generar dichas referencias de corriente para el lazo interno mediante las referencias del voltaje del bus de CD y la potencia reactiva deseada.

Para el sistema de estudio, de acuerdo con el capítulo anterior, en donde, entre otros, se abordó el dimensionamiento de algunos parámetros, el voltaje del bus de CD es de 114 V; por lo cual, el control del GSC tiene que mantener este voltaje regulado en cualquier condición de operación. También se desea que el convertidor opere a un factor de potencia unitario, esto significa que únicamente se procese potencia activa, por consiguiente la potencia reactiva a través del convertidor debe ser cero. Con este argumento se concluye que los valores de referencia para el lazo externo tendrán magnitud fija y serán  $V_{CD} = 114 \text{ V}$  y  $Q_{GSC} = 0 \text{ VAR}$ .

Para que el control del GSC sea capaz de cumplir con los objetivos de regulación es necesario obtener las ecuaciones que definen el sistema tanto de la parte que interactúa con la red como la parte conectada al bus de CD. En el capítulo anterior se obtuvieron las ecuaciones en  $dq$  del circuito de CA con el que interactúa el GSC. Sin embargo, no se obtuvieron ecuaciones para el circuito de CD ya que se detallará ese proceso de modelado en las siguientes secciones.

### 3.3.1 Lazo interno de control del GSC

Para diseñar este lazo de control es necesario partir del modelo del circuito de CA que ya se obtuvo en el capítulo dos. Se debe recordar que estas ecuaciones fueron obtenidas a partir de un análisis de mallas del circuito trifásico comprendido por el voltaje en terminales del GSC, el filtro de acoplamiento y los voltajes de red; asimismo se consideró que los voltajes trifásicos están balanceados. Se retoman entonces las ecuaciones en  $dq$  de este circuito de CA:

$$v_{td} = -R_f i_{fd} - L_f \frac{d i_{fd}}{dt} + \omega_f L_f i_{fq} + v_{gd} \quad (110)$$

$$v_{tq} = -R_f i_{fq} - L_f \frac{d i_{fq}}{dt} - \omega_f L_f i_{fd} + v_{gq} \quad (111)$$

Para el lazo interno, las variables manipuladas son los voltajes en terminales del GSC ( $v_{td,q}$ ) y las variables controladas las corrientes del filtro ( $i_{fd,q}$ ). De ( 110 ) y ( 111 ) se distinguen los subsistemas lineales que se escriben en ( 112 ) y ( 113 ), respectivamente,

$$v_{tdpi} = R_f i_{fd} + L_f \frac{d i_{fd}}{dt} \quad (112)$$

$$v_{tqpi} = R_f i_{fq} + L_f \frac{d i_{fq}}{dt} \quad (113)$$

así como los términos cruzados y adicionales  $i_{fq}$  y  $v_{gd}$  en ( 110 ), e  $i_{fd}$  y  $v_{gq}$  en ( 111 ); los cuales se tratarán como términos de compensación o de desacoplo en el esquema de control. Así, en analogía con el lazo interno del RSC tratado previamente, las ecuaciones ( 110 ) y ( 111 ) se pueden re-escribir como sigue:

$$v_{td}^* = -v_{tdpi} + \omega_g L_f i_{fq} + v_{gd} \quad (114)$$

$$v_{tq}^* = -v_{tqpi} - \omega_g L_f i_{fd} \quad (115)$$

en donde, dado que el marco de referencia seleccionado es el voltaje de red, entonces se sustituye  $\omega_f = \omega_g$ , además, se asume que  $v_{sd} = v_{gd}$  y por lo tanto,  $v_{gq} = 0$ .

Así, las ecuaciones ( 114 ) y ( 115 ) se utilizan para generar los valores deseados del voltaje  $dq$  en las terminales del GSC, en donde cada uno de estos voltajes está conformado por una componente  $v_{tdpi}$  o  $v_{tqpi}$ , provista por un correspondiente controlador (en este caso un PI) y términos de desacoplo. De igual manera que para el lazo interno del RSC, aquí las componentes  $v_{tdpi}$  o  $v_{tqpi}$  se pueden generar a partir de un respectivo controlador lineal dado que la planta para el diseño de estos controles es una ecuación lineal de primer orden, ver ecuaciones ( 112 ) y ( 113 ). La selección de un controlador PI es porque no se requiere de un control complejo, pues aquí no se trata de una linealización en sí, sino de un desacoplo; y la inclusión de una parte integral es para eliminar el error en estado estable.

El esquema de control se diseña a partir de estas cuatro últimas ecuaciones mostradas y su diagrama a bloques se muestra en la Figura 23.

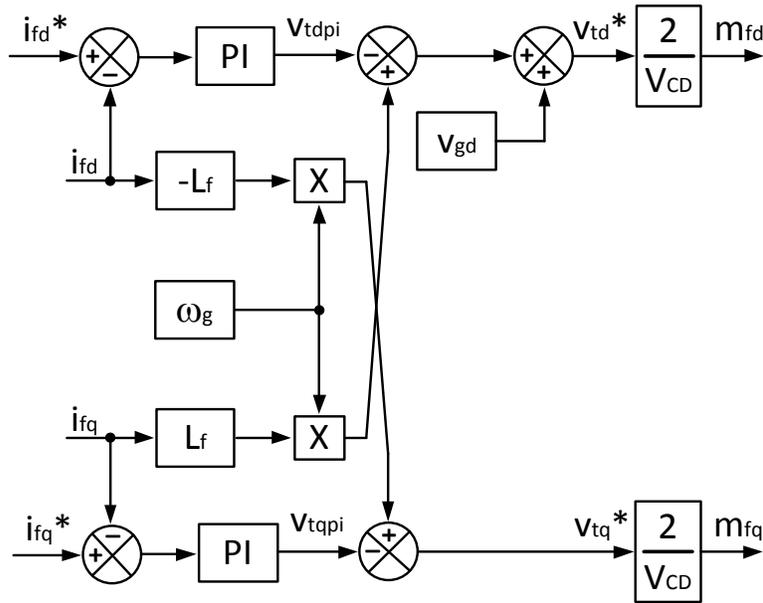


Figura 23. Diagrama de bloques del lazo interno del controlador del GSC

De la misma manera que para el lazo interno del controlador RSC, es necesario escalar las señales de salida proporcionadas por el controlador del GSC para que puedan ser procesadas por el bloque SPWM. La señal de salida después de ser escalada es una señal moduladora que ya puede ser la entrada del SPWM.

### Sintonización del PI del lazo interno

Para sintonizar el compensador se le aplica la transformada de Laplace a ( 112 ) y ( 113 ) y se obtiene la función de transferencia:

$$G(s) = \frac{I_{fd}}{V_{fdpi}} = \frac{I_{fq}}{V_{fqpi}} = \frac{1}{sL_f + R_f} \quad ( 116 )$$

El diagrama de bloques del lazo del compensador y la planta del lazo interno del GSC se muestra en la Figura 24.

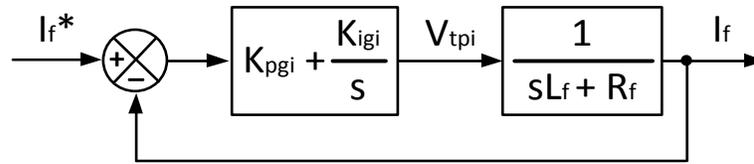


Figura 24. Lazo del compensador-planta del lazo interno del GSC

La ecuación ( 116 ) tiene la misma forma que la función de transferencia ( 68 ) y el compensador está expresado de la misma manera que el del RSC. Por lo tanto, para encontrar los valores de las constantes proporcional e integral, así como para la sintonización del compensador del lazo interno del GSC se utilizará el mismo procedimiento que para el compensador del RSC. La función de transferencia de lazo cerrado del compensador-planta mostrada en ( 117 ), es de segundo orden y es semejante a la de la ecuación ( 70 ).

$$\frac{I_f(s)}{I_f^*(s)} = \frac{\frac{K_{pgi}}{L_f} s + \frac{K_{igi}}{L_f}}{s^2 + \frac{R_f + K_{pgi}}{L_f} s + \frac{K_{igi}}{L_f}} \quad ( 117 )$$

Las igualdades para las constantes  $K_{pgi}$  y  $K_{igi}$ :

$$K_{pgi} = 2\xi\omega_n L_f - R_f \quad ( 118 )$$

$$K_{igi} = L_f \omega_n^2 \quad ( 119 )$$

Los datos de diseño para la sintonización del compensador son los siguientes:

$$\omega_n = 2\pi * 120 \text{ rad/s} \quad (120)$$

$$\xi = 0.95 \quad (121)$$

$$L_f = 15 \text{ mH} \quad (122)$$

$$R_f = 0.1 \Omega \quad (123)$$

Las constantes proporcional e integral resultan:

$$K_{pgi} = 21.3885 \quad (124)$$

$$K_{igi} = 8527.3382 \quad (125)$$

Los datos de diseño se eligieron considerando algunos aspectos importantes del funcionamiento del convertidor. La frecuencia natural se eligió de un valor menor a la frecuencia del PLL pero mayor a la frecuencia del lazo de control del RSC, se hizo de esta manera debido a que si el RSC demanda corriente con cambios más rápidos de lo que el GSC puede satisfacer, el bus de CD se podría descargar o sobrecargar dependiendo de la velocidad de operación. Es importante que el lazo interno del controlador del GSC responda como mínimo de cuatro a cinco veces más rápido que el lazo del RSC para asegurar la correcta operación del convertidor.

El factor de amortiguamiento se eligió de un valor elevado para disminuir las oscilaciones.

Con este controlador, los polos del sistema en lazo cerrado dado en ( 117 ) se ubican en  $-716.3, \pm 235.4i$  y un cero en  $-399$ . Se concluye que el compensador del lazo interno es estable ya que los polos tienen componente real negativa. De la misma manera que en el controlador del RSC, el efecto del cero (a una frecuencia más baja que la frecuencia de los polos) se va a cancelar debido a la acción de los polos, provocando nuevamente una pendiente de  $-20 \text{ dB/dec}$  en la gráfica de Bode de magnitud.

En la Figura 25 se muestra la respuesta de la corriente del controlador PI ante una entrada escalón unitario. Si se compara con la respuesta mostrada en la Figura 20, que es la respuesta del PI del lazo del rotor, el lazo interno del GSC es alrededor de diez veces más rápido que el RSC, lo cual es un buen indicio para el buen funcionamiento del convertidor B2B.

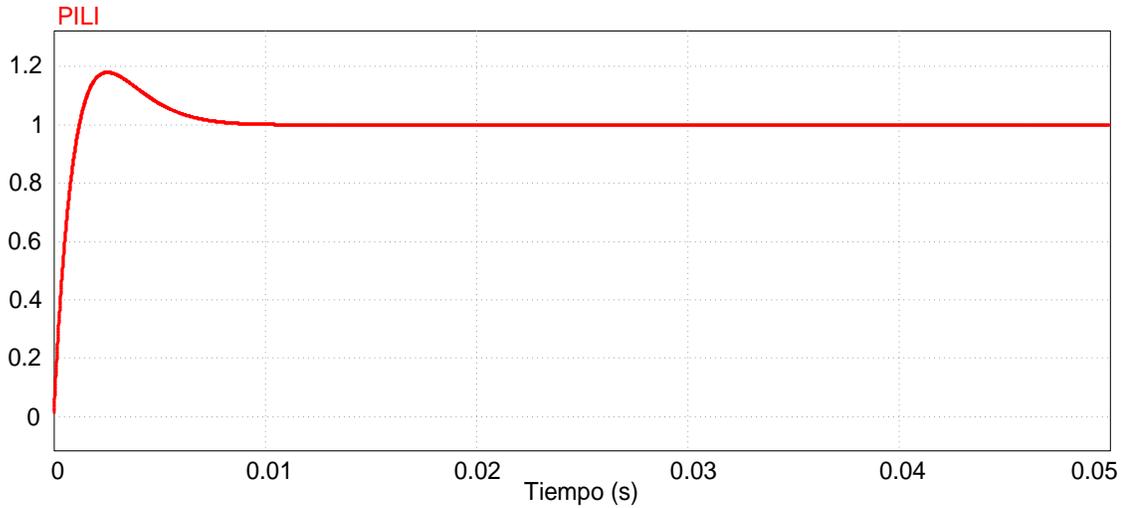


Figura 25. Respuesta del PI del Lazo Interno del GSC ante un escalón unitario

### 3.3.2 Lazo externo de control del GSC

El lazo externo es el encargado de generar los valores de referencia de corriente para el lazo interno a partir de los valores del voltaje del bus CD y de la potencia reactiva deseada. Se parte del análisis del flujo de potencias entre el GSC, el bus de CD y el RSC. Para este lazo se toma en cuenta el lado del circuito de CD y las ecuaciones de las potencias del GSC en el marco de referencia  $dq$ , las cuales están regidas por las siguientes expresiones:

$$P_{GSC} = \frac{3}{2} (v_{td}i_{fd} + v_{tq}i_{fq}) \quad (126)$$

$$Q_{GSC} = \frac{3}{2} (v_{tq}i_{fd} - v_{td}i_{fq}) \quad (127)$$

Como el marco de referencia está orientado al voltaje de red y en este punto se asume que la caída de voltaje en el filtro es muy baja, entonces  $v_{td} = v_{gd}$  y  $v_{tq} = 0$ . Se sustituyen estos parámetros en ( 126 ) y ( 127 ):

$$P_{GSC} = \frac{3}{2} (v_{gd}i_{fd}) \quad (128)$$

$$Q_{GSC} = \frac{3}{2} (-v_{gd}i_{fq}) \quad (129)$$

De ( 128 ) y ( 129 ) se observa que para controlar la potencia activa se tiene que manipular  $i_{fd}$ , mientras que para la reactiva  $i_{fq}$ . Por lo tanto, con la ecuación ( 130 ) se cumple uno de los objetivos de control, que es el de generar la referencia de corriente mediante una referencia de potencia reactiva.

De esta manera se regula la potencia reactiva que procesa el convertidor.

$$i_{fq}^* = -\frac{2}{3V_{gd}} Q_{GSC}^* \quad (130)$$

En el capítulo dos se abordó la obtención del modelo de la parte de CA con la que interactúa el GSC. Sin embargo, no se mencionó nada acerca de la parte de CD, la cual también es necesaria para diseñar el controlador puesto que uno de sus objetivos es regular el voltaje en el bus de CD en un valor ya dimensionado. En la Figura 26 se muestra el GSC, su conexión con el bus de CD, las terminales trifásicas y el flujo de las corrientes de CA y de CD.

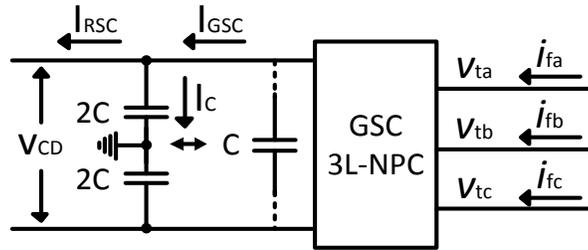


Figura 26. Circuito del GSC para obtener modelo de parte de CD

Para deducir las ecuaciones de la parte de CD es necesario considerar que el convertidor GSC tiene elementos ideales que no generan pérdidas y que la potencia trifásica es la misma que la potencia en el bus de CD. También se va a hacer uso de la equivalencia entre los capacitores del bus de CD en un 3L-NPC con el capacitor del 2L. Todas las ecuaciones obtenidas a partir de este punto considerarán el bus de CD con un solo capacitor de valor C. Para obtener una expresión que relacione las corrientes con el voltaje del bus de CD se iguala la potencia de CD con la potencia de CA del GSC, recordando que la potencia de CD es voltaje por corriente, mientras que la trifásica en  $dq$  se expresó en ( 16 ):

$$V_{CD} I_{GSC} = \frac{3}{2} (v_{td} i_{fd} + v_{tq} i_{fq}) \quad (131)$$

Como se mencionó en el capítulo dos, el voltaje en terminales de un convertidor 3L-NPC está dado de igual manera que para un convertidor 2L si se utiliza una modulación senoidal. Esto se mostró en la ecuación ( 2 ), retomada a continuación:

$$v_t = \left( \frac{V_{CD}}{2} \right) m \quad (132)$$

En forma matricial ( 131 ) y ( 132 ) pueden escribirse como:

$$V_{CD} I_{GSC} = \frac{3}{2} [i_{fd} \quad i_{fq}] \begin{bmatrix} v_{td} \\ v_{tq} \end{bmatrix} \quad (133)$$

$$\begin{bmatrix} v_{td} \\ v_{tq} \end{bmatrix} = \left( \frac{V_{CD}}{2} \right) \begin{bmatrix} m_{fd} \\ m_{fq} \end{bmatrix} \quad (134)$$

Sustituyendo ( 134 ) en ( 133 ) y despejando para  $I_{GSC}$  se obtiene:

$$I_{GSC} = \frac{3}{4} (i_{fd}m_{fd} + i_{fq}m_{fq}) \quad (135)$$

La ecuación ( 135 ) relaciona la corriente del GSC en el bus de CD con las corrientes en las terminales trifásicas dependiendo del índice de modulación.

De la misma manera, se iguala la potencia de CD con la potencia de CA del RSC quedando la siguiente relación:

$$V_{CD}I_{RSC} = \frac{3}{2} (v_{rd}i_{rd} + v_{rq}i_{rq}) \quad (136)$$

Despejando  $I_{RSC}$ :

$$I_{RSC} = \frac{3}{2} \frac{(v_{rd}i_{rd} + v_{rq}i_{rq})}{V_{CD}} \quad (137)$$

Como  $\begin{bmatrix} v_{td} \\ v_{tq} \end{bmatrix} = \left( \frac{V_{CD}}{2} \right) \begin{bmatrix} m_{fd} \\ m_{fq} \end{bmatrix}$  y  $v_{tq} = 0$ , entonces  $v_{td} = v_{gd} = \left( \frac{V_{CD}}{2} \right) m_{fd}$ , y por lo tanto  $\frac{1}{V_{CD}} = \frac{m_{fd}}{2v_{gd}}$ . Sustituyendo esta igualdad en ( 137 ):

$$I_{RSC} = \frac{3}{4} \frac{(v_{rd}i_{rd} + v_{rq}i_{rq})}{v_{gd}} m_{fd} \quad (138)$$

Por otro lado, se aplica la ecuación de nodos para las corrientes RSC, GSC y corriente del capacitor en la parte de CD de la Figura 26.

$$I_{GSC} = I_C + I_{RSC} \quad (139)$$

Donde la corriente de un capacitor está dada por:

$$I_C = C \frac{dV_{CD}}{dt} \quad (140)$$

Sustituyendo ( 135 ), ( 138 ) y ( 140 ) en ( 139 ) queda la siguiente relación:

$$\frac{3}{4} (i_{fd}m_{fd} + i_{fq}m_{fq}) = C \frac{dV_{CD}}{dt} + \frac{3}{4} \frac{(v_{rd}i_{rd} + v_{rq}i_{rq})}{v_{gd}} m_{fd} \quad (141)$$

Recordando, la variable controlada es  $V_{CD}$ , mientras que la manipulada es  $i_{fd}$ . De ( 141 ) se despeja entonces  $i_{fd}$ :

$$i_{fd} = \frac{4}{3} \frac{C}{m_{fd}} \frac{d V_{CD}}{dt} + \frac{v_{rd}i_{rd} + v_{rq}i_{rq}}{v_{gd}} - \frac{i_{fq}m_{fq}}{m_{fd}} \quad (142)$$

Por último, se sustituye el término de la variable controlada por un término auxiliar, el cual será producido por un controlador PI:

$$i_{fdpi} = \frac{4}{3} \frac{C}{m_{fd}} \frac{d V_{CD}}{dt} \quad (143)$$

Resultando:

$$i_{fd}^* = i_{fdpi} + \frac{v_{rd}i_{rd} + v_{rq}i_{rq}}{v_{gd}} - \frac{i_{fq}m_{fq}}{m_{fd}} \quad (144)$$

Con ( 130 ), ( 143 ) y ( 144 ) se diseña el lazo externo del controlador, el cual se muestra en la Figura 27.

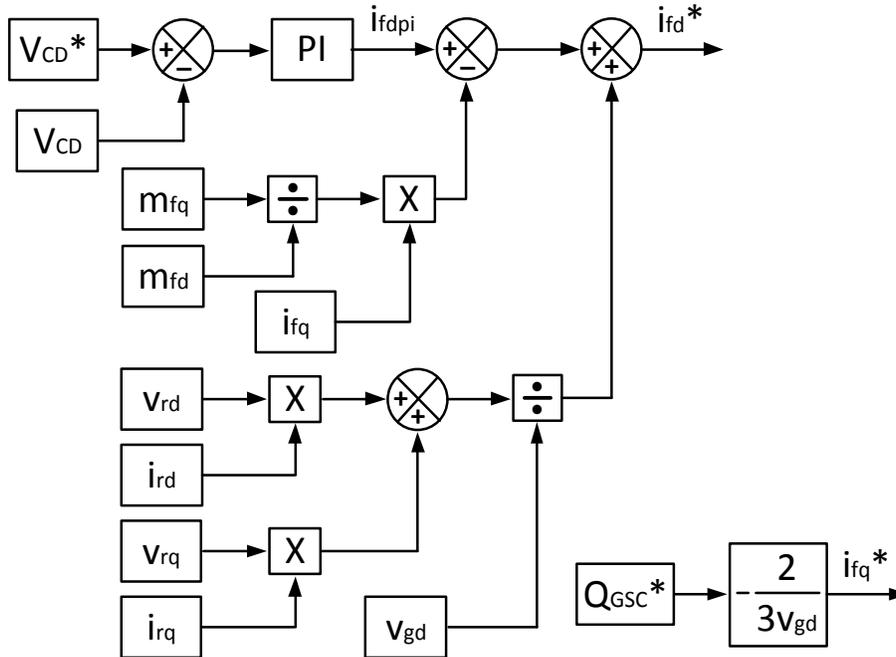


Figura 27. Diagrama de bloques del lazo externo del controlador del GSC

### Sintonización del PI del lazo externo

En la Figura 28 se muestra el diagrama de bloques del lazo del controlador del voltaje del bus de CD, el cual fue obtenido a partir del diagrama de bloques de la Figura 27, del compensador-planta del lazo interno mostrado en la Figura 24 y las ecuaciones ( 135 ), ( 139 ) y ( 140 ). Para obtener la función de transferencia de este lazo de control se debe considerar que el lazo interno responde más rápido que el lazo externo, por lo tanto:

$$i_{fd}^* = i_{fd} \quad (145)$$

Se sustituye ( 142 ) y ( 144 ) en ( 145 ):

$$i_{fdpi} + \frac{v_{rd}i_{rd} + v_{rq}i_{rq}}{v_{gd}} - \frac{i_{fq}m_{fq}}{m_{fd}} = \frac{4}{3} \frac{C}{m_{fd}} \frac{dV_{CD}}{dt} + \frac{v_{rd}i_{rd} + v_{rq}i_{rq}}{v_{gd}} - \frac{i_{fq}m_{fq}}{m_{fd}} \quad (146)$$

En la ecuación anterior se observa que los términos de compensación se cancelan quedando únicamente una relación igual a la de ( 143 ). De la misma manera, en la Figura 28 se puede verificar lo sucedido en ( 146 ), los términos de los recuadros rojos se cancelan entre ellos de la misma manera que lo hacen los de los recuadros azules.

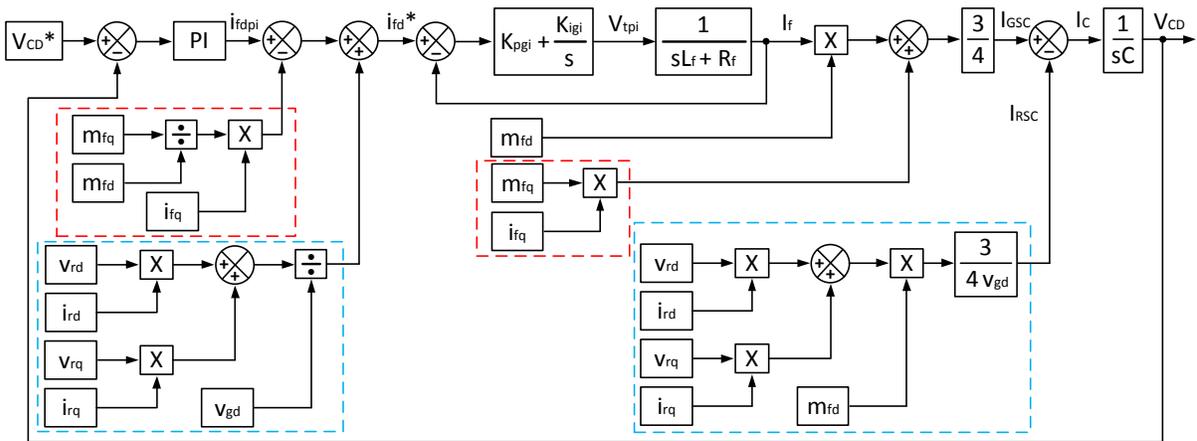


Figura 28. Diagrama de bloques del lazo externo del GSC

Gracias a la cancelación de los términos de compensación, es posible simplificar el diagrama de bloques de la Figura 28 al mostrado en la Figura 29 para obtener la función de transferencia del controlador.

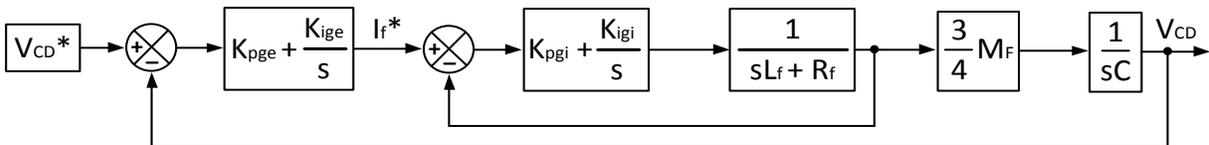


Figura 29. Diagrama de bloques del controlador-planta del lazo externo

Se retoma la ecuación ( 143 ) y se le aplica la transformada de Laplace:

$$I_{fdpi}(s) = \frac{4}{3} \frac{sC}{M_{fd}} V_{CD}^*(s) \quad (147)$$

Se tiene entonces que la función de transferencia del controlador del lazo externo es:

$$\frac{V_{CD}^*(s)}{I_{fdpi}(s)} = \frac{3}{4} \frac{M_{fd}}{Cs} \quad (148)$$

Una vez que se conectan en serie los dos lazos, la función de transferencia del controlador vista desde la salida del compensador hasta el voltaje del bus de CD se muestra en ( 149 ).

$$\frac{V_{CD}^*(s)}{I_{fd}^*(s)} = \frac{\frac{K_{pge}}{L_f} s + \frac{K_{ige}}{L_f}}{s^2 + \frac{K_{pge} + R_f}{L_f} s + \frac{K_{ige}}{L_f}} * \frac{3}{4} \frac{M_f}{Cs} \quad (149)$$

Para este compensador se tiene que cuidar el tiempo de respuesta del lazo interno. Es necesario que el lazo interno sea más rápido que el lazo externo para que sea capaz de responder ante las variaciones en el voltaje del bus de CD.

La sintonización de este compensador se realizó en Simulink para observar el tiempo de respuesta, el seguimiento de la referencia y el sobretiro. Es importante cuidar el sobretiro máximo debido a que en el sistema físico no se pueden sobrepasar ciertos valores máximos para no dañar los dispositivos.

Los parámetros de diseño para sintonizar este compensador son  $L_f$  y  $R_f$ , utilizados en la sintonización del lazo interno, el índice de modulación seleccionado  $M_f = 0.6$  y la capacitancia. En este caso se está considerando el bus de CD con un solo capacitor (como si se tratara de un 2L-B2B), y por lo tanto la capacitancia tiene que ser la mitad del valor utilizado para el 3L-NPC, esto es  $C = 1.1$  mF.

Con estos valores, una vez realizada la sintonización de ( 149 ) en Simulink, los valores para las constantes proporcional e integral son:

$$K_{pge} = 0.43245 \quad (150)$$

$$K_{ige} = 9.42743 \quad (151)$$

Este compensador tiene dos polos conjugados en  $-17.7, \pm 17.7i$ , un polo en el origen y un cero más negativo que los polos complejos.

El desempeño del compensador del lazo externo se muestra en la Figura 30, en ésta se observa el seguimiento de la referencia del voltaje del bus de CD por parte del controlador.

Como se mencionó que el lazo externo genera la referencia de corriente para el lazo interno, es pertinente observar el esfuerzo máximo de corriente que el lazo externo está mandando

al lazo interno debido a que en el prototipo físico se tiene que asegurar que los dispositivos cumplan con los requerimientos mínimos. En la Figura 31 se muestra esta corriente, la cual tiene un valor elevado que se tendrá que considerar para el dimensionamiento del inversor.

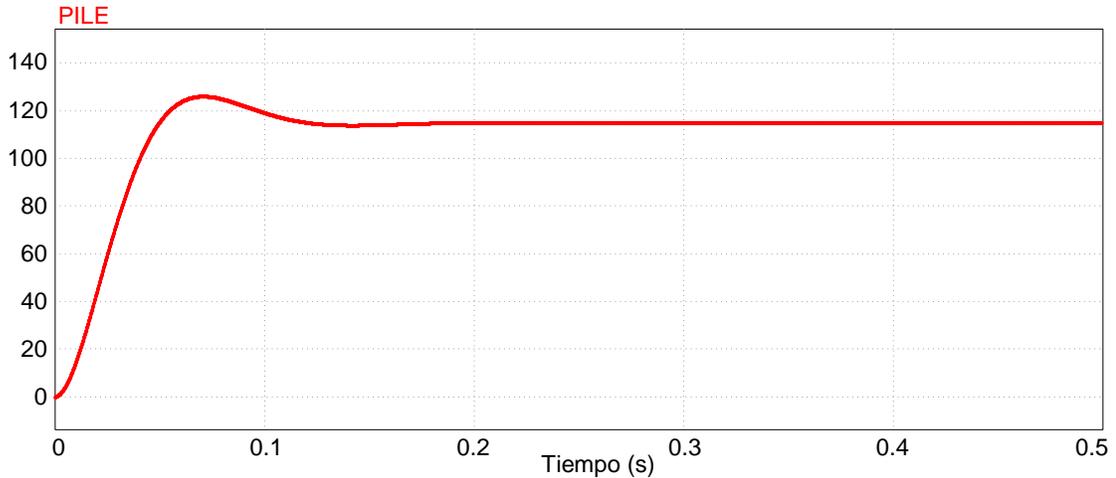


Figura 30. Controlador para la regulación del bus de CD

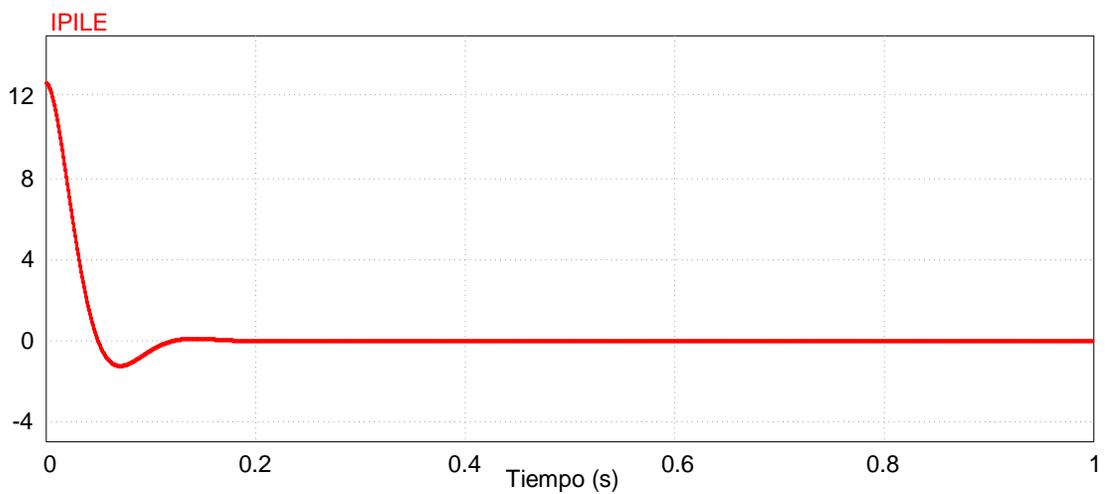


Figura 31. Corriente del controlador

Las respuestas en frecuencia de los controladores del RSC y del GSC se muestran en la Figura 32. Se observa que el ancho de banda del lazo interno del GSC es de 287 Hz. El lazo de control del bus de CD tiene un ancho de banda de 20.7 Hz y el controlador del RSC de 22.7 Hz. Estos anchos de banda no coinciden con las frecuencias a las que fueron sintonizados los compensadores de los lazos internos del RSC ni del GSC debido al efecto que tienen los ceros en las funciones de transferencia. Sin embargo, como las constantes proporcional e integral son positivas y se cumple que  $K_p$  es menor que  $K_i$ , el cero se va a una frecuencia baja y su efecto es cancelado casi de inmediato por los polos, haciendo que se aumente un poco el ancho de banda de los controladores. Esto se puede corroborar en la gráfica de Bode de magnitud.

Con estas relaciones se asegura un buen funcionamiento de parte del convertidor debido a que el GSC va a ser capaz de proveer la corriente demandada por el DFIG sin provocar la descarga o sobrecarga del bus de CD.

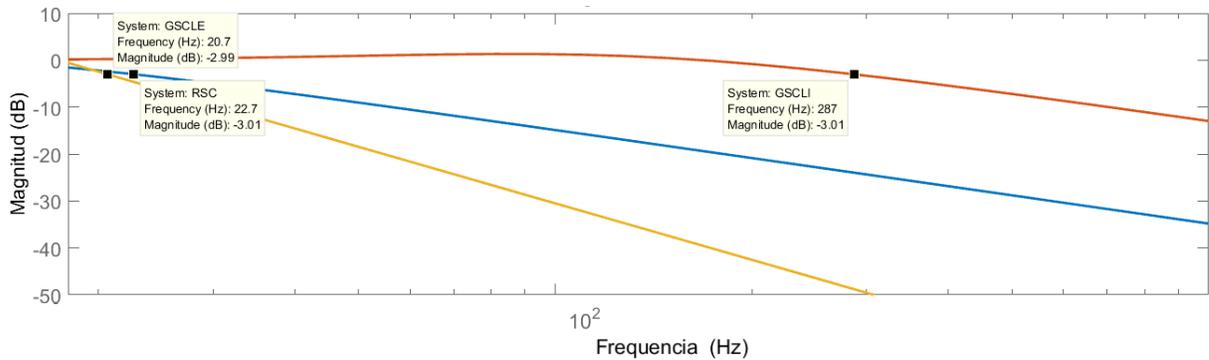


Figura 32. Diagrama de Bode de magnitud de los controladores del RSC y del GSC

### 3.4 Modulación PWM

El esquema de control diseñado para los convertidores está integrado por dos partes principales, las cuales son: los propios controladores y las modulaciones. Las señales de entrada para cada uno de los controladores son las referencias de los objetivos de control, mientras que las de salida son los voltajes en  $dq$  deseados en la salida del convertidor. No obstante, para que el convertidor pueda sintetizar los voltajes comandados por el controlador, son necesarias las señales de encendido y apagado para los interruptores. Esto se logra mediante una técnica de modulación. Cabe hacer la observación de que la modulación es independiente al controlador y por ende, a los objetivos de control de cada uno de estos. Lo que la modulación hace es únicamente indicar qué, cuándo y por cuánto tiempo se enciende cada interruptor del convertidor dependiendo de las señales de comando del controlador.

Existen distintos tipos de esquemas de modulación y cada uno de estos tiene características propias que los hacen mejor para un tipo de aplicación. De acuerdo con [40], las técnicas de modulación aplicables al convertidor 3L-NPC son: la modulación vectorial (*Space Vector Modulation: SVM*), la eliminación selectiva de armónicos (*Selective Harmonic Elimination: SHE*) y la modulación senoidal por ancho de pulsos (*Sinusoidal Pulse Width Modulation: SPWM*). Sin embargo, la más recomendable para el 3L-NPC es la SPWM, con la cual se va a trabajar en esta tesis.

En el capítulo uno se mostró el esquema SPWM para el 3L-NPC y se mencionó que éste consta de una señal senoidal que se compara con dos portadoras; la portadora positiva controla el encendido y apagado de los interruptores superiores para generar los voltajes positivos, mientras que la portadora negativa controla los interruptores inferiores para los voltajes negativos, esto para una rama. Como el esquema de modulación para el 3L-NPC

requiere dos portadoras, es posible hacer distintos arreglos dependiendo del desfase entre ellas. De acuerdo con [22], dependiendo del arreglo de las portadoras, la cantidad de distorsión armónica que genera el 3L-NPC va a ser distinto.

Debido a que la modulación afecta en el “cómo” el convertidor sintetiza la forma de onda, dentro del estudio de la técnica de modulación es importante observar el comportamiento del convertidor para cuantificar el impacto que tiene ésta en cuanto a la generación de distorsión armónica de voltaje en terminales y por ende en la distorsión armónica de corriente en diversos puntos del WECS, especialmente en las corrientes de red ya que existen diversas normas que limitan la cantidad de armónicos que un sistema interconectado puede inyectar a red.

De la misma manera que con el convertidor, se tiene que poner especial atención en la técnica de modulación a emplear porque cada una de éstas presenta particularidades que pueden beneficiar o empeorar la operación del convertidor, en este sentido aquí se explora la SPWM con dos arreglos de portadoras que son viables para el 3L-NPC.

### Modulación SPWM-PD

El primer esquema de modulación utilizado para el 3L-NPC-B2B es el SPWM con arreglo de portadoras en disposición de fase, el cual se muestra en la Figura 33. Esta modulación tiene la característica de que ambas portadoras (positiva y negativa) presentan sus flancos de subida y bajada en el mismo instante, es decir, llevan la misma fase. De la Figura 33 se observa que la portadora positiva genera las señales para los interruptores  $S_1$  y  $S_{1C}$ , los cuales son complementarios, mientras que la portadora negativa las genera para  $S_2$  y  $S_{2C}$ . Los voltajes positivos en el 3L-NPC se generan encendiendo  $S_1$  y  $S_2$ , y los negativos cuando se encienden  $S_{1C}$  y  $S_{2C}$ .

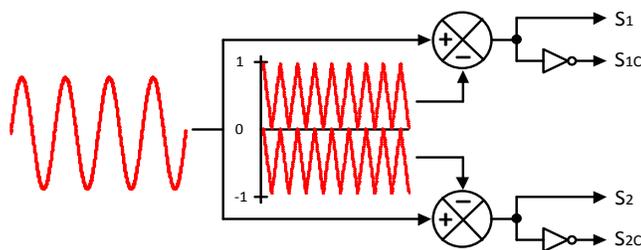


Figura 33. SPWM con arreglo de portadoras en disposición de fase

### Modulación SPWM-POD

En la Figura 34 se muestra el SPWM con un arreglo de portadoras en disposición opuesta de fase. En esta configuración las portadoras van desfasadas  $180^\circ$  entre sí, lo cual significa que sus flancos de subida y bajada van alternados, mientras una portadora presenta pendiente

positiva, la otra tiene pendiente negativa y viceversa. La manera en que se mandan las señales a los interruptores es igual al SPWM-PD.

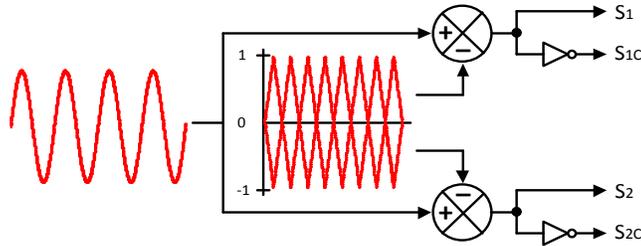


Figura 34. SPWM con arreglo de portadoras en disposición opuesta de fase

Se tiene que recordar que las señales de salida de los controladores son los voltajes en  $dq$  y que posteriormente se escalaron para obtener las señales moduladoras necesarias para el bloque SPWM. No obstante, las señales moduladoras que entrega el convertidor también están en el marco de referencia  $dq$ . En las figuras anteriores se observa que la moduladora tiene que ser una señal senoidal. Es por esto que se requiere de un bloque de conversión  $dq0-abc$  como interfaz entre el controlador y el SPWM para generar las señales senoidales trifásicas necesarias para cada uno de los convertidores.

Con esto ya se tiene el esquema de control completo para cada uno de los dos convertidores y ahora se puede proceder con las simulaciones para corroborar el funcionamiento de estos en el WECS interconectado a red.

## Capítulo 4. Pruebas de simulación del sistema de control del WECS caso de estudio

Este capítulo tiene como propósito mostrar el comportamiento de algunas variables del WECS con el fin de evaluar el desempeño de los controladores diseñados. Aquí se muestra la simulación del WECS y se describe el proceso de encendido e interconexión del WECS con la red. Asimismo se presentan las características de la simulación realizada en PSIM.

Los circuitos del WECS (sistema de potencia, PLL y transformaciones  $abc-dq0$ ), del esquema de control del GSC y del RSC simulados en PSIM se muestran en la Figura 35, Figura 36 y Figura 37, respectivamente. Cabe mencionar que los circuitos simulados de los controladores contienen interruptores y multiplexores debido a que se trató de que la simulación fuera lo más parecido a la secuencia de encendido del prototipo físico. Los interruptores se agregaron para conectar el GSC con la red, el RSC con el rotor y el estator con la red. Los multiplexores se agregaron para decidir en qué momento encender cada controlador.

A partir de la simulación realizada se presenta el comportamiento de algunas variables para verificar el funcionamiento y el cumplimiento de los objetivos de control por parte de los controladores diseñados. Se utilizó una sola simulación que involucra todas las etapas de la operación del WECS para evaluar cada uno de los controladores. Sin embargo, antes de presentar las condiciones bajo las que se realizó la simulación y los resultados obtenidos, es necesario explicar el procedimiento de encendido e interconexión del WECS con la red.

- Paro: el sistema se encuentra desenergizado; los controladores están apagados, los interruptores que conectan el GSC con la red (TS1), el RSC con el rotor (TS2) y el DFIG con la red (TS3), están abiertos y la velocidad del viento no es suficiente para mover la turbina, por lo tanto el rotor del DFIG no está girando.
- Arranque: la velocidad del viento alcanza la velocidad mínima sub-síncrona requerida para generar energía, la cual se decidió que iba a ser del 30% de la velocidad síncrona de la máquina, lo que resulta en  $264 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ .
- Regulación del bus de CD: mediante fuentes externas se precarga el bus de CD al valor nominal de 114 V, se procede a cerrar el interruptor TS1 y se activa el control del GSC para que mantenga regulado el voltaje en el bus de CD.
- Sincronización: una vez que el voltaje del bus de CD se mantenga estable, se cierra el interruptor TS2. Posteriormente se activa el control del RSC con las referencias de potencia igual a cero para que el convertidor únicamente genere la corriente de magnetización provocando que el voltaje en el estator del DFIG se sincronice con el voltaje de red.
- Conexión: una vez que se asegure que los voltajes del DFIG son iguales a los voltajes de red en cuanto a amplitud, frecuencia, fase y secuencia de giro, se procede a cerrar el

interruptor TS3. Las referencias de potencia en el controlador del RSC se mantienen en cero: no se inyecta potencia a la red.

- Generación a velocidad sub-síncrona: una vez que el WECS está interconectado a red se tienen que cambiar las referencias de potencia. Es recomendable aumentarlas de manera gradual para que la corriente no presente picos elevados y que los esfuerzos no sean tan demandantes para el controlador. En este caso la potencia procesada por el convertidor B2B tiene un flujo que va de la red hacia el rotor del DFIG, es decir, se absorbe potencia de la red, por lo tanto, la potencia inyectada a la red es la potencia del DFIG menos la procesada por el convertidor B2B.

Las referencias de potencia inyectada a la red se cambian dependiendo de la velocidad del DFIG y de la demanda que solicite la red.

- Generación a velocidad súper-síncrona: el viento aumenta de velocidad y el rotor sobrepasa la velocidad síncrona. El flujo de la potencia procesada por el convertidor cambia de sentido, ahora se absorbe potencia del rotor del DFIG y se inyecta a la red. La potencia total inyectada a la red es la potencia del DFIG más la procesada por el convertidor B2B.

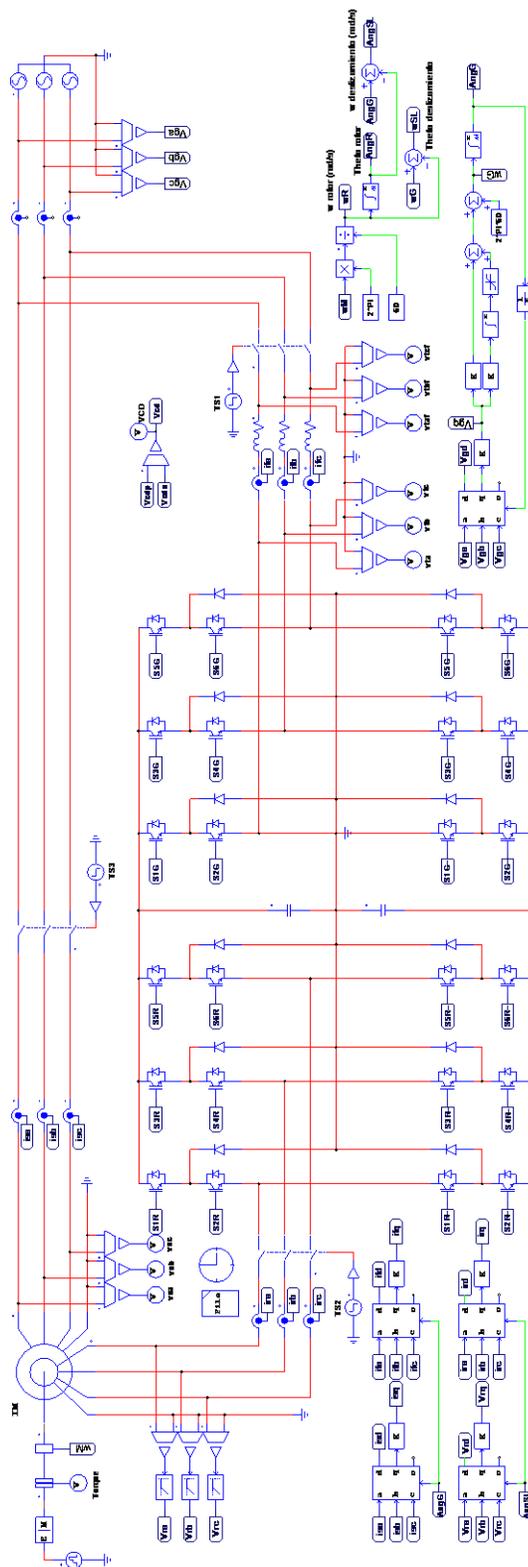


Figura 35. Circuito del WECS simulado en PSIM

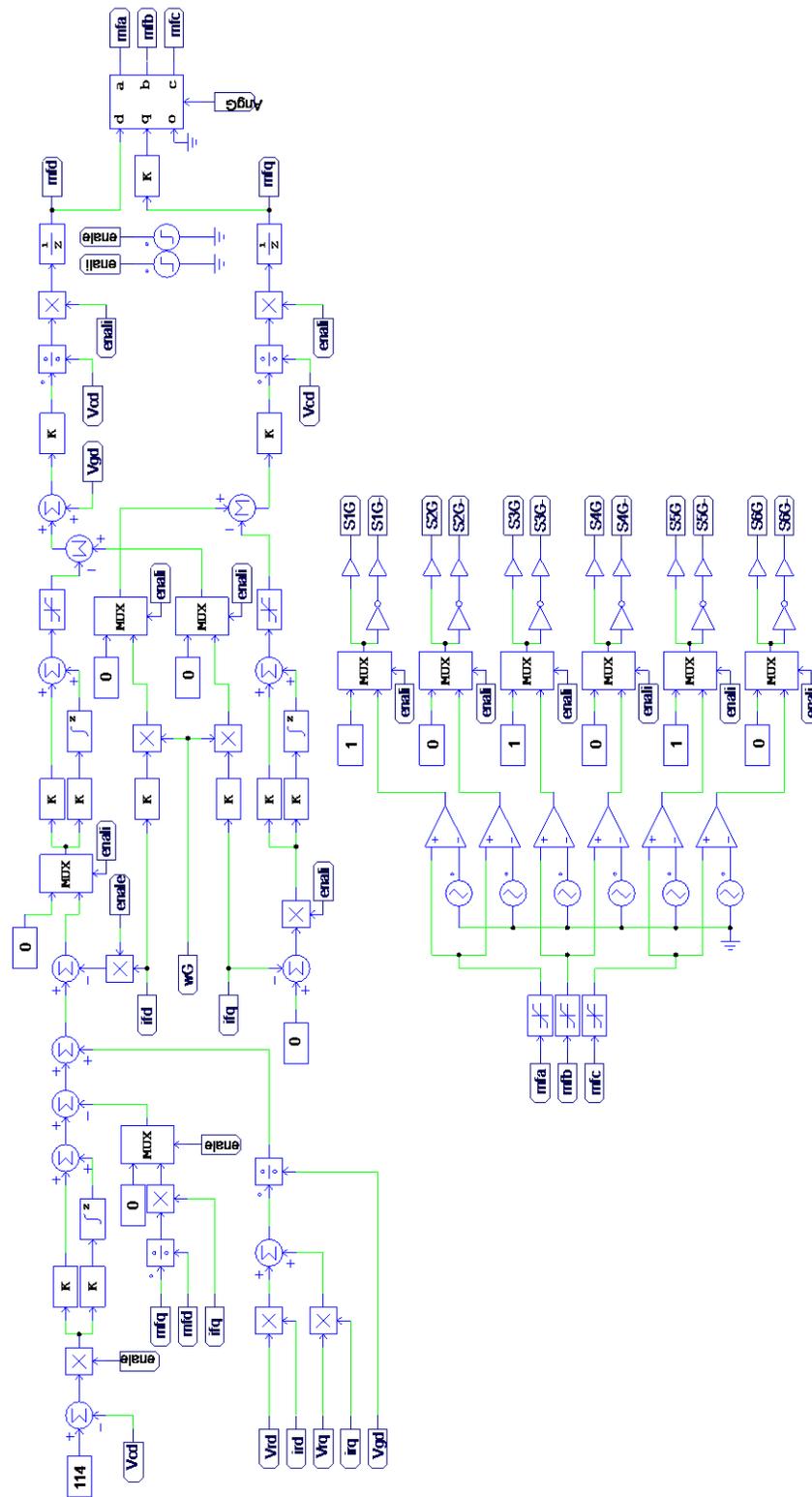


Figura 36. Esquema de control del GSC simulado en PSIM

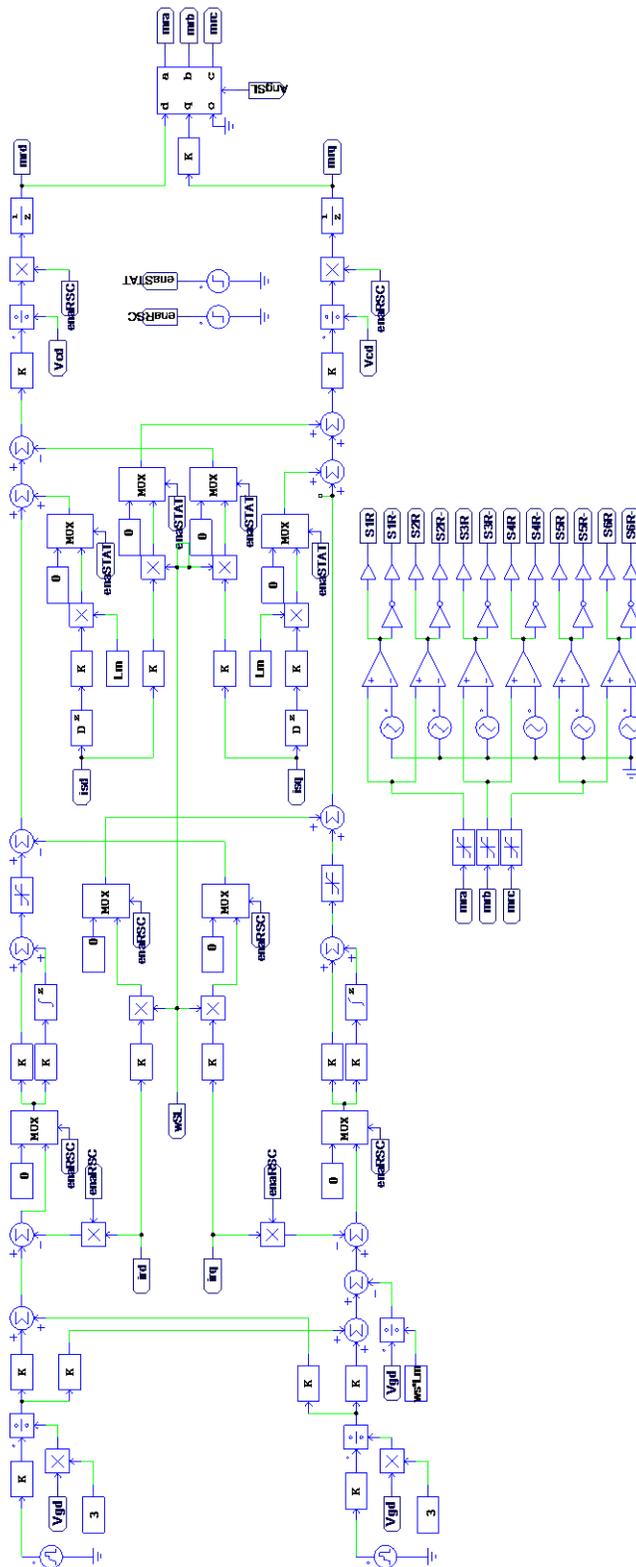


Figura 37. Esquema de control del RSC simulado en PSIM

Para la simulación se seguirá el proceso anterior para interconectar el WECS con la red. Se describen ahora las condiciones y los intervalos de tiempo en los que se realizó la simulación:

- Se utilizó SPWM-PD como técnica de modulación para ambos convertidores del B2B.
- En la generación, la velocidad sub-síncrona fue de  $264 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$  y la súper-síncrona  $490 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ .
- En  $t = 0 \text{ s}$  el bus de CD está precargado a 114 V, los tres interruptores están abiertos, no están activos los controladores, el DFIG está operando a velocidad sub síncrona con un deslizamiento de 0.3 y el WECS está desconectado de la red. Estas condiciones se mantienen hasta  $t = 0.02 \text{ s}$ .
- En  $t = 0.02 \text{ s}$  se cierra el interruptor que conecta el GSC con la red. El control del GSC continúa apagado hasta  $t = 0.05 \text{ s}$ .
- En  $t = 0.05 \text{ s}$  se enciende el lazo interno del controlador del GSC.
- En  $t = 0.08 \text{ s}$  se enciende el lazo externo, la referencia del voltaje de CD en el controlador del GSC es de 114 V y la de potencia reactiva es igual a cero.
- En  $t = 0.12 \text{ s}$  se cierra el interruptor de conexión del RSC con el rotor. El control del RSC se encuentra apagado.
- De  $t = 0.15 \text{ s}$  a  $t = 0.35 \text{ s}$  se activa el control del RSC con las referencias de potencia igual a cero. Permanece desactivada la parte del control que involucra los términos de compensación del estator debido a que no hay corriente de estator. Ocurre la sincronización.
- En  $t = 0.35 \text{ s}$  se enciende la parte del controlador del RSC que involucra los términos de compensación de la corriente de estator y al mismo tiempo se cierra el interruptor encargado de interconectar el DFIG con la red.
- De  $t = 0.4 \text{ s}$  a  $t = 0.45 \text{ s}$  se aumentan las referencias de potencia del control del RSC de manera gradual hasta alcanzar la potencia nominal. Se fijó la referencia de  $P = 373 \text{ W}$  y la de  $Q = 40 \text{ VAR}$ .
- De  $t = 0.45 \text{ s}$  a  $t = 0.95 \text{ s}$ , generación a velocidad sub síncrona, el convertidor B2B procesa un 30% de la potencia nominal del DFIG, la cual es absorbida por el rotor.
- De  $t = 0.95 \text{ s}$  a  $t = 1 \text{ s}$  se incrementa la velocidad del DFIG de manera suave, se pasa del modo de operación sub síncrono al modo de operación súper síncrono con un deslizamiento del 0.3.
- De  $t = 0.1 \text{ s}$  a  $t = 1.5 \text{ s}$ , generación a velocidad súper síncrona, el convertidor B2B procesa un 30% de la potencia nominal del DFIG, la cual es inyectada a la red.

Las gráficas mostradas en los apartados sucesivos siguen estos intervalos de tiempo.

## Regulación del bus de CD

En la Figura 38 se muestran las gráficas del voltaje del bus de CD, las corrientes que el GSC inyecta a la red y las señales moduladoras del GSC.

En la Figura 38 a) Se observa que el voltaje del bus de CD (rojo) se mantiene regulado en el valor deseado de 114 V. En  $t = 0.05$  s se enciende el lazo interno del controlador del GSC y el voltaje en el bus se incrementa. Sin embargo, en  $t = 0.08$  s se enciende el lazo externo y el control logra compensar la variación y estabilizar el voltaje. Después de  $t = 0.15$  s se activa el RSC y comienza el proceso de sincronización, y seguido a éste, se comienzan a aumentar las referencias de potencia. En este proceso se le comienza a exigir corriente al GSC, de manera que éste tiene que responder ante los cambios provocando oscilaciones en el voltaje. No obstante, el controlador del GSC atenúa las oscilaciones manteniendo regulado el bus. Por último, cuando sucede el cambio de operación de velocidad sub-síncrona a súper-síncrona ocurre un cambio en la secuencia de giro de las corrientes del rotor provocando nuevamente una demanda de corriente al GSC.

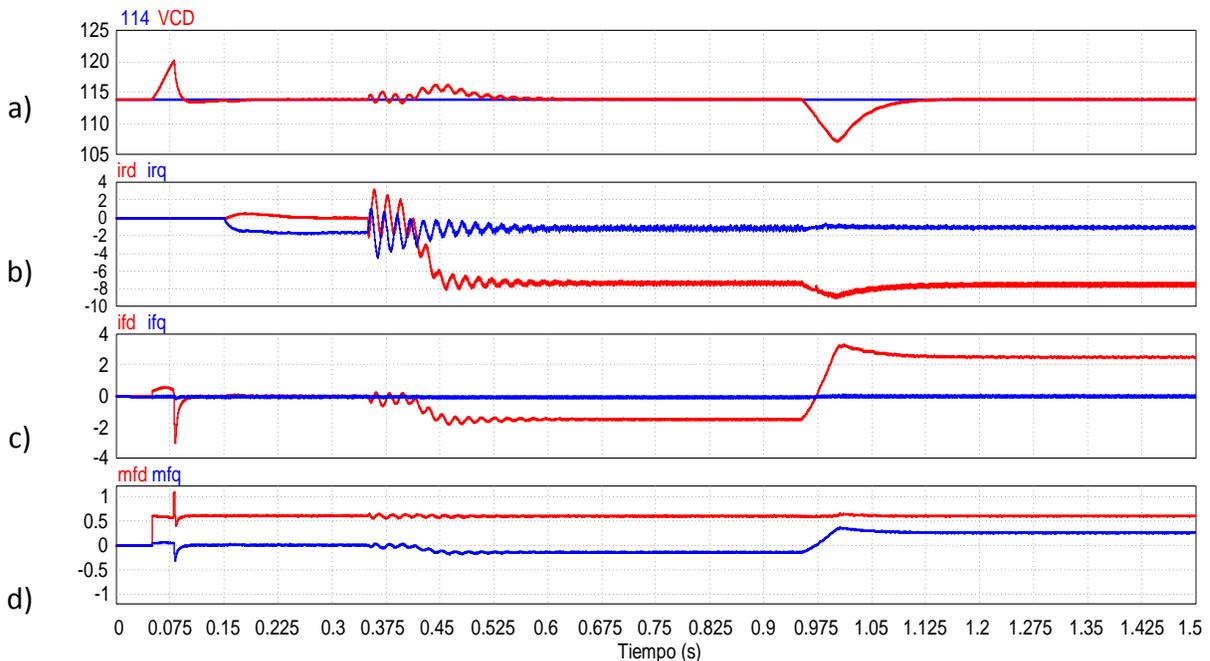


Figura 38. a) Voltaje en el bus de CD en Volts, b) Corrientes de rotor en Amperes, c) Corrientes a la salida del GSC en Amperes y d) Señales moduladoras del GSC

En la Figura 38 b) se muestran las corrientes de rotor en sus componentes  $d$  (rojo) y  $q$  (azul) para observar de mejor manera que cada vez que ocurre un cambio de magnitud en ellas, afectan en la estabilidad del bus de CD debido a que se le demandan picos de corriente al GSC.

En la Figura 38 c) se muestran las corrientes de salida del GSC en sus componentes  $dq$ . La componente  $d$  (rojo) presenta un transitorio debido a que el controlador comienza a regular

el voltaje del bus de CD. En estado estable se observa que primero es negativa y después adquiere un valor positivo, esto es debido a la dirección del flujo de la potencia activa que depende de la velocidad a la que está operando el DFIG. Por otra parte, la componente  $q$  (azul) se mantiene en cero en toda la operación, de manera que el controlador está cumpliendo con su objetivo de mantener en cero la potencia reactiva, logrando que el GSC esté operando con un factor de potencia unitario.

Por último, en la Figura 38 d) se muestran las señales moduladoras en  $dq$  del GSC, las cuales se mantienen en un rango de  $\pm 1$ . Es importante que se mantengan dentro de este rango para asegurar que el convertidor opere adecuadamente ya que no se llega a la sobre modulación. La componente  $d$  (rojo) de la moduladora presenta un pequeño pico debido a que el voltaje del bus de CD se eleva. Este pico puede atenuarse si el lazo externo del controlador se enciende al mismo tiempo que el lazo interno, porque al encenderse en distintos tiempos, el lazo interno comienza a funcionar sin tener la referencia de corriente necesaria.

Para tener una mejor idea del factor de potencia en el GSC, en la Figura 39 se muestra un intervalo de tiempo de las señales de voltaje de la fase a en azul y la corriente de la fase a en rojo (amplificada 10 veces) en la salida del GSC. En esta gráfica se muestran los instantes en los que el DFIG opera a velocidad sub-síncrona y súper-síncrona. En el primero, la corriente se desfasa del voltaje  $180^\circ$  y en el segundo, la corriente iguala la fase del voltaje. Como ya se dijo, este comportamiento de la corriente se debe al cambio en la dirección del flujo de la potencia. No obstante este comportamiento en la corriente, se corrobora que el GSC está trabajando a factor de potencia unitario, ya sea en adelanto o atraso.

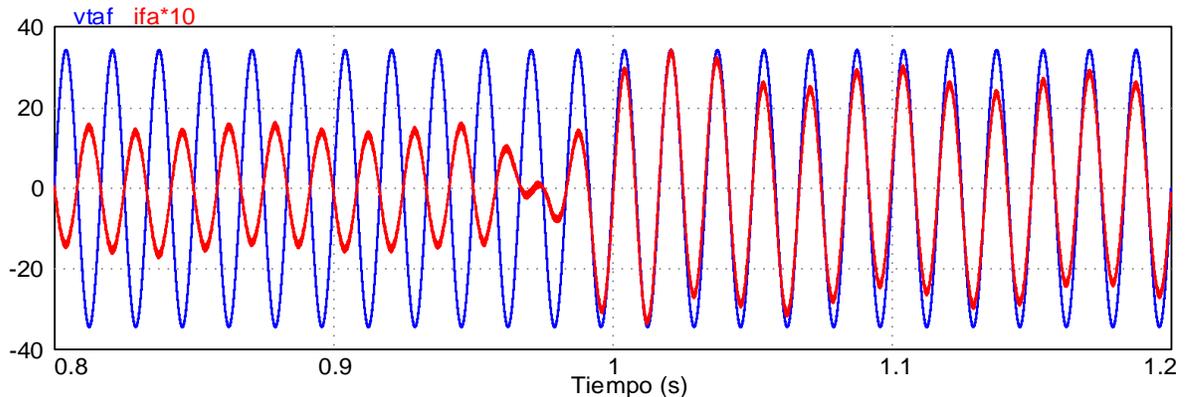


Figura 39. Señales de voltaje en Volts y corriente de salida del GSC en Amperes

## Sincronización

En la Figura 40 se observan las corrientes del rotor en  $dq$  en el intervalo de tiempo en el cual sucede la sincronización, siendo la componente  $d$  (rojo) igual a cero, tal como se esperaba. El valor de la componente  $q$  (azul) se obtiene de sustituir ( 152 ), ( 153 ) y ( 154 ) en ( 105 ).

$$v_{gd} = 34.29 \text{ V} \quad (152)$$

$$\omega_s = 377 \text{ rad/s} \quad (153)$$

$$L_m = 1.5 * 0.03862 \text{ H} \quad (154)$$

El valor calculado de  $i_{rq}$  es igual a  $-1.57 \text{ A}$ . En la gráfica se observa que el valor simulado concuerda con el valor calculado, lo que significa que el controlador del RSC está generando la referencia para que el convertidor inyecte la corriente de magnetización al rotor del DFIG. En la gráfica inferior se muestran los voltajes trifásicos del estator y la red y se puede ver que tanto los voltajes del DFIG como los de la red tienen la misma fase, frecuencia y secuencia de giro. La magnitud de los voltajes del DFIG presenta ruido debido a que la frecuencia de conmutación se refleja a través de los voltajes de rotor. No obstante, se ha logrado la sincronización con la red. Se comprueba que fue acertada la deducción realizada acerca de que el controlador diseñado para el RSC es funcional para la sincronización y para la generación únicamente cambiando las referencias de las potencias.

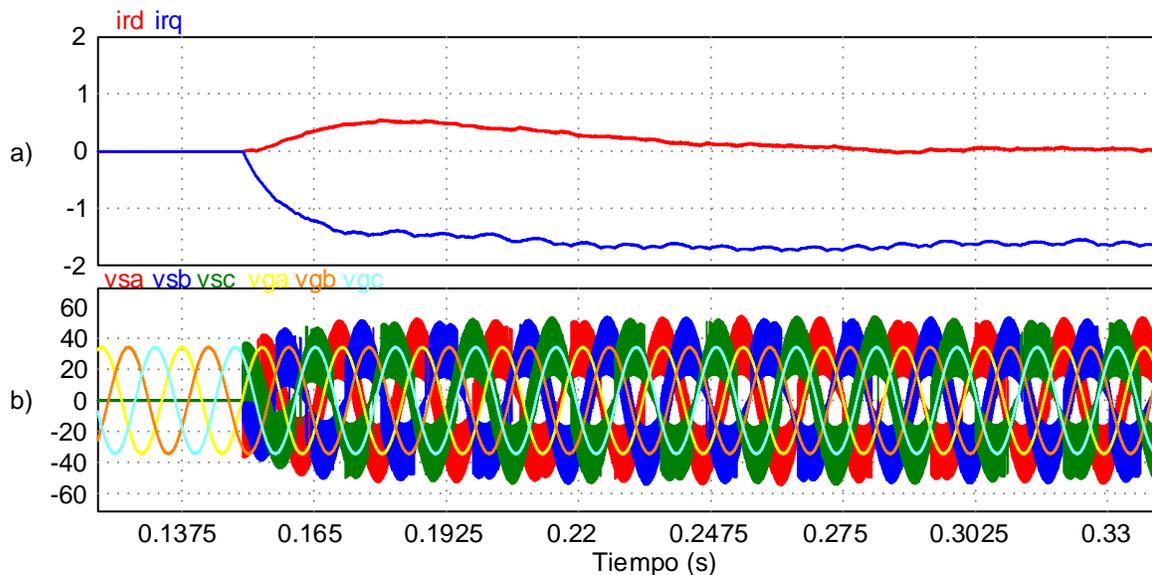


Figura 40. a) Corrientes  $dq$  de rotor en Amperes y b) Voltajes de estator y de red en Volts

### Generación a velocidad sub y súper síncrona

En la Figura 41 se muestran las variables del rotor. El interruptor que conecta el RSC con el rotor se cierra en  $t = 0.12 \text{ s}$  y el control del RSC se enciende a partir de  $t = 0.15 \text{ s}$ . Las corrientes de rotor en  $dq$  se muestran en la Figura 41 a). Para estas corrientes ya se comentó la etapa de sincronización. Desde  $t = 0.35 \text{ s}$  hasta  $t = 0.45 \text{ s}$  se observa que tanto la componente  $d$  (rojo) como la componente  $q$  (azul) presentan oscilaciones que se deben a la conexión del DFIG con la red e inmediatamente después de esto se comienzan a cambiar las

referencias de potencia, lo que no da tiempo a que se establezca el controlador. Una vez que las referencias de potencia alcanzan el valor deseado es cuando el controlador logra estabilizarse y por ello las corrientes permanecen en su valor sin presentar oscilaciones. La perturbación que se presenta en  $t = 1$  s, y que se observa mejor en la componente  $d$ , es causada por el cambio en la velocidad de operación del DFIG. En la Figura 41 b) se muestra el comportamiento de los voltajes de rotor y en la Figura 41 c) se observa la velocidad mecánica del rotor.

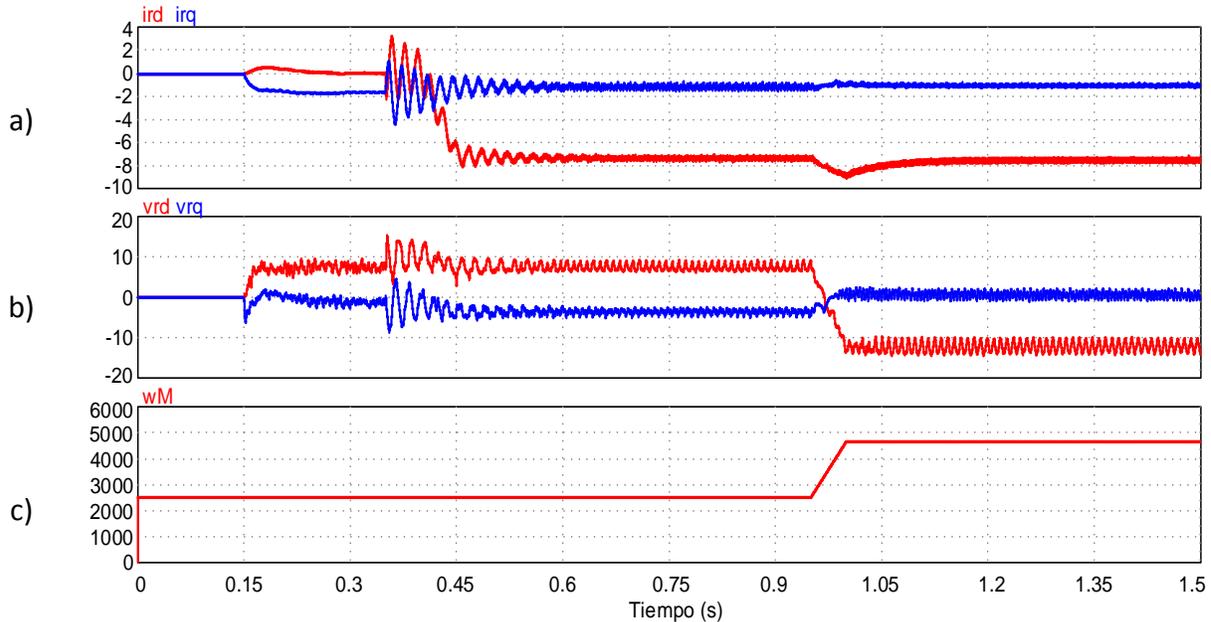


Figura 41. a) Corrientes del rotor en Amperes, b) Voltajes del rotor en Volts y c) Velocidad mecánica del rotor en rpm

En la Figura 42 se muestran las potencias generadas por el estator (rojo), el GSC (azul), la inyectada a la red por el WECS (naranja) y la potencia reactiva del estator (verde). En la gráfica azul se observa que el GSC procesa potencia negativa (extraída de la red e inyectada al rotor) a velocidad sub-síncrona y potencia positiva (extraída del rotor e inyectada a la red) a súper síncrona. También se puede ver que en un punto no se genera potencia. Esto se debe a que el flujo de la potencia cambia de sentido.

La potencia generada por el estator es siempre la misma. Sin embargo, la que se inyecta a la red cambia dependiendo de la velocidad de operación. En la gráfica naranja se observa que a velocidad súper-síncrona el WECS inyecta a la red más potencia que la potencia nominal del DFIG. Se observa en la gráfica verde que la potencia reactiva del estator permanece constante y es igual a la referencia impuesta en el controlador.

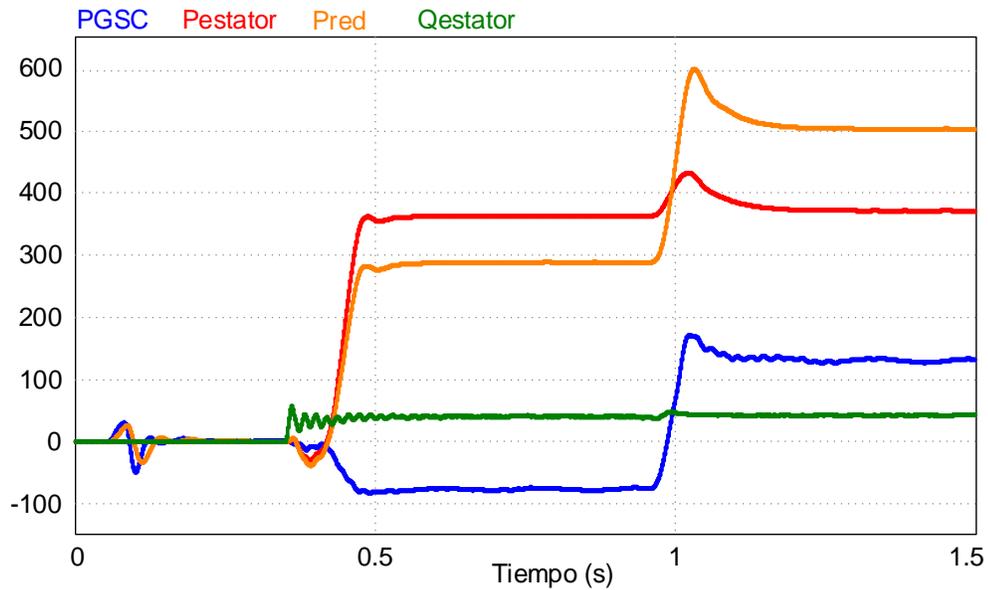


Figura 42. Potencias del WECS (activas en Watt y reactiva en VAR)

Por último, en la Figura 43 se observa el comportamiento de las corrientes trifásicas del rotor en el intervalo de tiempo en el que sucede el cambio en las velocidades de operación del DFIG. Cabe mencionar que cuando esto sucede, la dirección de giro en el rotor no cambia, lo que cambia es la secuencia de giro en las fases de la corriente de rotor.

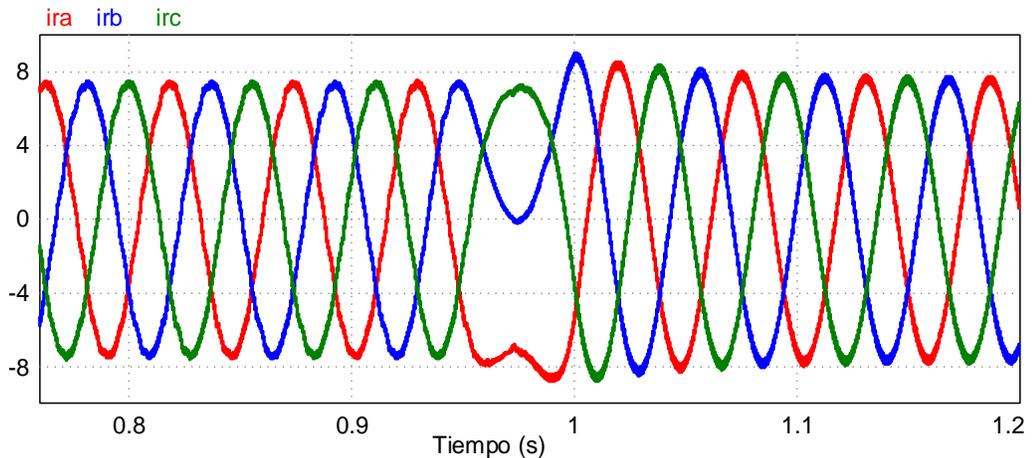


Figura 43. Corrientes trifásicas de rotor en Amperes

Con el análisis de la simulación realizada se concluye que el diseño de los controladores y la sintonización de los compensadores del RSC y GSC se realizaron adecuadamente ya que están funcionando según las condiciones de operación para las que fueron programados.

## 4.1 Distorsión armónica del WECS con un 2L-B2B y un 3L-NPC-B2B

Esta tesis está enfocada en el desarrollo detallado del diseño de los esquemas de control para un convertidor 3L-NPC-B2B aplicado en un sistema de generación de energía eólica interconectado a red con miras en los beneficios que este convertidor tiene en el WECS en cuanto a la cantidad de distorsión armónica inyectada a la red.

Como ya se dijo, el diseño de los controladores para un 3L-NPC se hizo empleando las mismas técnicas que las utilizadas para el diseño del control de un 2L. Las ecuaciones obtenidas para realizar los controladores para el 3L-NPC son equivalentes a las del 2L debido a que para el diseño de los controladores se modelan los circuitos a los que están conectadas las terminales de los convertidores sin importar la estructura interna de éstos. En esta tesis no se detalla el proceso de diseño de los controladores para un 2L-B2B, sin embargo, los controladores diseñados pueden utilizarse tanto para el 3L-NPC-B2B como para el 2L-B2B si ambos convertidores se conectan del mismo modo dentro del WECS, es decir, el RSC al rotor del DFIG y el GSC al filtro de acoplamiento con la red. En caso de que se utilice otro DFIG, otro filtro de acoplamiento con parámetros distintos, otro valor de voltaje en el bus de CD, otra capacitancia u otro índice de modulación, la estructura del controlador no va a cambiar. No obstante, los compensadores PI deberán ser sintonizados con los nuevos parámetros de diseño. El esquema SPWM también cambia ligeramente ya que en un 2L-B2B la comparación de la senoidal se realiza con una sola portadora.

Con la facilidad de poder emplear el esquema de control para ambos convertidores, en este capítulo se aprovechará para mostrar el contenido armónico generado en simulación por un WECS con un convertidor 3L-NPC-B2B y de un WECS con un 2L-B2B simplemente para observar los cambios en la distorsión armónica total (*Total Harmonic Distortion: THD*) en el WECS dependiendo de qué topología de convertidor se esté utilizando.

Para ambas simulaciones se va a utilizar el mismo WECS y lo único diferente será el convertidor B2B y la adaptación del SPWM para éste.

En la Figura 44 se muestra el esquema del WECS con un 2L-B2B simulado en PSIM. El esquema del WECS con un 3L-NPC-B2B y sus controladores ya se mostraron en el capítulo anterior. Cabe mencionar que para la simulación del WECS con 3L-NPC-B2B se utilizó un arreglo de portadoras en disposición de fase. La THD se mostrará con el DFIG funcionando a velocidad sub-síncrona y a súper-síncrona.

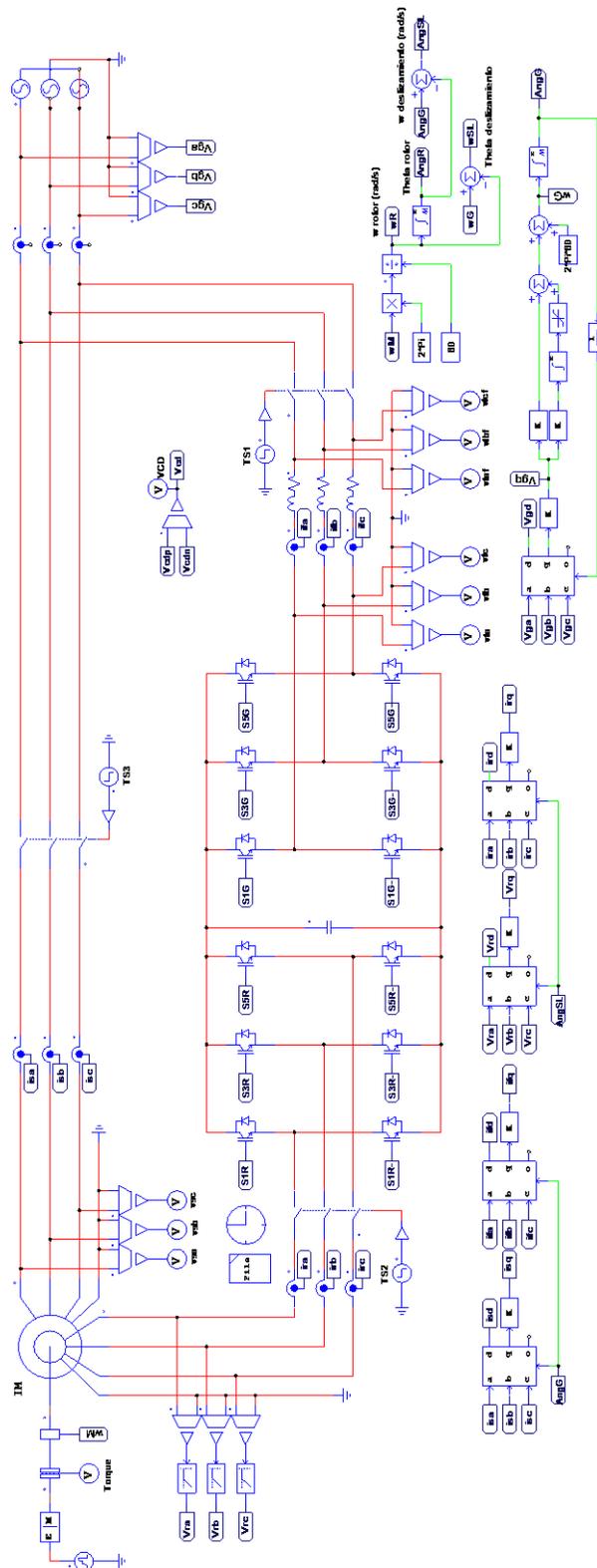


Figura 44. Esquema del WECS con un 2L-B2B simulado en PSIM

En la Figura 45 se muestra la THD de voltaje a la salida del RSC (vra) y a la salida del GSC (vta). El voltaje en terminales del GSC tiene una frecuencia fundamental de 60 Hz, mientras que la frecuencia fundamental del voltaje en terminales del RSC es igual a la frecuencia de red por el deslizamiento. En el caso de estas simulaciones el deslizamiento es de 0.3 tanto positivo como negativo (velocidad sub y súper síncrona), por lo tanto, la frecuencia fundamental de las señales de rotor es de 18 Hz.

Para calcular la THD se tomó en cuenta hasta el armónico 50. El voltaje de estator y el voltaje de red presentan la misma THD debido a que están conectados en el mismo punto y es casi nula porque la red se definió como una fuente puramente senoidal. Se observa que el 3L-NPC-B2B genera menor distorsión armónica en las terminales del GSC, lo cual es favorable debido a que el filtro de acoplamiento para un WECS con este convertidor multinivel podría disminuirse en tamaño y en requerimientos de operación menos demandantes. Desde el punto de vista normativo, este convertidor también tiene ventajas ya que la distorsión armónica se limita en el punto de conexión entre el WECS y la red, y al estar las terminales del GSC conectadas a la red a través del filtro, son de suma importancia los armónicos generados por el GSC.

En cuanto a los voltajes de rotor el 2L-B2B sigue presentando una menor generación de armónicos en ambas velocidades de operación. Sería muy interesante un convertidor híbrido en el cual el RSC sea un 2L-B2B y el GSC un 3L-NPC-B2B para observar si con esta configuración la THD de voltaje disminuye debido a los beneficios que cada una de estas topologías parece tener dependiendo del lugar en el que se encuentre conectado dentro del convertidor B2B.

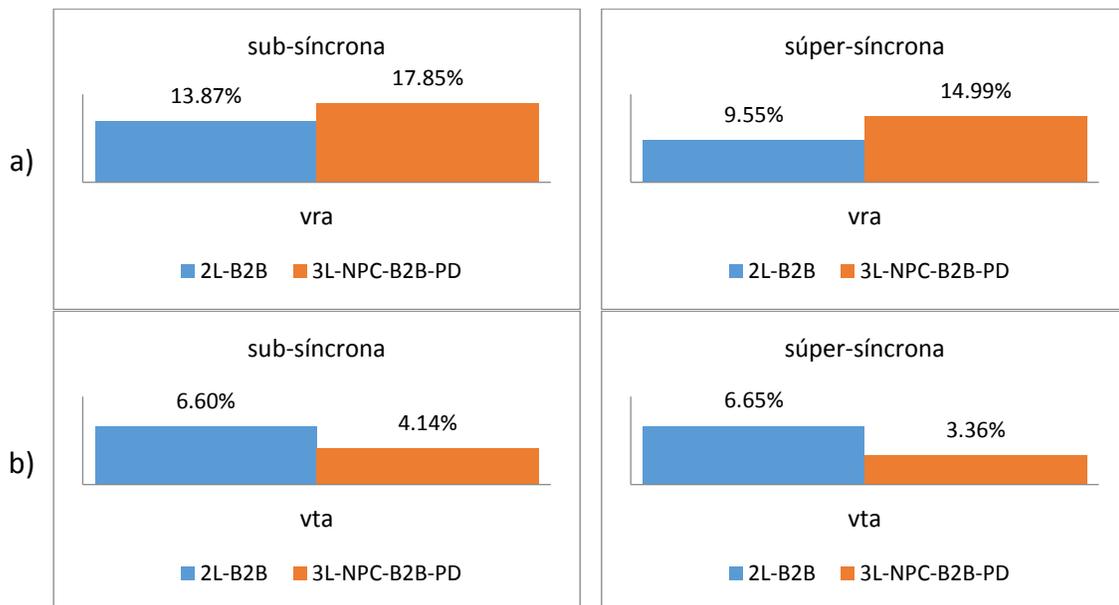


Figura 45. Comparativa de la THD de voltaje entre un 2L-B2B y un 3L-NPC-B2B en un WECS a velocidad sub y súper síncrona en: a) terminales del RSC y b) terminales del GSC

En la Figura 46 se presenta la THD de las corrientes de rotor (ira), del filtro (ifa), de red (iga) y de estator (isa). Se observa que el 3L-NPC-B2B genera una menor distorsión armónica de corriente en tres de los cuatro puntos monitoreados. La THD de corriente se comporta de forma contraria a la de voltaje, es decir, el 3L-NPC-B2B genera menor distorsión armónica de voltaje en las terminales del GSC. Sin embargo, la THD de corriente del filtro (corriente de salida del GSC) es mayor con el convertidor multinivel, mientras que la THD de la corriente de rotor (corriente de salida del RSC) es menor. La THD de la corriente de red y de estator se disminuyó considerablemente cuando se utilizó el 3L-NPC-B2B.

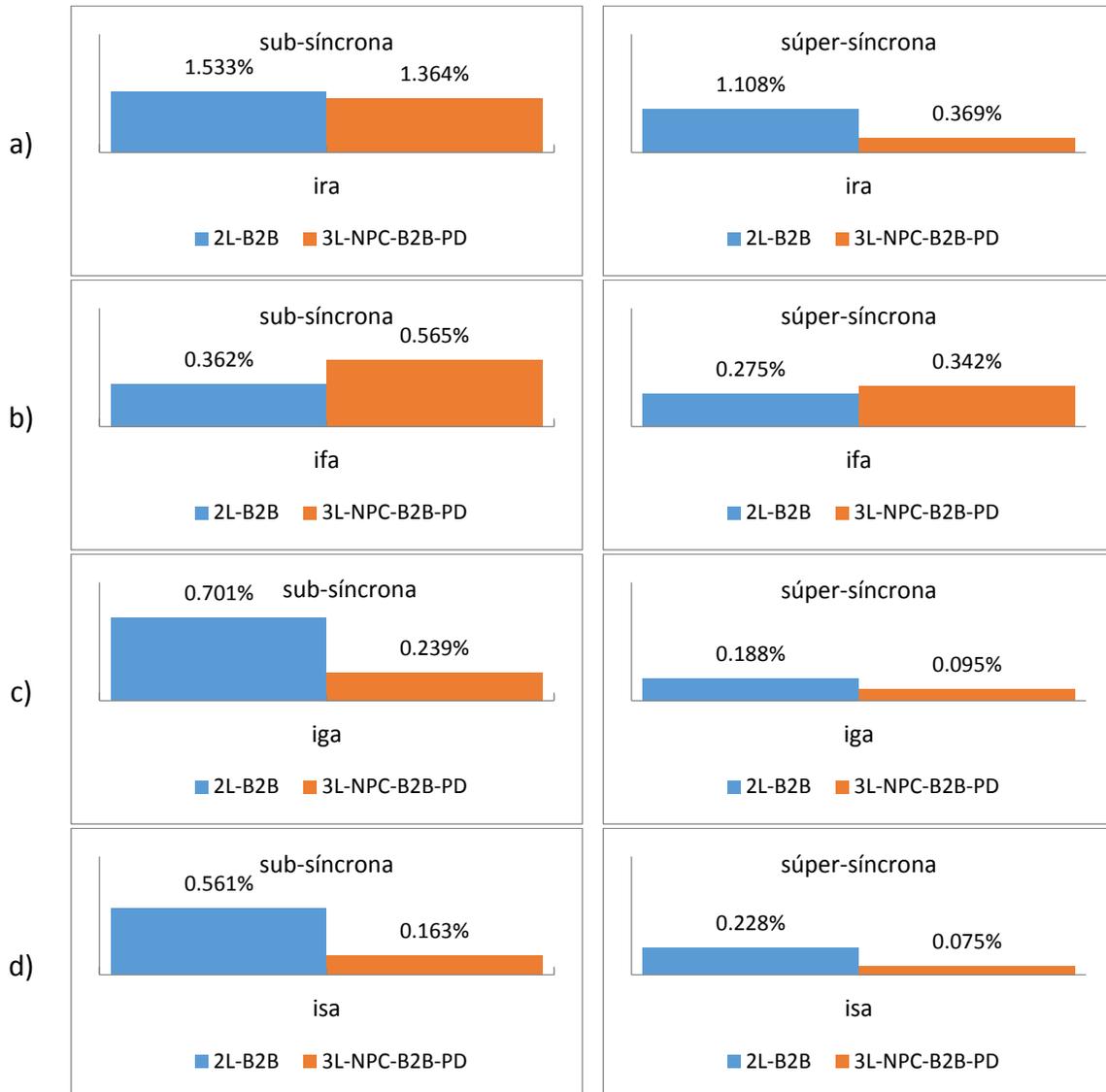


Figura 46. Comparativa de la THD de corriente entre un 2L-B2B y un 3L-NPC-B2B en un WECS a velocidad sub y súper síncrona en: a) corrientes del rotor, b) corrientes del filtro, c) corriente de red y d) corriente del estator

## 4.2 Distorsión armónica del WECS con 3L-NPC-B2B y diferentes arreglos de portadoras para el SPWM

En la revisión del estado del arte también se comenta acerca de la influencia que tienen las distintas disposiciones de portadoras en la SPWM en cuanto a la generación de armónicos. Esto específicamente en convertidores con una técnica de modulación en la que se utilicen dos o más señales portadoras. Es por ello que para el caso del convertidor 3L-NPC-B2B se llevaron a cabo dos simulaciones del WECS: la primera con el convertidor con SPWM con portadoras en disposición de fases (3L-NPC-B2B-SPWM-PD) y la segunda con portadoras en disposición opuesta de fases (3L-NPC-B2B-SPWM-POD). De igual manera que la sección anterior, estas simulaciones fueron realizadas con el propósito de observar el efecto de los distintos tipos de portadoras en la generación de armónicos para dar una idea más clara sobre el tipo de arreglo de portadoras a elegir para este tipo de aplicaciones.

En la Figura 47 se observa que la THD de voltaje en terminales del RSC y del GSC es menor cuando se utilizan portadoras en disposición de fase.

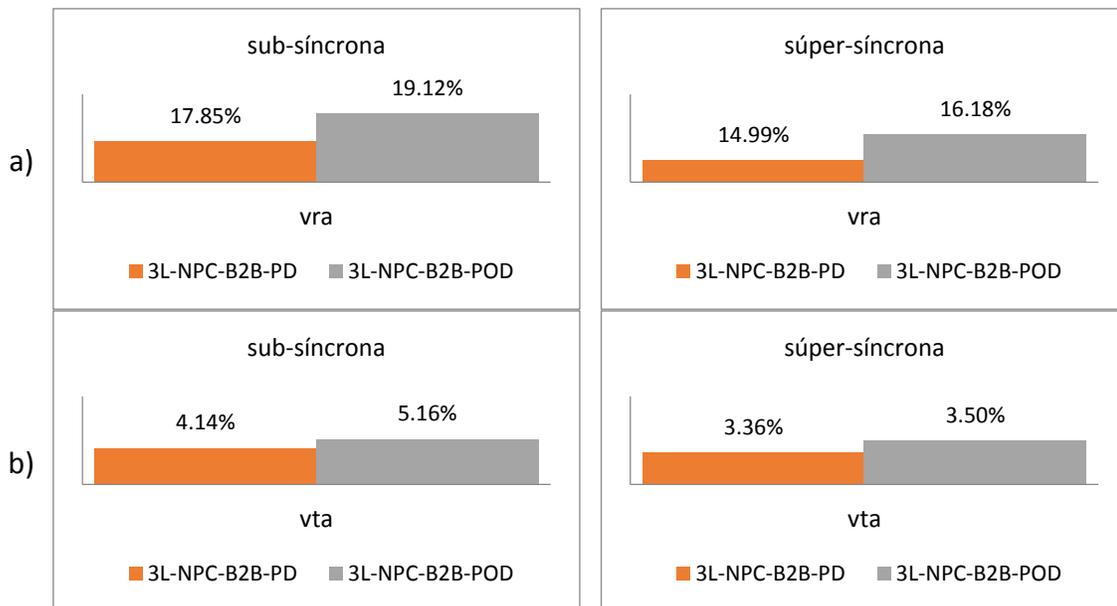


Figura 47. Comparativa de la THD de voltaje entre un 3L-NPC-B2B con PD y con POD en un WECS a velocidad sub y súper sincrona en: a) terminales del RSC y b) terminales del GSC

En la Figura 48 se muestra la THD de la corriente de rotor, corriente de salida del GSC, corriente del estator y corriente de la red.

A velocidades sub y súper sincronas del 30% el 3L-NPC-B2B-POD generó menor distorsión armónica de corriente a la salida del GSC, pero fue el mayor generador de distorsión en las terminales del RSC.

En [22] se concluye que a velocidad sub síncrona del 30% el 3L-NPC-POD genera menor distorsión armónica que el 3L-NPC-PD y que el 2L. Para velocidades sub-síncronas del 5% y súper-síncronas, la THD se comienza a igualar en todos los convertidores analizados. Sin embargo, en dicho estudio se analizó un 3L-NPC y en este trabajo se analizan dos 3L-NPC conectados en B2B y cada uno de estos convertidores interactúa con distintos puntos del WECS. Es por esto que para el WECS no se puede concluir qué tipo de distribución de portadoras es la que genera menor distorsión armónica en el 3L-NPC-B2B. No obstante, se podría hacer alguna simulación en la que se utilice la POD en el GSC y la PD en el RSC y observar los resultados.

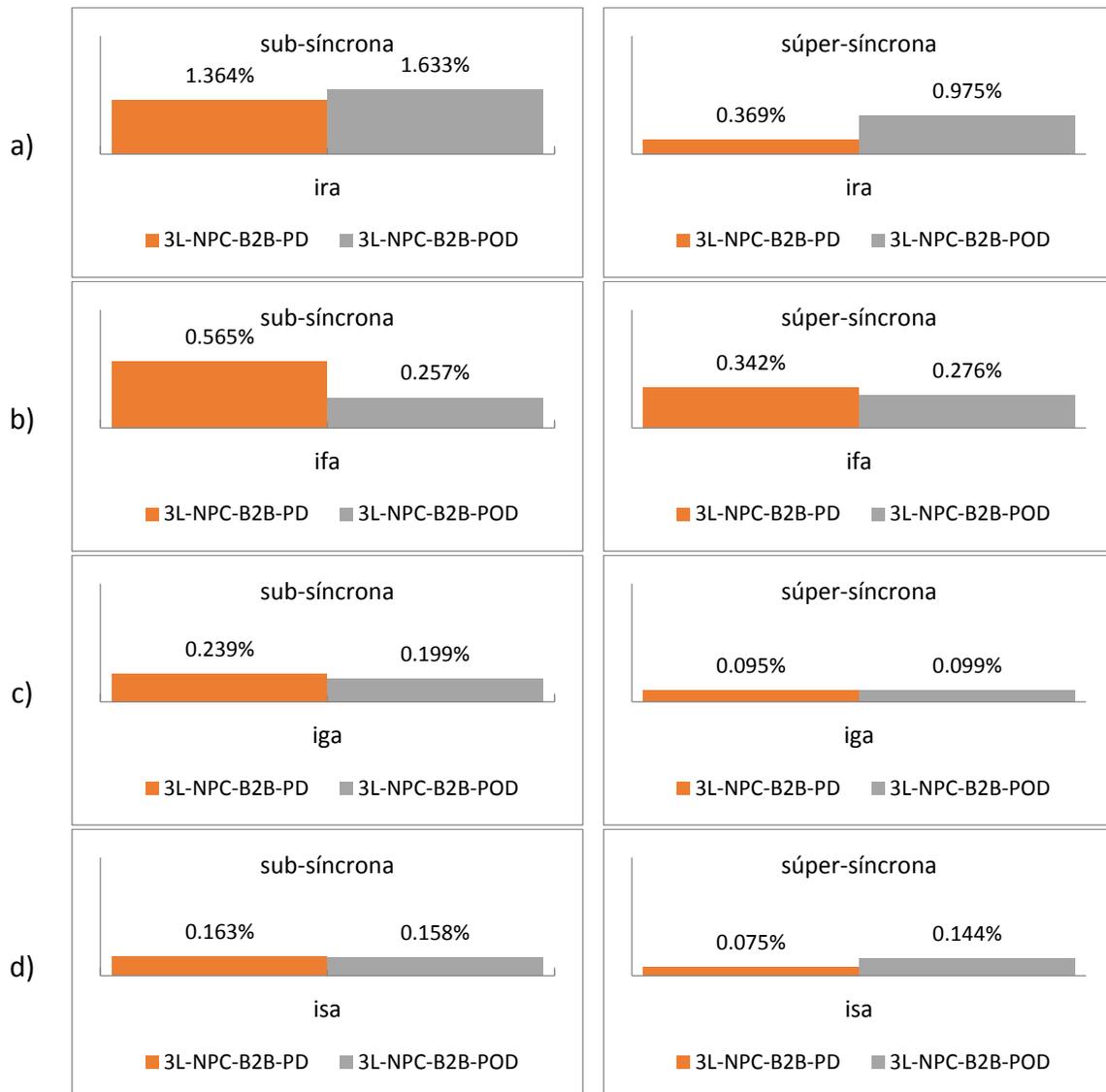


Figura 48. Comparativa de la THD de corriente entre un 3L-NPC-B2B con PD y con POD en un WECS a velocidad sub y súper síncrona en: a) corrientes del rotor, b) corrientes del filtro, c) corriente de red y d) corriente del estator

# Capítulo 5. Conclusiones, aspectos relevantes del trabajo y actividades futuras

## 5.1 Conclusiones

- Se dimensionó el convertidor 3L-NPC-B2B tomando las consideraciones necesarias para la elección del voltaje del bus de CD y del índice de modulación. Debido a que estos valores elegidos se utilizan en la sintonización del lazo externo del controlador del GSC pero el controlador diseñado es independiente de la topología del convertidor que se esté utilizando, se concluye que los valores del bus de CD e índice de modulación pueden elegirse siguiendo otras consideraciones, lo cual resultaría en valores distintos para estos parámetros. Esto no cambiaría la estructura de los controladores diseñados, no obstante, el compensador tendría que ser sintonizado con las nuevas magnitudes de  $V_{CD}$  y  $M_f$ .
- Mediante el modelo del DFIG y el del filtro-red obtenidos en el marco de referencia  $dq$ , se diseñaron los controladores para que fueran capaces de satisfacer los requerimientos propuestos para cada uno de ellos. Utilizando el control vectorial se logró que las variables en ambos controladores quedaran desacopladas y así se pudieron compensadores lineales. Con esto se cumplió el objetivo principal de este trabajo tesis, el cual fue diseñar un esquema de control para el convertidor 3L-NPC-B2B aplicado en la generación de energía eólica.
- Se simuló el WECS para corroborar que los controladores funcionaran de acuerdo con las características para las que fueron diseñados. Con las formas de onda analizadas se concluye que el desempeño de los compensadores de ambos controladores fue bueno debido a que el WECS responde de acuerdo con los objetivos de diseño de los controladores y las respuestas observadas son coherentes con el funcionamiento. Por lo tanto, este esquema de control se puede utilizar para emular el prototipo de WECS con el que se cuenta en el laboratorio del cenidet y así comprobar su funcionamiento en un entorno real.
- A partir de la afirmación de que el diseño del control para un 3L-NPC-B2B se realiza de la misma manera que para un 2L-B2B, el controlador diseñado en esta tesis también se utilizó en un 2L-B2B para observar los cambios en la THD de voltaje y corriente entre estos dos convertidores. Se concluyen dos cosas:
  - El convertidor que menor distorsión armónica de voltaje genera en las terminales del GSC es el 3L-NPC-B2B con portadoras en disposición de fase.
  - La corriente de salida del GSC tiene menor distorsión armónica cuando se utiliza un 2L-B2B comparado con el 3L-NPC-B2B-PD. Sin embargo, si se compara el 2L-B2B con el 3L-NPC-B2B-POD, el convertidor multinivel genera menor distorsión armónica.

## 5.2 Aspectos relevantes del trabajo

- La mayor contribución de esta tesis fue la de mostrar el desarrollo integral del diseño de los controladores para un convertidor de tres niveles aplicado en la generación de energía eólica. Se inicia con la obtención de los modelos de los circuitos directamente conectados a las terminales de los convertidores. Después se describe el proceso de diseño de los controladores a partir de las ecuaciones de los modelos obtenidos. También se propone un método para sintonizar los compensadores lineales mediante criterios de velocidad de respuesta. Por último, se comprueba en simulación que los controladores y compensadores estén operando correctamente y en medida de los objetivos para los que fueron diseñados.
- Otra contribución es que en el cenidet no se había investigado un WECS con un convertidor multinivel. Esta tesis pone la pauta para que se sigan estudiando los beneficios de este tipo de convertidores en generadores eólicos.
- En este trabajo se abordó el diseño del esquema de control para un convertidor multinivel con miras en la disminución de la distorsión armónica generada por un WECS en un entorno real. Debido a esto se llevó a cabo el diseño y la construcción de un prototipo físico en el cual se pudiera corroborar el funcionamiento de los controladores y observar el desempeño del WECS y la distorsión armónica inyectada a la red. En el anexo A2 se describen los distintos subsistemas que integran el prototipo de WECS construido.
- Los esquemas de control se programaron en un procesador digital de señales (*Digital Signal Processor: DSP*) para poder realizar las pruebas en el prototipo físico construido. El proceso de configuración y los requerimientos del DSP se describen en el anexo A3.
- Se realizaron algunas pruebas experimentales para comprobar el funcionamiento del WECS con los controladores diseñados pero debido a la falta de tiempo no se pudieron completar las pruebas, dejándolas como posibles actividades futuras. En el anexo A4 se muestran las pruebas realizadas.
- Es importante hacer mención de esto porque se tiene contemplado que el prototipo de WECS esté operable para poder realizar distintas pruebas en trabajos futuros. Teniéndolo en operación también es más fácil generar propuestas de estudio específicas ya que se deja de lado todo lo relacionado con la implementación física.

### 5.3 Actividades futuras

- Primeramente, como trabajo futuro inmediato se podría diseñar un filtro LCL de acoplamiento especialmente para el WECS con el convertidor 3L-NPC-B2B y su posterior construcción para observar en un entorno real la disminución del volumen de éste.
- Se podría continuar con las pruebas en el prototipo para el modo generación a distintas velocidades y medir la distorsión armónica para verificar que la opción de convertidor multinivel ayuda a disminuir el contenido armónico que el WECS inyecta a la red.
- En lo relacionado al control se puede abordar más en cuanto al diseño de otros esquemas de control que ayuden a regular el voltaje en los capacitores del bus de CD y diseñar lazos externos adicionales para controlar la potencia activa y reactiva del DFIG dependiendo de la demanda de potencia de la red, de la velocidad del viento o del nivel de carga del bus de CD. Igualmente se pueden diseñar esquemas más complejos como un algoritmo de seguimiento de máxima potencia o alguno que, dependiendo de la demanda de carga, decida si es rentable o no la puesta en marcha para generar energía.
- Como el esquema de control diseñado solamente funciona para la modulación senoidal, sería una buena experiencia diseñar un controlador con modulación vectorial y comparar el desempeño del WECS con el 3L-NPC-B2B con modulación vectorial contra uno operando con modulación senoidal. Sería de gran utilidad esta comparativa para observar las diferencias entre los dos tipos de controladores en cuanto a las técnicas de diseño y otro tanto más en cuanto al efecto que cada tipo de técnica de control tiene en la generación de armónicos.
- En cuanto a la distorsión armónica, se exploró que dependiendo del arreglo de portadoras en el SPWM la cantidad de distorsión armónica generada por el WECS es distinta. Sería interesante un trabajo en el que se observe la distorsión armónica generada por el WECS con el convertidor 3L-NPC-B2B operando con una combinación de arreglos de portadoras. Es decir, el GSC con un arreglo PD y el RSC con POD y viceversa. Esto para conocer más a fondo cómo están ligados los armónicos, el convertidor y el arreglo de portadoras.
- Por último, siguiendo en la línea de los armónicos, se podría implementar un controlador con eliminación selectiva de armónicos, para observar si éste ayudaría a disminuir aún más el contenido armónico inyectado a la red.

## Referencias

- [1] Global Wind Energy Council. (26/04/2017). <http://www.gwec.net/global-figures/wind-in-numbers/>.
- [2] Global Wind Energy Council, "Global Wind Report. Annual Market Update 2017," 2018.
- [3] Asociación Mexicana de Energía Eólica. (06/12/2018). <https://www.amdee.org/el-viento-en-numeros>
- [4] Secretaría de Energía, "Reporte de Avance de Energías Limpias. Primer Semestre 2018," México, 2018.
- [5] *Ley de Transición Energética*, México, 2015.
- [6] Observatorio de Inteligencia del Sector Energético. (06/12/2018). <http://www.oise.mx/eólica>.
- [7] A. Ellis, E. Muljadi, J. Sanchez-Gasca, and Y. Kazachkov, "Generic models for simulation of wind power plants in bulk system planning studies," in *2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, 2011, pp. 1-8.
- [8] S. Shrivastava, A. Tripathi, and K. S. Verma, "Reduction in total harmonic distortion by implementing multi-level inverter technology in grid integrated DFIG," in *2015 Communication, Control and Intelligent Systems (CCIS)*, 2015, pp. 491-495.
- [9] I. L. Loen, A. Sætre, and K. R. Vulchi, "Power electronics in Modern Wind Turbines," Norwegian University of Science and Technology 2012.
- [10] Z. Chen, J. M. Guerrero, and F. Blaabjerg, "A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 1859-1875, 2009.
- [11] F. Blaabjerg, F. Iov, Z. Chen, and K. Ma, "Power electronics and controls for wind turbine systems," in *2010 IEEE International Energy Conference*, 2010, pp. 333-344.
- [12] V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro, and M. Narimani, "High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies," *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, pp. 740-788, 2015.
- [13] S. T. Tentzerakis and S. A. Papathanassiou, "An Investigation of the Harmonic Emissions of Wind Turbines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, pp. 150-158, 2007.
- [14] S. Liang, Q. Hu, and W. j. Lee, "A survey of harmonic emissions of a commercial operated wind farm," in *2010 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference - Conference Record*, 2010, pp. 1-8.
- [15] B. Badrzadeh and M. Gupta, "Power system harmonic analysis in wind power plants - Part II: Practical experiences and mitigation methods," in *2012 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2012, pp. 1-8.
- [16] B. Badrzadeh, M. Gupta, N. Singh, A. Petersson, L. Max, and M. Høgdahl, "Power system harmonic analysis in wind power plants - Part I: Study methodology and techniques," in *2012 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2012, pp. 1-11.
- [17] M. Nashed and M. Eskander, "Comparing the Quality of Power Generated from DFIG with Different Types of Rotor Converters," *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*, vol. 4, pp. 21-29, 2012.
- [18] D. Schulz and R. E. Hanitsch, "Investigation of the current harmonic parameters of wind energy converters," in *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, 2003, p. 8 pp. Vol.3.

## Referencias

- [19] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, *et al.*, "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 2553-2580, 2010.
- [20] J. Rodriguez, L. G. Franquelo, S. Kouro, J. I. Leon, R. C. Portillo, M. Á. M. Prats, *et al.*, "Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, pp. 1786-1817, 2009.
- [21] A. Gilabert, S. Alepuz, J. Salaet, S. Busquets-Monge, A. Beristáin, and J. Bordonau, "Benefits of Multilevel Converters to Wind Turbines in terms of Output Filter Reduction," *Electronic Engineering Department Technical University of Catalunya*.
- [22] M. Z. Sujod and I. Erlich, "Harmonics and common mode voltage in a DFIG with two-level and three-level NPC converter using standard PWM techniques," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 1650-1655.
- [23] G. Abad, J. López, M. A. Rodríguez, L. Marroyo, and G. Iwanski, *Doubly Fed Induction Machine. Modeling and Control for Wind Energy Generation*, 2011.
- [24] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2010.
- [25] S. Haisheng, R. Yongfeng, L. Hanshan, A. Zhongquan, L. Jinguo, H. Hongbin, *et al.*, "DFIG wind power generation based on back-to-back PWM converter," in *2009 International Conference on Mechatronics and Automation*, 2009, pp. 2276-2280.
- [26] R. Pena, J. C. Clare, and G. M. 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, pp. 231-241, 1996.
- [27] G. Calderón, J. Mina, J. Rosas, M. Madrigal, A. Claudio, and A. López, "Simulation and Comparative Analysis of DFIGbased WECS Using Stator Voltage and Stator Flux Reference Frames," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 15, p. 8, 2017.
- [28] K. Selman, B. Seifeddine, M. Youcef, and B. E. Madjid, "Study and control of wind energy conversion system (WECS) based on the doubly fed induction generator (DFIG) connected to the grid," presented at the Ninth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 2014.
- [29] A. Abdelbaset, Y. S. Mohamed, A.-H. M. El-Sayed, and A. E. H. A. Ahmed, *Wind Driven Doubly Fed Induction Generator. Grid Synchronization and Control*, 2018.
- [30] A. M. O. Haruni, M. Negnevitsky, M. E. Haque, and A. Gargoom, "Control strategy of a stand-alone variable speed wind turbine with integrated energy storage system using NPC converter," in *2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, 2011, pp. 1-8.
- [31] T. Ghennam, O. Bouhali, D. Maizi, E. M. Berkouk, and B. Francois, "Theoretical study and experimental validation of a Wind Energy Conversion System control with three-level NPC converters," in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, 2012, pp. 2178-2183.
- [32] P. Krause, O. Wasynczuk, S. Sudhoff, and S. Pekarek, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, 2013.
- [33] L. Wang, C. Singh, and A. Kusiak, *Wind Power Systems. Applications of Computational Intelligence*, 2010.
- [34] N. P. Quang and J.-A. Dittrich, *Vector Control of Three-Phase AC Machines. System Development in the Practice*.
- [35] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, 1998.

## Referencias

- [36] C. Se-Kyo, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, pp. 431-438, 2000.
- [37] M. K. Bourdoulis and A. T. Alexandridis, "Rotor-side cascaded PI controller design and gain tuning for DFIG wind turbines," in *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, 2013, pp. 733-738.
- [38] S. M. Tripathi, A. N. Tiwari, and D. Singh, "Optimum design of proportional-integral controllers in grid-integrated PMSG-based wind energy conversion system," presented at the International Transactions on Electrical Energy Systems, 2015.
- [39] L. Yang, G. Y. Yang, Z. Xu, Z. Y. Dong, K. P. Wong, and X. Ma, "Optimal controller design of a doubly-fed induction generator wind turbine system for small signal stability enhancement," *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 4, pp. 579-597, 2010.
- [40] L. G. Franquelo, J. Rodríguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, and M. A. M. Prats, "The Age of Multilevel Converters Arrives," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2008.
- [41] G. Calderón, "Análisis de un sistema de generación eoloeléctrico interconectado a red ante huecos de tensión utilizando diferentes marcos de referencia," Tesis de Doctorado, CENIDET, 2017.
- [42] I. Vásquez, "Desarrollo de un emulador de SAG's trifásico basado en un convertidor back-to-back," Informe de Residencia Profesional, CENIDET, 2015.
- [43] "SimCoder User's Guide," Powersim Inc., 2015.
- [44] "PSIM Tutorial, Auto Code Generation for F2833x Target," Powersim Inc., 2016.
- [45] N. R. Fuentes, "Sistema Para la Interconexión de un Generador Eoloeléctrico con la Red Eléctrica, Implementado en una Plataforma Digital," Tesis de Maestría, CENIDET, 2015.
- [46] O. H. Martínez, "Emulador de Turbina Eólica Basado en una Máquina Eléctrica," Tesis de Maestría, CENIDET, 2016.
- [47] S. R. G. Nandan and M. G. Sugirtha, "A Casestudy of Harmonics in Doubly Fed Induction Generator Based Wind Energy System," *International Journal of Scientific & Engineering Research*, vol. 7, April-2016 2016.
- [48] A. R. L. Nunez, J. D. M. Antonio, V. M. C. Galindo, S. E. D. L. Aldaco, G. C. Zavala, and J. A. Alquicira, "Harmonic Distortions on Grid Connected Double Fed Generator: A Review," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 14, pp. 1745-1751, 2016.
- [49] L. H. Kocewiak, "Harmonics in large offshore wind farms," PhD, PhD Thesis, Department of Energy Technology, Aalborg University, Aalborg East, Denmark, 2012.
- [50] Å. Larsson, "The Power Quality of Wind Turbines," PhD dissertation, Department of Electrical Power Engineering, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 2000.
- [51] Å. Larsson, P. Ejnar, and F. Santjer, "Wind energy for the next millennium. Proceedings," in *1999 European Wind Energy Conference and Exhibition*, Nice, France, 1999, pp. 786-789.
- [52] Powersim Inc., *PSIM® User's Guide. Version 10.0*, January 2016.
- [53] California Eastern Laboratories, App. Note AN3007. Using NEC Optocouplers as Gate Drivers in IGBT and Power MOSFET Applications.
- [54] IXYS, App. Note AN-401. MOSFET/IGBT Drivers: Theory and Applications.
- [55] Microsemi, App. Note 1903. Advanced IGBT Driver.
- [56] Semikron, App. Note AN-7003. Gate Resistor – Principles and Applications.
- [57] STMicroelectronics, App. Note AN4544. IGBT datasheet tutorial.

## Anexos

### A1. Transformaciones $abc/dq0$

Dentro del control vectorial existen dos marcos de referencia utilizados ampliamente para modelar los sistemas de estudio, estos son el  $\alpha\beta$  y el  $dq0$ . Sin embargo, el marco de referencia más utilizado es el  $dq0$  ya que mediante la transformada de Park se puede convertir un sistema de tres variables de CA en un sistema de dos variables de CD si el sistema trifásico se considera balanceado, facilitando el análisis. Esta conversión de variables es muy útil por el hecho de que simplifica las ecuaciones y vuelve más sencillo el modelado de algún sistema.

Algunas de las ventajas de utilizar este marco de referencia son que los problemas de seguimiento de la referencia de un compensador en un esquema trifásico  $abc$  se convierten a un problema de seguimiento de la referencia en valores de CD en el marco de referencia  $dq0$ . Por lo tanto, se pueden utilizar compensadores PI para diseñar los controladores. También algunos parámetros como las inductancias de acoplamiento, las cuales cambian de valor con el tiempo en el modelo  $abc$  de una máquina trifásica, pasan a tener valores constantes cuando se utiliza el marco de referencia  $dq0$  para obtener el modelo.

No obstante, dentro de este marco de referencia existen dos variantes de transformación y utilizar una u otra depende principalmente del tipo de señales que se desea convertir.

#### A1.1 Transformación invariante en magnitud

La transformación de  $abc$  a  $dq0$  se representa con la siguiente ecuación:

$$\mathbf{f}_{dq0} = \mathbf{K} \mathbf{f}_{abc} \quad (155)$$

Donde:

$$\mathbf{f}_{dq0} = \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (156)$$

$$\mathbf{f}_{abc} = \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (157)$$

$$\mathbf{K} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (158)$$

En ( 155 ) el vector  $\mathbf{f}_{abc}$  puede ser cualquier señal trifásica. Sin embargo, esta transformación se denomina invariante en magnitud porque cualquier señal trifásica  $abc$  que se traslade al marco de referencia  $dq0$  tendrá la misma magnitud en ambos dominios. Esta transformación sirve para voltajes y corrientes pero no para ecuaciones de potencia.

### A1.2 Transformación invariante en potencia

En esta variante de la transformación se consideran nuevamente las ecuaciones ( 155 ), ( 156 ) y ( 157 ). Sin embargo la matriz  $\mathbf{K}$  es la siguiente:

$$\mathbf{K} = \left( \sqrt{\frac{2}{3}} \right) * \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (159)$$

Con esta expresión es posible transformar ecuaciones de potencia del dominio  $abc$  al  $dq0$  y en ambos casos los valores de la potencia serán iguales.

## A2. Dimensionamiento e implementación de subsistemas

### A2.1 Convertidores 3L-NPC

Para esta investigación se utiliza el DFIG con el que se cuenta en el laboratorio de electrónica de potencia del cenidet. Como no se cuenta con una turbina de viento real se sustituye por un sistema que emula su comportamiento, compuesto por un motor de CD con el rotor acoplado a un DFIG que hacen la función del conjunto aspas-viento. Los datos del DFIG y otros parámetros útiles se muestran en la Tabla 3.

Para el dimensionamiento del convertidor se considera un deslizamiento máximo de  $\pm 0.3$  en la frecuencia angular del rotor, con este deslizamiento el B2B debe ser capaz de procesar una potencia máxima de  $\pm 30\%$  la potencia del DFIG, lo que resulta en 112 W nominales para el B2B. En cuanto al filtro de acoplamiento con la red se va a utilizar el filtro del 2L-B2B con el que se cuenta en laboratorio.

Tabla 3. Parámetros del prototipo del WECS

	Parámetro	Valor
Resistencia de estator	$R_s$	0.343 $\Omega$
Resistencia de rotor	$R_r$	0.312 $\Omega$
Auto inductancia del estator	$L_{ls}$	1.198 mH
Auto inductancia del rotor	$L_{lr}$	1.198 mH
Inductancia mutua	$L_m$	38.62 mH
Número de polos	$p$	2
Potencia del DFIG	$P$	$1/2$ hp $\approx$ 373 W
Voltaje rms del estator fase a fase	$V$	42 V
Frecuencia de conmutación	$f_{sw}$	6 kHz
Inductancia del filtro	$L_f$	15 mH
Resistencia del filtro	$R_f$	0.1 $\Omega$

El capacitor del bus de CD se calcula a partir de la ecuación de corriente del capacitor. Como se explicó anteriormente, para el 3L-NPC-B2B cada capacitor se dimensiona multiplicando el valor de la capacitancia para un 2L-B2B por dos. El capacitor para el bus de CD debe tener una capacitancia mayor a 287.27  $\mu$ F. Se eligió un valor de capacitancia de 2.2 mF debido a que eran con los que se contaba en laboratorio.

El voltaje que deben soportar los interruptores y los diodos en un 3L-NPC tiene que ser de la mitad del valor de voltaje del bus de CD, esto es a 57 V. En una simulación con los datos anteriormente mencionados, la corriente que condujo cada interruptor fue de 4.5 A en promedio y soportar picos de aproximadamente 10 A. Los diodos se eligieron para soportar una corriente similar a la de los interruptores.

Se optó por un IGBT que soportara al menos el doble de la corriente promedio y un voltaje mayor a 57 V. El IGBT seleccionado fue el STGW10M65DF2 de ST Microelectronics.

Se seleccionó un driver que incluyera en un solo circuito integrado el opto acoplador y el impulsor, y de acuerdo a cálculos realizados debe proporcionar una corriente pico mayor a 2 A. Se seleccionó el IX3180 de IXYS, el cual puede proporcionar una corriente de hasta 2.5 A.

## A2.2 Sensores de voltaje y corriente

Los sensores utilizados en este proyecto de tesis no se construyeron porque en el laboratorio se contaba con unos que fueron utilizados en la tesis de doctorado de Gabriel Calderón [41]. Los cálculos, diseño y construcción de dichos sensores se pueden consultar en [42]. Como las magnitudes pico máximas medibles por los sensores utilizados en [41] son distintas a las que se van a medir en este proyecto de tesis, se tuvieron que hacer algunas modificaciones en los valores de resistencias para obtener las medidas dentro de los rangos correctos para el uso por parte del DSP.

En la Tabla 4 se resume la configuración de cada uno de los sensores utilizados.

Tabla 4. Características de los sensores del WECS

Sensores de voltaje	Voltaje/Corriente máxim@	Rango de voltaje de salida	Voltaje de offset	Ganancia del ADC del DSP
Voltaje de red	34.29 V pico	0 V - 3 V	1.5 V	22.86
Voltaje de rotor	70 V pico	0 V - 3 V	1.5 V	46.667
Voltaje de estator	67 V pico	0 V - 3 V	1.5 V	44.667
Voltaje del bus de CD	150 V	0 V - 3 V	0 V	50
Sensores de corriente				
Corriente de estator	12 A pico	0 V - 3 V	1.5 V	8
Corriente de rotor	12 A pico	0 V - 3 V	1.5 V	8
Corriente de GSC	8 A pico	0 V - 3 V	1.5 V	5.333

## A2.3 Red eléctrica

Para conectar el WECS con la red es necesario utilizar un transformador de acoplamiento a causa de que el voltaje generado por el DFIG es de 34.29 V de fase a tierra. Se va a hacer uso de un autotransformador con una relación de transformación de 5.238 para elevar el voltaje del DFIG y que coincida con la de la red.

## A2.4 Interruptores seleccionados de sub circuitos

Para manipular la conexión y desconexión entre el GSC y la red, el RSC con el rotor y el estator con la red, se utilizaron interruptores trifásicos accionados mediante una fuente de CD.

## A2.5 Prototipo construido

El convertidor 3L-NPC-B2B construido junto con todos los elementos que componen el WECS se muestran en la Figura 49.

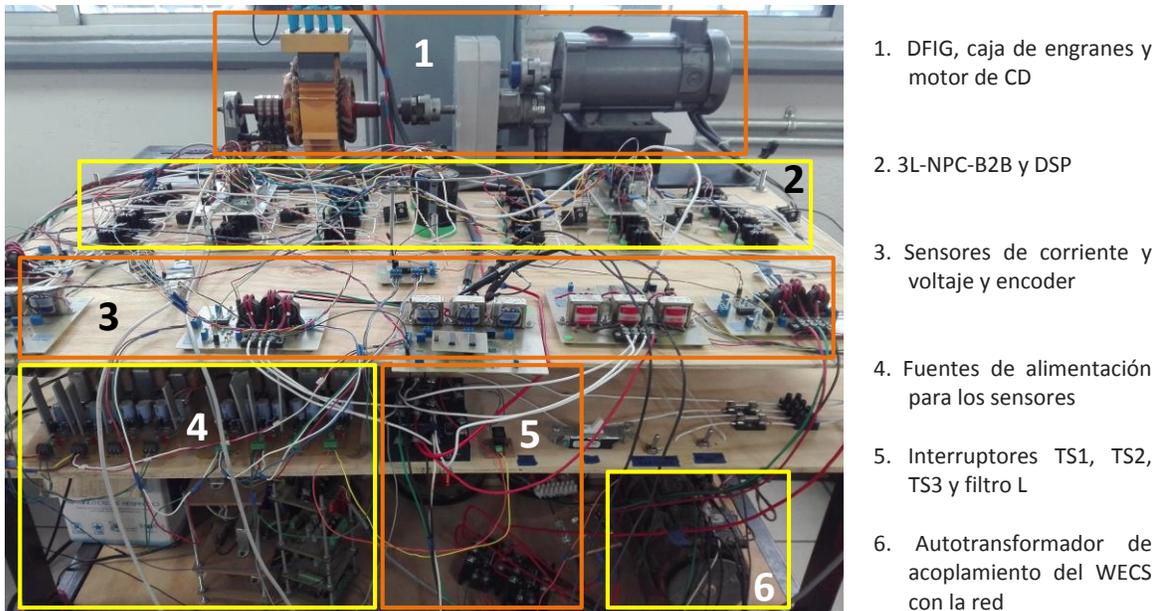


Figura 49. Prototipo de un WECS interconectado a red

## **A3. Programación de controladores en DSP TI 28335**

### **A3.1 Adquisición y procesamiento digital de señales**

La implementación del controlador del convertidor B2B se llevó a cabo en un procesador digital de señales (*Digital Signal Processor: DSP*), modelo TMS320F28335 de la marca Texas Instruments. Esta tarjeta cuenta con 12 salidas PWM y un convertidor analógico-digital de 16 canales. Se optó por utilizar esta tarjeta debido a que se puede trasladar a ella fácilmente un circuito simulado en PSIM, además de la compatibilidad con otras funciones de dicho simulador. Para que el circuito simulado en PSIM pueda ser utilizado en el DSP, es necesario que todos los elementos sean compatibles, es decir, en dominio discreto. Dichos elementos pueden ser fácilmente diferenciables en la librería de PSIM porque tienen una pequeña imagen con las letras CG, que significa que pueden ser utilizados para la generación de código. SimCoder es una utilidad de PSIM con la cual se realiza este procedimiento automáticamente, y a través de ésta, PSIM genera el código C necesario para ser leído por el DSP [43]. Como este DSP solamente cuenta con 12 señales de salida PWM y el convertidor B2B se conforma por 24 IGBT, es menester contar con dos DSP para controlar los convertidores. Es por esto que se utilizaron dos tarjetas TI F28335, una para el controlador del RSC y otra para el del GSC.

Antes de todo, en PSIM es necesario definir dos bloques para la operación del DSP, estos son el bloque de configuración del DSP (*DSP Config*), en el cual se configura la velocidad del DSP, y el bloque de configuración del hardware (*Hardware Config*). En este último se habilitan los puertos PWM del DSP. Una vez realizado esto y simulado el circuito, se procede a la generación del código en el menú *Simulate* y seleccionando *Generate Code*. El código se guarda en la misma carpeta que el archivo simulado pero en una carpeta nueva con el nombre del archivo seguida por la leyenda (*C code*). Este archivo de código se carga al DSP por medio del software *Code Composer*, a través de un cable USB. El procedimiento detallado puede verse en [44].

### **A3.2 Sistema de control del GSC para el DSP**

El esquema de control para el convertidor del lado de la red se muestra en la Figura 50. A partir de este circuito en PSIM se generó el código para el DSP del GSC. Se observa que las señales de entrada son; el voltaje de red, voltaje de rotor, corriente de rotor y corriente producida por el GSC, además del voltaje de CD. En la parte superior se encuentran; el bloque *Simulation Control*, en el cual se define el tiempo de simulación, la tarjeta a utilizar y la configuración para el proyecto, los bloques *DSP config* y *Hardware config*, así como el bloque *File*, en el cual se definen ciertos parámetros utilizados por el esquema de control.

### **A3.3 Sistema de control del RSC para el DSP**

Este esquema se muestra en la Figura 51. A partir de este circuito se generó el código para el DSP del RSC. Para este esquema de control las señales de entrada son: el voltaje de red, las corrientes de estator y de rotor y el voltaje de CD. En este circuito se emplea la señal proveniente del encoder para estimar el ángulo y la frecuencia de deslizamiento.

### **A3.4 Encoder**

Se utiliza un encoder incremental para determinar la velocidad mecánica del rotor. Con esto se puede determinar el ángulo del rotor y el ángulo de deslizamiento utilizado para las transformaciones  $abc-dq0$  de las señales de corriente y voltaje de rotor empleadas en el esquema de control tanto del GSC como del RSC.

El encoder con el que se cuenta en el laboratorio del cenidet proporciona dos señales de salida llamadas A y B, las cuales son ondas cuadradas desfasadas  $90^\circ$  eléctricos entre sí. También suministra una señal llamada Z que proporciona un pulso por cada revolución. La resolución del encoder es de 1024 pulsos por revolución.

Para calcular la velocidad de giro a partir del encoder se utilizó un bloque de programación en C para procesar las señales provenientes de dos contadores, los cuales son alimentados directamente con las señales A y Z del encoder.

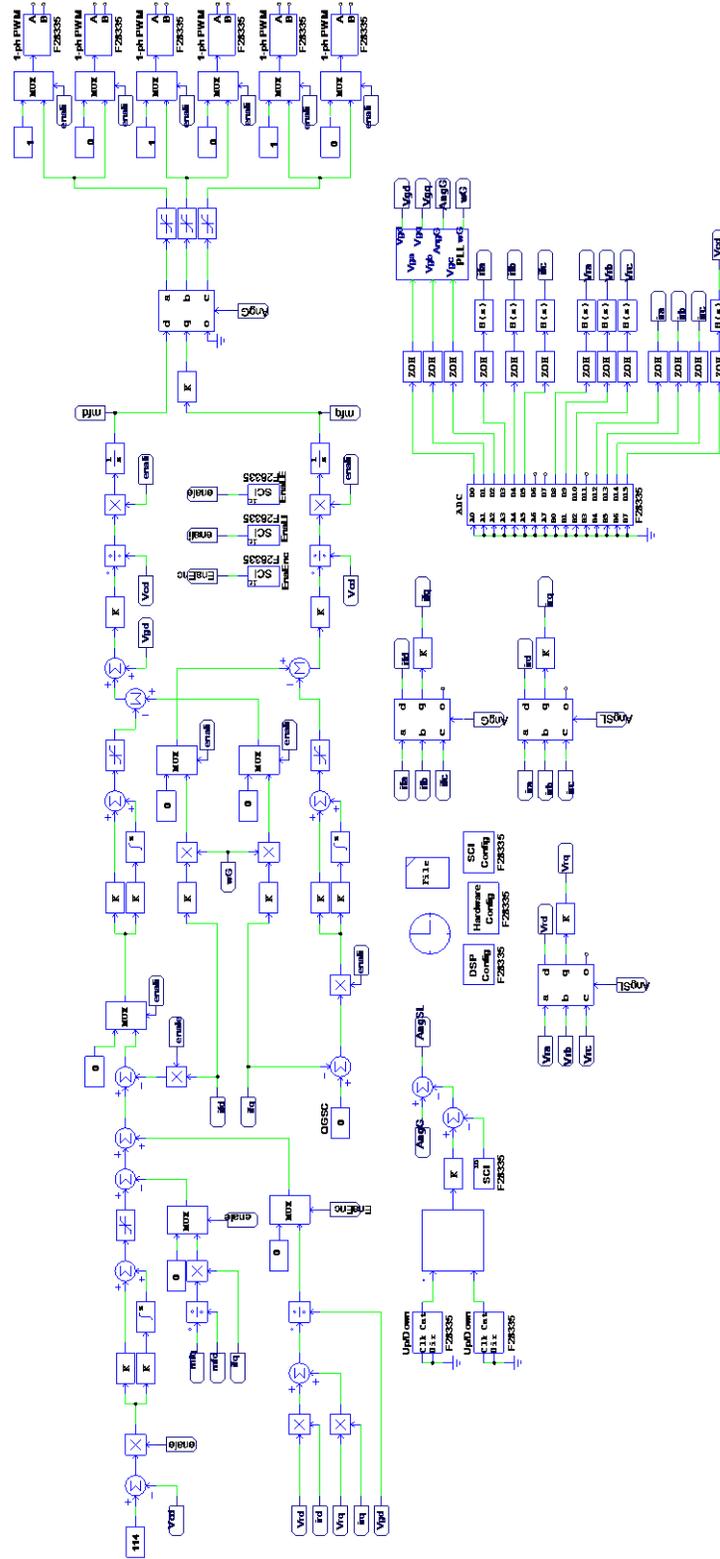


Figura 50. Circuito del GSC en el DSP

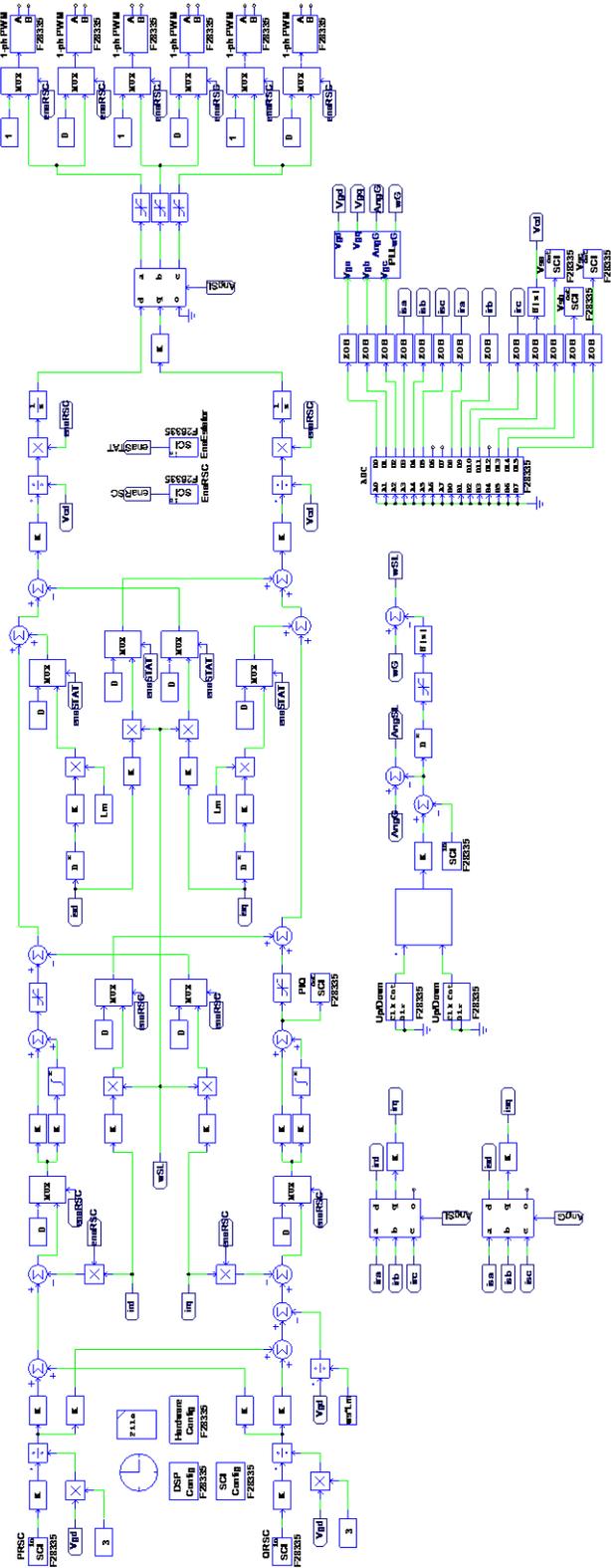


Figura 51. Circuito del RSC en el DSP

## A4. Pruebas experimentales

Se realizaron las primeras pruebas del funcionamiento de ambos convertidores 3L-NPC en modo inversor a potencia nominal, cada uno por separado. Ambos convertidores operaron correctamente pues a la salida sintetizaron una señal de tres niveles de fase a neutro y de cinco niveles entre fases. El voltaje del bus de CD en ambos capacitores fue diferente en algunos milivolts debido a un ligero desbalance en las capacitancias. Las pruebas del prototipo se realizaron siguiendo la secuencia de encendido del WECS, primero una prueba del GSC funcionando en modo inversor a potencia nominal con el filtro inductivo y conectado a una carga para observar la THD generada por este convertidor. Después la prueba de la regulación del bus de CD mediante el GSC seguido de la sincronización por parte del RSC. Cabe mencionar que la prueba de generación no se llevó a cabo debido a que no se contó con más tiempo para realizar las pruebas y se decidió fijar como prueba límite la sincronización del voltaje de estator con la red.

### A4.1 Prueba del GSC a carga nominal y muestra de armónicos

Con un analizador de armónicos se midió la distorsión generada por el GSC operando en modo inversor a una potencia mayor que la nominal. Se probó a esta potencia porque fueron las resistencias con las que se contaba en laboratorio. En la Figura 52 se muestran las magnitudes leídas por el analizador de armónicos en las terminales del GSC. La THD de las señales de voltaje y de corriente antes y después del filtro inductivo se muestra en la Tabla 5. Se observa que el filtro inductivo reduce notablemente la THD de voltaje.

POWER		VOLTAGE		CURRENT	
Freq	59.998 Hz				
P1	0.060kW	U1	34.72 V	I1	3.172 A
P2	0.061kW	U2	34.71 V	I2	3.223 A
P3	0.061kW	U3	34.70 V	I3	3.209 A
Psum	0.18kW	U4	0.00 V	I4	0.000 A

Figura 52. Magnitudes de la prueba del GSC

Tabla 5. THD del GSC en modo inversor

Antes filtro			
Va	4.98%	Ia	1.11%
Vb	4.82%	Ib	1.14%
Vc	4.72%	Ic	1.18%
Después filtro			
Va	2.71%	Ia	1.31%
Vb	2.79%	Ib	1.37%
Vc	2.63%	Ic	1.25%

### A4.2 Prueba de regulación del bus de CD

La prueba de regulación del bus de CD se realizó con el control diseñado para el GSC. Se tomaron medidas del voltaje en cada capacitor por separado, para posteriormente, calcular el desbalance entre ellos. En la Figura 53 se muestra la regulación del bus de CD en un valor de 114 V, tal como se propuso.

## Anexo A4. Pruebas experimentales

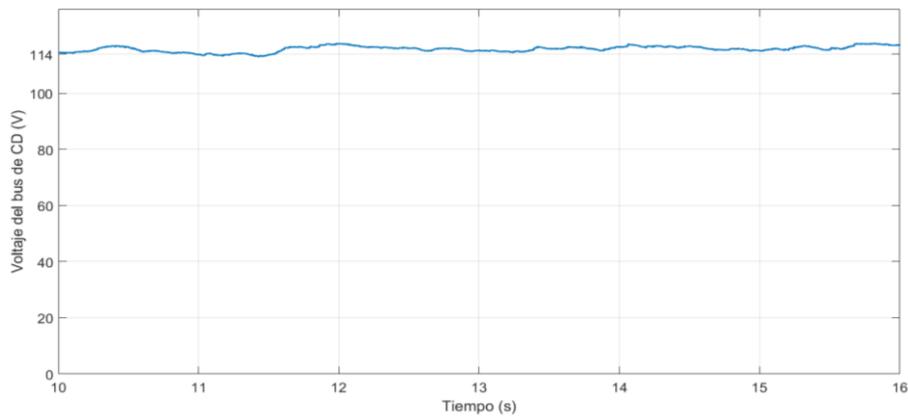


Figura 53. Regulación del voltaje del bus de CD

En la Figura 54 se grafica la resta del voltaje del capacitor superior menos el del inferior, esto para tener una mejor idea del desbalance de voltaje entre los capacitores. A pesar de que las capacitancias en los capacitores varían y el voltaje de red no está balanceado al cien por ciento, el desbalance de voltaje es de un valor muy pequeño, tiene un valor pico a pico de 1.1 V.

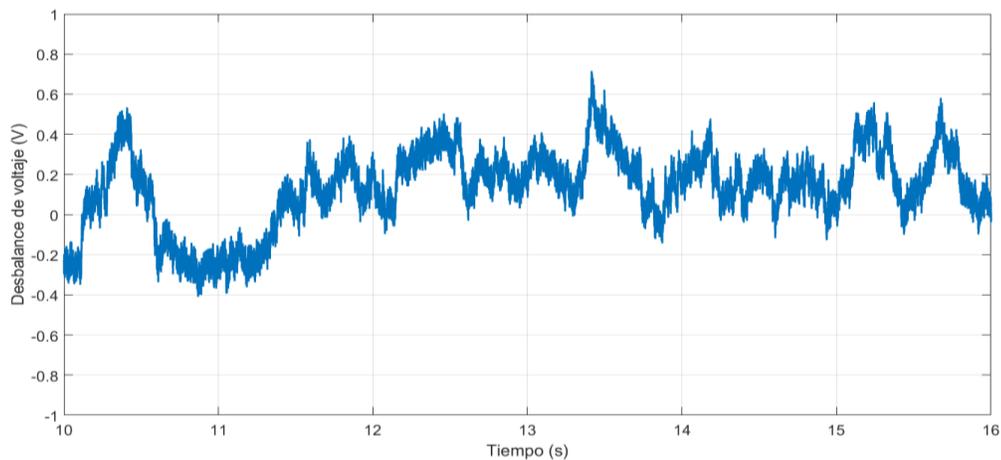


Figura 54. Desbalance de voltaje en los capacitores de CD

### A4.3 Prueba de sincronización con la red

Para verificar si el controlador del RSC funcionaba se llevó a cabo la prueba de sincronización. En la Figura 55 se muestran los voltajes de estator y de red de las fases a y b. Se observa que los voltajes de estator están en fase con los voltajes de red y que se logró uno de los objetivos del control del RSC.

#### Anexo A4. Pruebas experimentales

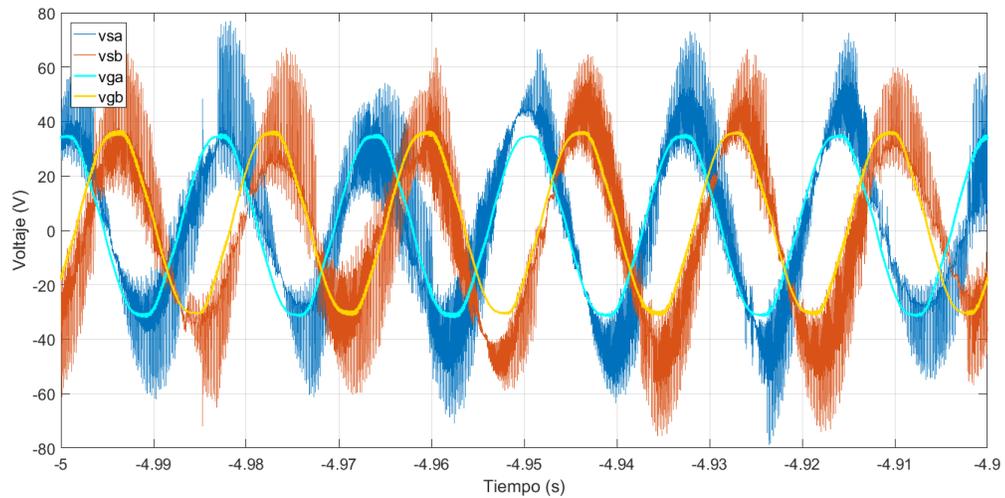


Figura 55. Sincronización del voltaje de estator con el de red

Una vez realizada la sincronización se puede seguir con la interconexión a la red y posteriormente con la etapa de generación e inyección de potencia a la red a distintas velocidades para medir la distorsión armónica que genera el WECS con el convertidor 3L-NPC-B2B.