

República de Cuba

**UNIVERSIDAD CENTRAL DE LAS VILLAS
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
DEPARTAMENTO DE ELECTROENERGÉTICA**

**CONTROL BASADO EN LA TRANSFORMADA DE FOURIER PARA UN
RESTAURADOR DINÁMICO DE TENSIÓN QUE ALIMENTA UN
GENERADOR EÓLICO**

Tesis en opción al grado de Doctor en Ciencias.

Especialidad: Ingeniería Eléctrica.

Autor: MSc. Lesyani Teresa León Viltre

Santa Clara

2014

República de Cuba

**UNIVERSIDAD CENTRAL DE LAS VILLAS
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
DEPARTAMENTO DE ELECTROENERGÉTICA**

**CONTROL BASADO EN LA TRANSFORMADA DE FOURIER PARA UN
RESTAURADOR DINÁMICO DE TENSIÓN QUE ALIMENTA UN
GENERADOR EÓLICO**

Tesis en opción al grado de Doctor en Ciencias.

Especialidad: Ingeniería Eléctrica.

Autor: MSc. Lesyani T. León Viltre

Tutores: Dr.C Francisco de Assis Dos Santos Neves

Dra.C Miriam Vilaragut Llanes

Santa Clara

2014

AGRADECIMIENTOS

Al Dr. Francisco de Assis Dos Santos Neves , mi tutor, fuente de experiencias y motivaciones científico técnicas, cuya constante estimulación y ayuda contribuyeron a hacer realidad este trabajo, así como a su familia, que me acogió como parte de ellos durante mi estancia en Brasil.

A la Dra. Miriam Vilaragut Llanes, mi tutora, que supo guiarme con sabios consejos y con su ayuda para la culminación de este trabajo.

A la agencia brasileña CAPES por otorgarme una beca del programa CAPES/MES/CUBA/DOCENTE que me permitió una estancia de investigación en la Universidad Federal de Pernambuco, en el departamento de ingeniería eléctrica dentro del grupo GEPAE, a los que agradezco también por considerarme una más de ellos.

Al Dr Emilio José Bueno Peña, de la Universidad de Alcalá de Henares por iniciarme en esta investigación y por compartir conmigo sus amplios conocimientos sobre el tema.

A mi familia, por su apoyo incondicional en todo momento.

A mis amigos, inclúyanse en ellos a los buenos, los muy buenos y los imprescindibles.

A todos, y son muchos, los que han estado durante todo este tiempo detrás del telón.

DEDICATORIA

A mi hijo David y a mi familia.

SINTESIS

Uno de los generadores eólicos más utilizados en la actualidad es el generador de inducción doblemente alimentado (DFIG). En el presente trabajo se presenta un esquema de control para el DFIG. El convertidor del lado de la red es controlado usando el vector de tensión orientado a los ejes dq , con la componente d de la corriente se puede controlar la tensión del bus de corriente directa. La componente q es forzada a cero para mantener un factor de potencia unitario. En el convertidor del lado del rotor se utiliza un control orientado al flujo del estator. Para la sincronización con la red se utiliza un método basado en GDSC-PLL (Generalized delayed signal cancellation). Se propone un restaurador dinámico de tensión (dynamic voltage restorer- DVR), para mantener la operación ininterrumpida del DFIG ante huecos de tensión. El control propuesto para el DVR está basado en la transformada de Fourier del vector espacial (space vector Fourier transform- SVFT). El vector controlado es implementado en los ejes $\alpha \beta$. Se obtienen resultados satisfactorios ante señales distorsionadas. Se realizan simulaciones en Matlab del sistema propuesto y se obtienen resultados experimentales para el control basado en la transformada de Fourier del vector espacial.

TABLA DE CONTENIDOS

INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO 1. FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE GENERADORES DE INDUCCIÓN DOBLEMENTE ALIMENTADOS Y RESTAURADORES DINÁMICOS DE TENSIÓN	10
1.1 Los huecos de tensión	10
1.2 Tecnologías de aerogeneradores actuales	13
1.2.1 Característica de los sistemas de velocidad variable	15
1.3 Generadores de inducción	15
1.3.1 Modelo dinámico del generador de inducción	16
1.3.2 Generador de inducción doblemente alimentado	18
1.3.3 Estrategias de control de los convertidores	21
1.3.4 Turbina eólica del DFIG	23
1.3.5 Análisis del comportamiento del DFIG ante huecos de tensión	26
1.4 Restaurador dinámico de tensión	32
1.4.1 Estrategias de control	34
1.5 Consideraciones finales del capítulo	36
CAPÍTULO 2. IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL DEL GENERADOR DE INDUCCIÓN DOBLEMENTE ALIMENTADO	38
2.1 Control del convertidor del lado de la red.....	38
2.2 Control del convertidor del lado del rotor.....	41
2.3 Sincronización con la red eléctrica.....	45
2.3.1 Transformada GDSC	46
2.3.2 Implementación del método propuesto.....	49
2.4 Consideraciones finales del capítulo	54
CAPÍTULO 3. DISEÑO Y CONTROL DEL DVR.....	55
3.1 Partes que conforman el DVR	56
3.1.1 Filtro de salida.....	56
3.1.2 Transformador de inyección.....	56
3.2 Obtención de la señal de referencia.....	56
3.3 Sistema de control del DVR	58

3.3.1 Transformada de Fourier del vector espacial	58
3.3.2 Descripción del sistema de control basado en la SVFT	61
3.3.3 Implementación no recursiva	64
3.3.4 Implementación recursiva.....	67
3.3.5 Respuesta de frecuencia del regulador	69
3.3.6 Análisis de estabilidad	72
3.4 Consideraciones económicas del DVR como solución	74
3.5 Consideraciones finales del capítulo	75
CAPÍTULO 4. RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES Y MONTAJE	
EXPERIMENTAL	76
4.1 Resultados de las simulaciones del Generador de Inducción doblemente alimentado	76
4.2 Resultados de las simulaciones del DVR.....	81
4.2.1 Resultados de la simulación del control diseñado en un filtro activo	85
4.3 Montaje experimental del control basado en SVFT	88
4.3.1 Implementación computacional del controlador de corriente.....	90
4.3.2 Resultados experimentales	91
4.4 Consideraciones finales	97
CONCLUSIONES	98
RECOMENDACIONES	100
REFERENCIAS.....	101
ANEXO 1. Modelo del generador de inducción.....	110
ANEXO 2 Sistema donde se conecta el DFIG.	111
ANEXO 3. Fotos del montaje experimental	112
ANEXO 4 Fotos de la placa acondicionadora de las señales medidas y placa del DSP .	113

INTRODUCCIÓN

El medio ambiente global manifiesta, cada vez más, un mayor deterioro debido al uso indiscriminado de los recursos naturales y a la insuficiente atención, en general, que se da a la solución de los efectos negativos que esto produce sobre los seres vivos, incluidas las poblaciones humanas.

La contaminación es uno de los problemas ambientales más importantes que afectan al mundo y surge cuando se produce un desequilibrio, como resultado de la adición de cualquier sustancia al medio ambiente, en cantidad tal, que cause efectos adversos en el hombre, en los animales, vegetales o materiales expuestos a dosis que sobrepasen los niveles aceptables en la naturaleza.

La energía eólica pertenece al conjunto de las energías renovables o también denominadas energías alternativas. Es el tipo de energía renovable más extendida a nivel internacional por potencia instalada y por energía generada.

La energía eólica se ha utilizado históricamente para tareas mecánicas que requerían de mucho esfuerzo físico, como era moler granos o elevar agua de pozos. En estos casos, la energía final que se usaba era la energía mecánica, sin embargo, con el paso de los años el objetivo que se buscaba era el de producir energía eléctrica a partir del viento. La generación de energía eléctrica a partir de energía eólica tuvo lugar en Dinamarca hacia 1890, cuando se realizaron los primeros experimentos con aerogeneradores, por el profesor La Cour [1].

Desde el año 1995 hasta hoy se ha visto crecer exponencialmente el uso de la energía eólica en todo el mundo, destacando países como España, Dinamarca, Holanda y Alemania.

Actualmente muchos países cuentan con la energía eólica como una fuente de energía primaria en pleno desarrollo. Los países que destacan como futuros grandes generadores de

energía eólica son: China, India, Sudamérica y EE.UU. De hecho, China cuenta ya con grandes fabricantes de aerogeneradores que han conseguido tecnologías muy fiables [2].

La política energética cubana referida a la electricidad está dirigida a asegurar el suficiente suministro de esta energía acorde con el desarrollo energético esperado. En los últimos cinco años, el consumo energético en Cuba ha crecido establemente en la misma manera que la economía nacional ha ido recobrando su salud. La generación de electricidad se basa aún en el uso intensivo de los combustibles fósiles, pero la estructura de tal generación ha cambiado. Alrededor de 50 % de toda la potencia es obtenida del llamado crudo nacional, un combustible más barato en comparación con otros, que ha permitido reducir la importación de petróleo, aunque pagando una cuota de daños al medioambiente. El pronóstico en los próximos cinco años es aumentar el uso del petróleo nacional en la generación de electricidad, pero también mejorar las tecnologías que reduzcan los impactos medioambientales asociados a su uso [3].

Cuba cree firmemente que el desarrollo y la aplicación de la potencia eólica, así como otras fuentes renovables de energía, son la clave para el futuro. Una revisión de las oportunidades del uso de la energía eólica en el país, muestra que las principales oportunidades están en los sitios donde no hay red eléctrica, fenómeno común en áreas rurales de los países en desarrollo. Miles de sistemas aislados para el bombeo de agua operan en Cuba, pero el uso de pequeños sistemas aislados de energía eólica es limitado y prácticamente no existen, aunque existen varios parques conectados al sistema eléctrico y deben aumentar en los próximos años.

Es cierto que todavía la energía eólica instalada, es poco significativa si se compara con la demanda actual del sistema, sin embargo, las perspectivas de crecimiento que existen son altas.

Como parte del desarrollo de las energías renovables en el país, se ha iniciado un programa eólico muy ambicioso con el que se pretende instalar una potencia considerable.

Actualmente existen cuatro parques eólicos interconectados, tres de ellos al Sistema Electroenergético Nacional (SEN), Turiguanó, Gibara I y Gibara II, y el otro, Los Canarreos, al micro sistema de la Isla de la Juventud.

La creciente proporción de energía eólica a nivel mundial, en relación con las fuentes convencionales de energía hace que los parques eólicos deban ser capaces de proporcionar potencia reactiva y de adaptar su control a las necesidades del sistema eléctrico. Uno de los requisitos más exigentes para los parques eólicos, lo constituye la necesidad de permanecer conectados ante un hueco de tensión en la red.

Un hueco de tensión es una caída de la tensión en la red, de corta duración, debido, entre otras causas, a la conexión de grandes motores a la red o a la existencia de cortocircuitos. Los parques eólicos conectados a alta tensión (por lo general por encima de 100 kV) tienen que permanecer conectados cuando se produce una caída de tensión en la red, ya que la repentina desconexión de una gran cantidad de la energía eólica puede exacerbar la caída de tensión, con consecuencias graves para el sistema [4].

Una de las máquinas eólicas de velocidad variable más utilizadas en la actualidad, es el generador de inducción doblemente alimentado (DFIG, por sus siglas en inglés).

Las turbinas eólicas basadas en DFIG son muy sensibles a los disturbios en la red, fundamentalmente a los huecos de tensión. Una caída abrupta en la tensión de la red causa componentes continuas de secuencia positiva y negativa de frecuencia fundamental y armónicas en el flujo del estator, resultando en altas tensiones inducidas en el rotor [4, 5]. Para proteger al convertidor conectado al rotor, los fabricantes han desarrollado el denominado “*crowbar*”, que cortocircuita los devanados del rotor pero imposibilita el control de las corrientes.

Los más recientes códigos de red imponen que la turbina debe mantenerse conectada durante un hueco de tensión y, en adición, deben ser capaces de contribuir a la restauración de la tensión,

inyectando reactivo durante este disturbio. En la actualidad, un considerable número de trabajos ha estado dirigido a lograr este objetivo [6-11], muchos de ellos hacen aportes muy positivos a esta problemática pero todavía es necesario buscar soluciones más económicas y eficientes. Otros trabajos han estado encaminados a lograr diferentes protecciones del convertidor y a limitar la corriente de falla [12-14].

Una solución ideal para una turbina eólica DFIG durante un hueco de tensión sería un sistema que hace que la turbina sea insensible a dicho hueco de tensión. Esto se puede lograr a través de un restaurador dinámico de tensión (DVR, por sus siglas en inglés).

El DVR es un convertidor en fuente de tensión (VSC, por sus siglas en inglés) que es conectado en serie entre de la red y la carga, en este caso, el generador de la turbina eólica, cuya tensión se suma a la tensión de la red con el fin de obtener la tensión deseada en la carga. Dependiendo del tipo de control, el DVR representa una solución práctica para proteger cargas sensibles a la presencia de perturbaciones en la red [15, 16].

La transformada de Fourier del vector espacial (SVFT, por sus siglas en inglés) permite obtener la componente de secuencia positiva o negativa de la componente armónica deseada de una señal trifásica. Una estrategia de control para señales trifásicas desbalanceadas y balanceadas puede ser obtenida con el uso de la SVFT, lo que resulta muy atractivo cuando ocurren huecos de tensión desbalanceados.

Teniendo en cuenta lo anterior, en este trabajo se pretende dar respuesta al siguiente **problema científico**:

¿Cómo mantener la operación ininterrumpida de un Generador de Inducción Doblemente Alimentado (DFIG) ante huecos de tensión balanceados y desbalanceados?

De aquí que el **objeto** de esta investigación sea la operación ininterrumpida de un generador de inducción doblemente alimentado ante huecos de tensión, distinguiendo como **campo** de acción,

la utilización de un restaurador dinámico de tensión con control basado en la transformada de Fourier para mantener la operación ininterrumpida del DFIG.

A partir de la definición del problema, se plantea como **hipótesis** que: con el empleo de un restaurador dinámico de tensión que se controle empleando la transformada de Fourier del vector espacial, es posible mantener la operación ininterrumpida de un generador de inducción doblemente alimentado ante huecos de tensión.

El **objetivo general** de esta investigación es:

Proponer un sistema de control basado en la transformada de Fourier del vector espacial en un restaurador dinámico de tensión para mantener la operación ininterrumpida de un generador de inducción doblemente alimentado ante huecos de tensión.

Para dar cumplimiento al objetivo general se precisan como **objetivos específicos**:

- 1) Describir el comportamiento de los generadores de inducción doblemente alimentados ante huecos de tensión.
- 2) Analizar críticamente propuestas de soluciones existentes para mantener la operación ininterrumpida de los generadores de inducción doblemente alimentados ante huecos de tensión y las propuestas de control existentes para reguladores dinámicos de tensión.
- 3) Representar el sistema del control seleccionado para el generador de inducción doblemente alimentado.
- 4) Describir el método basado en el retraso en la cancelación de la señal generalizado GDSC-PLL (por sus siglas en inglés) para la sincronización con la red eléctrica.
- 5) Diseñar un sistema de control basado en la transformada de Fourier del vector espacial para un restaurador dinámico de tensión.
- 6) Evaluar la propuesta de solución mediante simulación y montaje experimental.

Las **tareas de investigación** que contribuyen al cumplimiento de los objetivos específicos son las siguientes:

- 1) Revisión de la literatura existente sobre el comportamiento de los DFIG ante huecos de tensión balanceados y desbalanceados.
- 2) Análisis de los resultados obtenidos en investigaciones precedentes que aportan soluciones para mantener la operación ininterrumpida de DFIG ante huecos de tensión y sobre el control de DVR.
- 3) Implementación del sistema de control del generador de inducción doblemente alimentado.
- 4) Implementación del GDSC-PLL para la sincronización con la red.
- 5) Diseño de un sistema de control de un DVR para mantener la operación ininterrumpida de un DFIG ante huecos de tensión.
- 6) Evaluación mediante simulación en MatLab del sistema de control propuesto del DVR conectado a la entrada del DFIG.
- 7) Evaluación experimental del sistema de control propuesto mediante un procesador digital de señales, (DSP, por sus siglas en inglés).

En esta investigación se utilizan diferentes **métodos científicos**. Los métodos teóricos de análisis-síntesis e inductivo-deductivo son usados en varias etapas del trabajo, los cuales facilitan la construcción del marco teórico conceptual, el procesamiento de la información empírica y la valoración del estado inicial en que se encuentran las diferentes técnicas de control del DVR. Entre los métodos empíricos se utilizan el experimento científico y la simulación para evaluar el desempeño de la comprensión mediante la variación controlada de los parámetros.

La **novedad científica** de la investigación radica en:

- 1) Un sistema de control basado en la transformada de Fourier del vector espacial para un restaurador dinámico de tensión que presenta resultados superiores a los principales algoritmos de control revisados en la literatura científica sobre el tema, ya que garantiza error nulo en estado estable y permite el control independiente de la secuencia positiva, negativa y para algún armónico específico.
- 2) La aplicación de un método novedoso basado en el Generalized delayed signal cancellation (GDSC-PLL, por sus siglas en inglés) para la sincronización con la red, que presenta resultados relevantes ante distorsiones de la tensión de la red ya que con transformaciones en cascada es capaz eliminar el vector de secuencia negativa de la secuencia fundamental, con todos los armónicos de los vectores de secuencia negativa y positiva.

La utilidad e impacto de la presente investigación es económica, social y medioambiental, por cuanto permite la operación ininterrumpida de un DFIG ante fallas en la red, lo que evita, en casos de gran penetración eólica la pérdida de estabilidad del sistema eléctrico y promueve el uso de fuentes de energía renovables.

Esta investigación se ha podido realizar gracias a la colaboración de diferentes centros e instituciones, entre los que se encuentran la agencia CAPES de Brasil, como parte del programa CAPES/CUBA/MES/DOCENTES y, fundamentalmente, al grupo de Accionamiento Eléctrico y Electrónica de Potencia (GEPAE) del departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Federal de Pernambuco, Recife, Brasil. También, al departamento de Electrónica de la Universidad de Alcalá, Alcalá de Henares, Madrid, España.

Los resultados parciales de esta investigación son artículos aceptados en las siguientes revistas indexadas:

1. "The SVFT-Based Control." IEEE Transactions on Industrial electronics.

2. “Control de un Restaurador Dinámico de Tensión Basado en la Transformada de Fourier del Vector Espacial.” Ingeniería Energética.
3. “Análisis y modelado del generador de inducción doblemente alimentado.” Revista Ingeniería Energética.

También se han publicado en las memorias de diferentes eventos:

1. II Convención Internacional de Ingeniería en Cuba CIIC 2010. Junio 2010. Varadero, Cuba. “Modelo de un convertor en fuente de voltaje (VSC)” [17].
2. Conferencia Científica Eléctrica FIE 2010. Julio 2010. Santiago de Cuba, Cuba. “Modelo de un generador eólico doblemente alimentado” [18].
3. Convención Científica de Ingeniería y Arquitectura (CCIA 2010). Simposio Internacional en Generación Distribuida (SIGEDI 2010). Habana, Cuba. Diciembre 2010. “Comportamiento del generador de inducción doblemente alimentado ante condiciones de fallas” [19].
4. CIE 2011. Hotel Barceló, Cayo Santa María, Villa Clara, Cuba. Junio 2011. “Simulación de un generador eólico doblemente alimentado” [20].
5. ALTAE X Congreso Iberoamericano de Alta tensión y Aislamiento Eléctrico Septiembre 2011 Habana Cuba “Implementación del modelo de generadores eólicos al paquete de programa PSX” [21].
6. V Conferencia Internacional “Ciencia y tecnología por un desarrollo sostenible” CYTDES 2013, SIEM 2013. “Restaurador Dinámico de Tensión para un generador de inducción doblemente alimentado” [22].
7. ALTAE XI Congreso Iberoamericano de Alta tensión y Aislamiento Eléctrico Diciembre 2013 Habana Cuba” Restaurador Dinámico de Tensión basado en la transformada de Fourier del vector espacial” [23].

El trabajo se ha estructurado en introducción, cuatro capítulos, conclusiones, recomendaciones, anexos y referencias bibliográficas.

En el primer capítulo se describen los huecos de tensión, el funcionamiento del generador de inducción doblemente alimentado y su comportamiento ante huecos de tensión, así como un análisis del funcionamiento de los restauradores dinámicos de tensión.

En el segundo capítulo se describe el diseño del control del generador de inducción doblemente alimentado y el método de sincronización con la red.

En el tercer capítulo se describen, fundamentalmente, el diseño del control basado en la SVFT para el DVR.

En el cuarto capítulo, se muestran los resultados obtenidos del proceso de evaluación, tanto con simulación, como experimentales y se efectúa su análisis y discusión.

Por último, a partir de un análisis crítico de los resultados, se elaboran las conclusiones de la investigación desarrollada y se plantean las recomendaciones para trabajos futuros.

CAPÍTULO 1. FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE GENERADORES DE INDUCCIÓN DOBLEMENTE ALIMENTADOS Y RESTAURADORES DINÁMICOS DE TENSIÓN

1.1 Los huecos de tensión

Entre los diversos fenómenos que afectan la calidad del suministro de energía eléctrica las variaciones de tensión de corta duración son unos de los de mayor incidencia a nivel mundial y entre ellas, los huecos de tensión ocupan un lugar destacado, ya que son los que afectan a los procesos industriales. No todos los huecos de tensión que se producen en la red son debidos a fallas, también se producen huecos por el arranque de grandes motores, o en la conexión de transformadores en el sistema eléctrico, por citar algunos ejemplos.

Entre los tipos de cargas que se ven afectados por los huecos de tensión y sus consecuencias se encuentran [24]:

- **Motores de inducción:** picos de intensidad, picos de par, oscilaciones en la velocidad, etc.
- **Transformadores:** picos de intensidad.
- **Motores sincrónicos:** picos de intensidad, de par y posible pérdida de sincronismo.
- **Convertidores electrónicos:** en muchos accionamientos de máquinas de corriente alterna, la fuente de tensión que alimenta al inversor consiste básicamente en un bus de continua que se alimenta desde un rectificador trifásico conectado a la red. Los huecos de tensión producen caídas de tensión en el bus de corriente continua que provocan variaciones en la velocidad y en el par de la máquina, y picos de corriente en el lado de alterna que pueden llegar a provocar el disparo de las protecciones.
- **Ordenadores:** pueden ocasionar desde un apagado no deseado hasta la pérdida de información o avería de alguno de sus componentes.

Los huecos de tensión se han estudiado en detalles en numerosos trabajos de investigación [25-27]. D. d. Jesús [27] presenta un análisis y clasificación de huecos trifásicos desequilibrados. La clasificación considera las fallas trifásicas, monofásicas, bifásicas, así como todos los tipos de conexión de transformadores.

En las redes trifásicas los huecos de tensión pueden ser divididos en dos grandes categorías:

- Huecos simétricos, donde las tensiones de las tres fases caen en la misma proporción.
- Huecos asimétricos, donde las caídas de las tres fases no son iguales. Pueden ser monofásicos o bifásicos.

Las principales causas de los huecos de tensión son fallos de cortocircuitos remotos producidos en las líneas de transmisión y distribución [28]. Otras causas pueden ser:

- Arranque de grandes motores de inducción.
- Conexión de transformadores a la red.
- Conmutación de grandes cargas, etc.

Parámetros que caracterizan un hueco de tensión:

- Magnitud del hueco: Es la tensión que se alcanza después de iniciar el hueco. Ésta se puede determinar por el valor eficaz o de pico sobre la mitad de un ciclo o un ciclo completo de la frecuencia fundamental.
- Duración del hueco: Es el tiempo que el sistema mantiene la tensión por debajo de un valor umbral, por ejemplo el 90% de la tensión 'pre-hueco'. Si el hueco es debido a un fallo de cortocircuito, la duración del hueco depende del tiempo que se tarde en restablecer el fallo, lo cual está relacionado con la respuesta de los mecanismos de protección.
- Salto del ángulo de fase: Es un desplazamiento en el cruce por cero de la tensión instantánea. Un evento como un fallo provocado por un cortocircuito podría afectar tanto a la magnitud como a la fase. Si se caracteriza el hueco con el valor eficaz no se da información del

salto de fase, pero si se caracteriza con el cálculo de la tensión fundamental, si se puede obtener la información del salto de fase.

En la figura 1.1 se representa un ejemplo de un hueco de tensión simétrico:

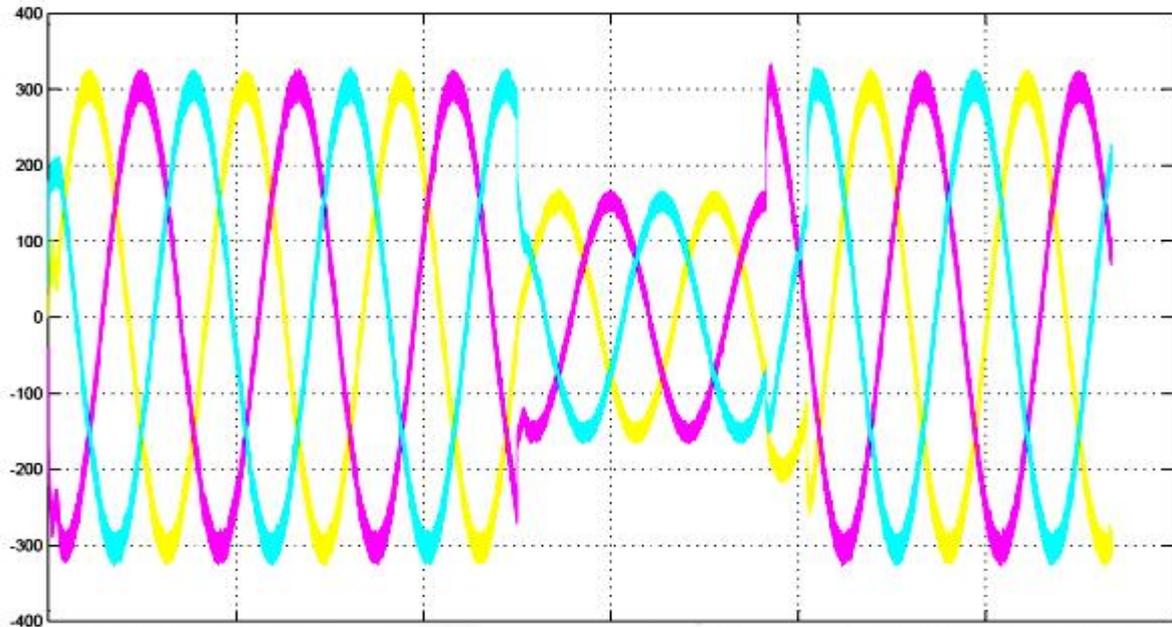


Figura 1.1 Ejemplo de hueco de tensión simétrico.

Normalmente los huecos que aparecen en la red son monofásicos, provocados por un cortocircuito entre una fase y tierra. Por ejemplo, la descarga de un rayo produce sobretensiones suficientes para formar un arco entre la fase y la torre que se encuentra conectada a tierra, lo que provoca un cortocircuito entre la línea y tierra.

Las fallas bifásicas son menos comunes, y consisten en un cortocircuito entre dos fases. La solución a los problemas causados por los huecos de tensión se puede aplicar a tres niveles[29]:

- Aparentemente la solución ideal es resolver estos problemas a nivel del equipo electrónico, aumentando la inmunidad de éstos a los huecos. Esto no es siempre posible, y requiere más debate entre los clientes y las compañías eléctricas.

- Otra solución está relacionada con la configuración y operación de los sistemas de transmisión y distribución de energía eléctrica. Las mejoras que se pueden hacer para aliviar los

efectos de los huecos incluyen: reducir el número de huecos; reducir el tiempo de restablecimiento después de un fallo usando protecciones más rápidas; y cambiar la estructura del sistema de potencia. La mayoría de las mejoras en los sistemas de transmisión y distribución de energía eléctrica son limitadas debido a que éstos han sido diseñados hace 10 o 20 años, y cambiar su estructura ahora no es una tarea fácil. Estas mejoras son más efectivas en el caso de los nuevos sistemas de energía.

- La dificultad que tiene la puesta en marcha de las anteriores propuestas, implica que la tercera solución sea instalar equipos electrónicos capaces de solventar estos problemas, ubicados entre el sistema de distribución y el cliente final. El desarrollo de este tipo de equipos está estrechamente ligado al desarrollo de la electrónica de potencia.

En la línea de la tercera alternativa han aparecido en estos últimos años los “Flexible AC Transmission Systems” (FACTS) y “Custom Power Technologies” que hacen referencia al conjunto de sistemas basados en electrónica potencia que se están empleando en las líneas de transmisión y distribución para optimizar la energía que se entrega al cliente final.

1.2 Tecnologías de aerogeneradores actuales

Los aerogeneradores utilizados en los sistemas eléctricos de potencia pueden ser divididos en dos grandes grupos: de velocidad fija y de velocidad variable [30, 31].

Aerogeneradores de velocidad fija: Muchos fabricantes utilizan generadores de inducción de jaula de ardilla conectados a la red. Debido a que la frecuencia de la red es fija, la velocidad de la turbina se regula con la relación de la caja de cambios y el número de polos del generador. Para incrementar la generación de potencia, algunos aerogeneradores de velocidad fija están equipados con un generador que contiene devanados múltiples.

Las desventajas de este tipo de aerogeneradores son la pulsación de la potencia provocada por el gradiente de velocidad del viento, los efectos de la sombra de la torre, la operación fuera de la

condición de máxima captura energética del viento y el consumo de potencia reactiva del generador de inducción. Para compensar el consumo de potencia reactiva se usan bancos de capacitores.

Aerogeneradores de velocidad variable: Durante los últimos años la potencia que se instala con este tipo de tecnología ha tenido el dominio sobre los de velocidad fija. Estos aerogeneradores están diseñados para obtener la máxima eficiencia aerodinámica dentro de la zona de control. La solución más adecuada para la operación a velocidad variable de las turbinas eólicas consiste en el empleo de un cambiador de frecuencia entre el generador eléctrico y la red. Los fabricantes utilizan generadores de inducción doblemente alimentados y sistemas con generadores sincrónicos (con excitación eléctrica o con imanes permanentes) y convertidor electrónico.

El funcionamiento a velocidad variable de un aerogenerador puede ser en un rango amplio o limitado. Actualmente el arreglo más común en un rango de velocidad limitado es con resistencias del rotor controlables. Se han producido aerogeneradores donde el deslizamiento del generador de inducción y, por consiguiente, la velocidad del rotor puede variar entre 1 y 10%. La posibilidad de reducir las fluctuaciones de potencia que provienen de la sombra de la torre es una de las ventajas de este tipo de sistema. Uno de sus inconvenientes es el consumo de potencia reactiva.

Los sistemas de velocidad variable de rango amplio están provistos con un convertidor de frecuencia. Los dos tipos de inversores más comunes son el de conmutación natural o de línea y el de conmutación forzada. Estos inversores producen armónicos de diferente orden y, por lo tanto, necesitan diferentes tipos de filtros. El inversor con conmutación natural está provisto con tiristores. Los mayores inconvenientes del inversor con conmutación natural son: bajo factor de potencia y alto contenido de corriente armónica.

El inversor de conmutación forzada está normalmente provisto con transistores bipolares de puerta aislada (IGBT, por sus siglas en inglés) y en él es posible especificar el factor de potencia deseado. Utilizando la técnica de modulación por ancho de pulsos (PWM, por sus siglas en inglés) se elimina la armónica de baja frecuencia, y el primer armónico tendrá entonces una frecuencia próxima a la frecuencia de conmutación del inversor. Por lo tanto, será necesario utilizar un pequeño filtro de red debido a la alta frecuencia de conmutación.

1.2.1 Característica de los sistemas de velocidad variable

Los sistemas de velocidad variables presentan la posibilidad de reducir las cargas sobre el sistema mecánico de la transmisión, pala y torre. Durante los procesos de aceleración del rotor eólico, parte de la energía mecánica desarrollada por la turbina se transforma en energía cinética de rotación, de tal forma, que el rotor eólico se comporta como un volante de inercia. Un sistema con estas características permite filtrar las variaciones de par producidas por la variabilidad del viento, reduciendo así las cargas sobre los elementos mecánicos y mejorando la calidad de la potencia eléctrica generada. Además, los sistemas de velocidad variable permiten maximizar la captura energética durante la operación a carga parcial.

Otra ventaja adicional es que se produce un menor ruido a bajos vientos, lo que supone una mejora del impacto medio-ambiental.

En cuanto a los inconvenientes cabe resaltar que los sistemas de velocidad variable son más complejos que los sistemas de velocidad fija, por lo que algunos fabricantes los consideran menos fiable [32-34].

Uno de los aerogeneradores de velocidad variable más utilizados en la actualidad es el generador de inducción doblemente alimentado (DFIG).

1.3 Generadores de inducción

La elección de la máquina de inducción para el generador se debe a su sencillez y robustez mecánica, su bajo costo de mantenimiento y bajo costo inicial en comparación con la máquina síncrona. Además, es menos propenso a perturbaciones bruscas en torque a diferencia de la máquina síncrona. Su desventaja principal es que su flujo magnético no es controlado desde una fuente externa de corriente de magnetización y por tanto es muy sensible a las perturbaciones de la red, principalmente al hueco de tensión.

Con el crecimiento de la generación eólica, se ha hecho más frecuente la conexión a la red de generadores de inducción, tanto jaula de ardilla como de rotor bobinado. Estos generadores pueden usarse tanto en turbinas de velocidad fija, como de velocidad variable. Papathanassiou y Papadopoulos [35] revisan varias configuraciones basadas en generador de inducción y sus usos.

1.3.1 Modelo dinámico del generador de inducción

Krause, Wasynczuk y Sodhoff hacen un estudio detallado de las transformaciones matemáticas aplicadas a las máquinas eléctricas y a los sistemas eléctricos [36].

Para simplificar el sistema, se referirán todas las variables al estator y a un sistema de referencia en ejes dq girando a la velocidad de sincronismo y orientado al fasor de tensión mediante la transformación de Park. Para obtener el ángulo θ del sistema giratorio bastará con integrar la velocidad de sincronismo, esto es [36, 37]:

$$\theta = \int \omega_s = \int 2 \cdot \pi \cdot f_s \quad (1)$$

donde f_s es la frecuencia de la tensión de la red, 60 Hz.

La tensión en los terminales de la máquina referida al estator es:

$$v_s^{\alpha\beta} = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (2)$$

donde: R_s es la resistencia del estator, i_s es la corriente del estator y ψ_s el flujo del estator.

Esta ecuación, al referirse a los ejes dq girando a la velocidad sincrónica, se debe multiplicar por $e^{-j\theta}$, resultando:

$$v_s^{\varepsilon\beta} \cdot e^{-j\theta} = V_s^{dq} = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} + jw_s \psi_s \quad (3)$$

donde w_s es la velocidad de giro del sistema de referencia sincrónico.

Haciendo lo mismo con la tensión en los terminales del rotor, se obtiene:

$$v_r^{dq} = R_r i_r + \frac{d\psi_r}{dt} + j(w_s - w_r)\psi_r \quad (4)$$

donde: R_r es la resistencia del rotor, i_r es la corriente del rotor, ψ_r el flujo del rotor, w_r representa la velocidad del rotor de la máquina y $(w_s - w_r)$ la diferencia entre la velocidad del sistema de referencia sincrónico y la del rotor. En este caso, el factor para referir a ejes dq es $e^{-j(\theta-\varepsilon)}$, siendo ε es el ángulo que forma el eje del rotor con el flujo del estator.

Si se supone que la máquina trabaje sin saturarse, el flujo del estator será la suma del flujo producido por la corriente circulante por él mismo, más una parte del producido por las corrientes del rotor. Lo mismo se cumple con el flujo del rotor. Esto queda reflejado en las siguientes ecuaciones:

$$\psi_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (5)$$

$$\psi_r = L_r i_r + L_m i_s \quad (6)$$

donde L representa la inductancia, el subíndice s indica que son parámetros del estator, el subíndice r que son parámetros del rotor y m parámetros mutuos.

A partir de esto solo queda definir las ecuaciones que ligan el momento mecánico desarrollado por la máquina con las variables y la relación entre el momento de la carga T_l y el momento electromagnético T_{em} [38]:

$$T_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot L_m \cdot I_m (i_s \cdot i_r^*) \quad (7)$$

$$T_{em} - T_l = J \cdot \frac{d}{dt} \Omega \quad (8)$$

donde: p es el número de pares de polos, L_m es la inductancia magnetizante, J es el momento de inercia del generador y $\Omega = \frac{\omega_r}{p}$. I_m indica la parte imaginaria de un número complejo y $*$ representa el complejo conjugado.

Con las ecuaciones de la (2) a la (8) es posible implementar el modelo dinámico del generador de inducción. En caso de que se trate de un generador jaula de ardilla, basta con hacer V_r nula en la ecuación (4). Si se trata de un generador doblemente alimentado V_r tomará el valor que el sistema de control imponga.

1.3.2 Generador de inducción doblemente alimentado

La máquina DFIG es una máquina de inducción de rotor bobinado con su circuito de rotor conectado a la red a través del sistema de convertidores de electrónica de potencia, mientras que el estator es conectado directamente a la red según se observa en la figura 1.2.

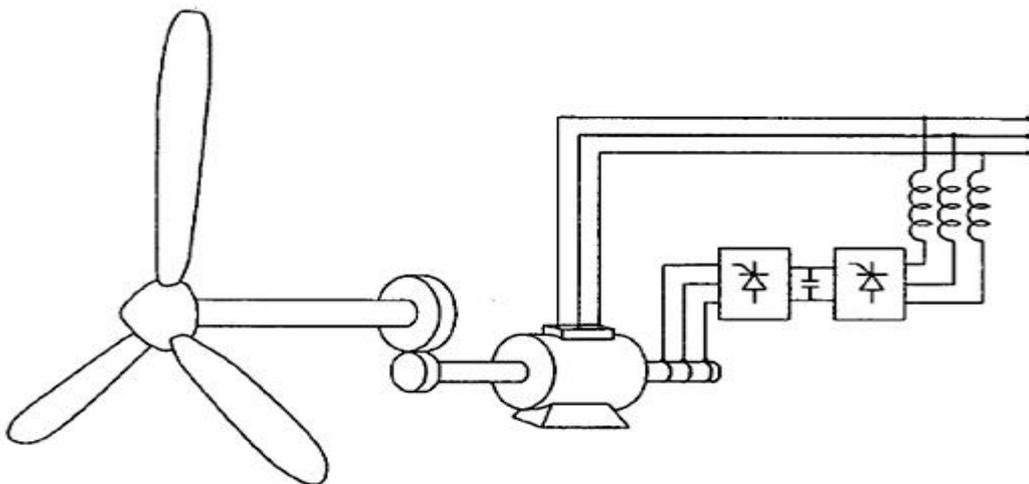


Figura 1.2 Turbina con generador de inducción doblemente alimentado.

El rotor del generador de inducción de rotor bobinado es alimentado por el convertidor trifásico del lado de la máquina, que aplica un sistema trifásico de tensiones de frecuencia variable. La modificación de la amplitud y frecuencia de las corrientes del rotor, resulta en una modificación del par y, consecuentemente, de la velocidad de giro del rotor, cuyo objetivo es que la turbina eólica trabaje en el punto de máximo rendimiento cuando cambia la velocidad del viento [39].

La principal ventaja del esquema de conversión de energía basado en el generador asincrónico doblemente alimentado es que la potencia que debe ser tratada por los convertidores electrónicos es solo una pequeña parte de la potencia total de la máquina [40, 41].

El control del convertidor del lado de la red es el encargado de mantener la tensión nominal en el bus DC y se encarga de regular el intercambio de la potencia activa y reactiva con la red.

Si se considera que v_a, v_b y v_c son las tensiones de fase del sistema trifásico y que i_a, i_b y i_c son las corrientes de fase de entrada, la potencia desarrollada por el circuito es:

$$P = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (9)$$

Si la componente de secuencia cero es nula, las potencias activa y reactiva instantáneas [42, 43] pueden ser escritas usando la tensión y la corriente en los ejes de referencia dq como [44-46] :

$$P = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (10)$$

$$Q = \frac{3}{2} (v_q i_d - v_d i_q) \quad (11)$$

La potencia instantánea desarrollada en los circuitos del rotor y el estator de la máquina de inducción es:

$$P = \frac{3}{2} \text{Re}\{V_s \cdot i_s^*\} + \frac{3}{2} \text{Re}\{V_r \cdot i_r^*\} \quad (12)$$

donde: Re indica la parte real de un número complejo y * representa el complejo conjugado.

Al sustituir las ecuaciones de la máquina en la ecuación anterior (12):

$$P = \frac{3}{2} \{R_s |i_s|^2 + R_r |i_r|^2\} + \frac{3}{2} \frac{d}{dt} \left\{ \frac{L_{ls}}{2} |i_s|^2 + \frac{L_{lr}}{2} |i_r|^2 + L_m |i_s + i_r|^2 \right\} + \frac{3}{2} W_r \frac{L_m}{L_e} \text{Im}\{\psi_s i_r^*\} \quad (13)$$

donde L_{ls} y L_{lr} son las inductancias del estator y el rotor respectivamente.

El primer término de la ecuación (13) tiene en cuenta las pérdidas de cobre, el segundo término la variación de la energía magnética almacenada en las inductancias de la máquina y el tercer término corresponde a la conversión de energía eléctrica a partir de la forma mecánica. En estado estable el segundo término de la ecuación (13) es cero y por tanto la potencia activa total en estado estable es:

$$P = \frac{3}{2} \{R_s |i_s|^2 + R_r |i_r|^2\} + \frac{3}{2} W_r \frac{L_m}{L_e} \text{Im}\{\psi_s i_r^*\} \quad (14)$$

La potencia reactiva total absorbida por la máquina puede determinarse de:

$$Q = Q_s + Q_r = \frac{3}{2} \text{Im}\{V_s i_s^*\} + \frac{3}{2} \text{Im}\{V_r i_r^*\} \quad (15)$$

Al sustituir las ecuaciones vectoriales de la máquina (3) y (4) en la ecuación (15) se obtiene [46]:

$$Q_s = \frac{3}{2} \frac{w}{L_s} \left[|\psi_s|^2 - L_m \text{Re}\{\psi_s i_r^*\} \right] \quad (16)$$

$$Q_r = (w - w_r) \left[\frac{3}{2} \sigma L_r |i_r|^2 + \frac{3}{2} \text{Re}\{\psi_s i_r^*\} \right] \quad (17)$$

donde:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \text{ y el superíndice * indica complejo conjugado.}$$

1.3.3 Estrategias de control de los convertidores

La flexibilidad de control proporcionada por los convertidores electrónicos asociados a este tipo de aerogenerador, está conduciendo al DFIG a operar de forma semejante a las unidades sincrónicas convencionales, ofreciendo la capacidad de controlar tanto la potencia activa y reactiva como también la tensión y la frecuencia.

Ya es posible verificar que un número elevado de parques eólicos con generadores doblemente alimentados se encuentran en operación en la actualidad. Debido al progresivo aumento de este tipo de aerogenerador en las redes de todo el mundo existe la necesidad de validar la interacción entre esta tecnología y el sistema eléctrico, por lo que resulta esencial el desarrollo de modelos matemáticos que describan el comportamiento dinámico y estacionario del aerogenerador (turbina y generador eléctrico), así como de sus controles y circuitos de protección asociados.

Modelos del generador eléctrico del DFIG, se encuentran bastante divulgados en la literatura especializada [47, 48], y permiten la inclusión de modelos de los dispositivos de electrónica de potencia. Para incluir las estrategias de control que serán utilizadas en el aerogenerador se utilizan modelos simplificados para los convertidores, siendo usual utilizar modelos de tipo fuente de tensión o fuentes de corrientes controlados.

Las estrategias de control que predominan en las investigaciones actuales adoptan controladores de tipo proporcional integral (PI) para el control de los convertidores. A partir de esta filosofía, el convertidor conectado al rotor puede tanto controlar la tensión terminal de la máquina, y consecuentemente, la potencia reactiva, como también la velocidad angular y por consiguiente, la potencia activa producida. Por otro lado, el convertidor conectado a la red controla solamente la tensión del bus de continua, (bus de CD) pudiendo ser utilizado para compensar potencia reactiva.

En el ámbito del control de los aerogeneradores doblemente alimentados, se presenta a continuación una descripción de la propuesta de control, utilizadas por los investigadores en los últimos años.

En varios artículos [37, 46, 49], los autores modelan el DFIG en coordenadas dq , asumiendo que el eje d se encuentra alineado al vector del flujo magnético del estator de la máquina de inducción. Esta concepción, denominada control orientado al flujo del estator, es utilizada por la mayoría de los investigadores en la actualidad, debido a que proporciona un relativo desacoplamiento entre los lazos de control. Orientando el eje d según el flujo del estator la tensión queda adelantada 90° , por lo que su componente V_{sd} es aproximadamente nula, según se muestra en la siguiente figura:

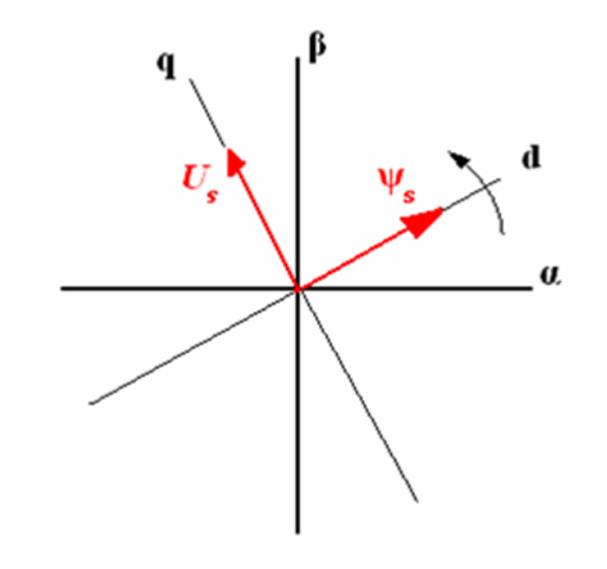


Figura 1.3 Orientación de los ejes d y q y su consecuencia para la tensión del estator.

En esta investigación se utiliza este tipo de control para el convertidor del lado del rotor y se describirá con más detalle en el capítulo 2.

Para el control del convertidor del lado de la red, numerosos controladores avanzados han sido presentados en la literatura técnica para garantizar un comportamiento óptimo de convertidores conectados a la red. Así, por ejemplo, Dell'Aquila, Liserre, Ceccati, y Ometto

[50, 51] proponen un controlador de un rectificador PWM (modulación del ancho de pulso, por sus siglas en inglés) mediante técnicas de lógica borrosa. En uno de sus trabajos [50] la referencia de la corriente de red se obtiene en función de la carga/descarga del condensador del bus de CD y del error de la tensión del bus de CD. En otro artículo [51] un modulador basado en lógica borrosa calcula los patrones de conmutación y los ciclos de trabajo usando las señales de referencia generadas por un controlador “feedforward” basado en lógica borrosa que requiere únicamente la medida de la tensión del bus de CD.

Bueno, M.P.Kazmierkowski y L.Malesani [29, 52], presentan varios controladores de corrientes utilizados en convertidores conectados a la red, de esos, en este trabajo se emplea el controlador lineal vectorial sincrónico, basado en dos PIs que trabajan en los ejes de referencia rotatorios dq . Una ventaja fundamental de esta estructura de control es que permite un control desacoplado de las potencias activa y reactiva que se comporten con la red eléctrica. Por otro lado, algunas de las desventajas son la sobrecarga computacional debido a las transformaciones, la presencia de términos de acoplamiento cruzado entre las corrientes de los ejes d y q y la necesidad de conocer exactamente los valores de los parámetros del filtro para implementar de forma óptima el desacoplamiento de ejes. A pesar de esto, los controladores vectoriales en los ejes de referencia rotatorios son los más empleados hoy en día en los sistemas bajo estudio, y se siguen presentando numerosos trabajos de investigación relacionados con este controlador. Con la componente del eje d se puede controlar la tensión del bus de corriente directa, mientras que con la componente del eje q se puede controlar la potencia reactiva. En el capítulo 2 se describirá con más detalle el diseño de los controladores.

1.3.4 Turbina eólica del DFIG

La turbina eólica es una parte integral de un sistema de generación eólica pues se responsabiliza de interceptar el viento y convertir la energía cinética captada, en un torque mecánico que mueve

al generador con la mayor eficiencia posible. Es un dispositivo cuyo funcionamiento está basado en los principios de generar la fuerza de sustentación por perfiles aerodinámicos.

Los principios de conservación dictan que será imposible extraer toda la energía del viento interceptado y la eficiencia con que una turbina de diseño específico lo hace depende del coeficiente de potencia, C_p . Este coeficiente tiene un valor máximo teórico de 0.593 y se conoce como el límite de Betz-Lancaster [53-55]. C_p es una función compleja de la distribución del flujo de aire sobre la superficie de las palas, y a su vez se relaciona con el ángulo de inclinación de la pala y la relación conocida como razón de velocidad del punto de pala y cuyo símbolo es λ . La función que describe el coeficiente de potencia es una superficie bicúbica y se muestra en la Figura 1.4.

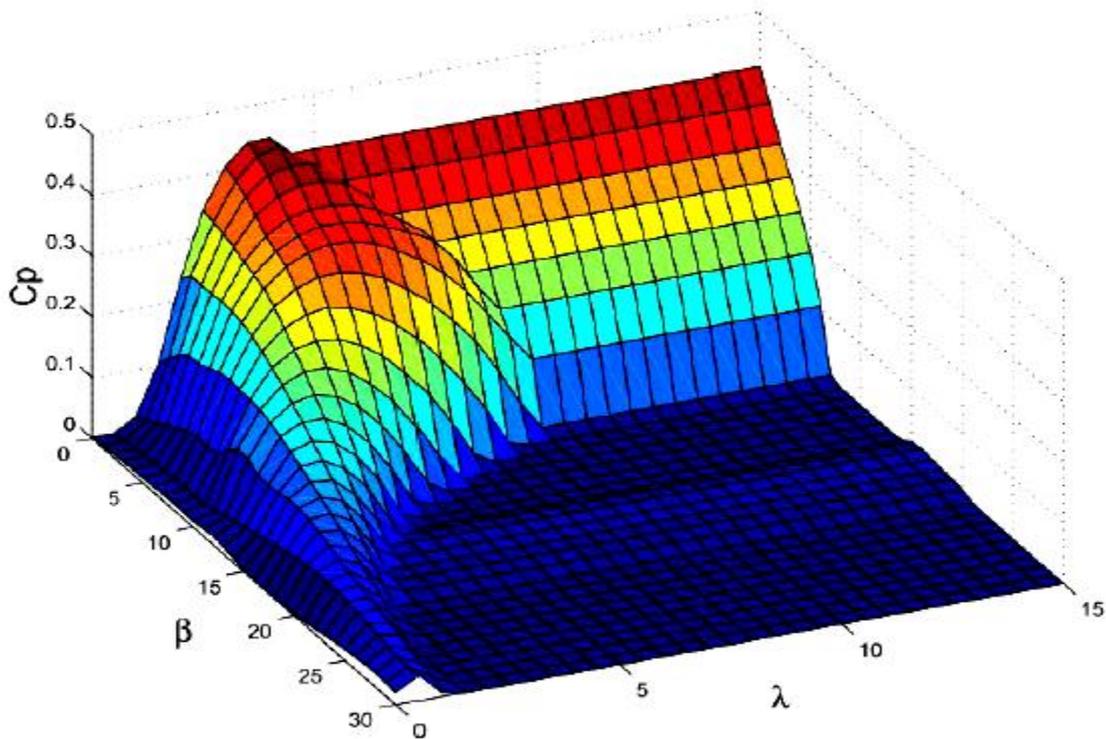


Figura 1.4 Superficie bicúbica que representa al coeficiente de potencia C_p .

Según [54, 56], C_p puede representarse empíricamente por:

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.22 \left[\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right] e^{\frac{-12.5}{\lambda_i}} \quad (18)$$

donde β es el ángulo de paso (pitch). El coeficiente λ_i se determina por:

$$\lambda_i = \left(\frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \right)^{-1} \quad (19)$$

y λ se determina mediante:

$$\lambda = \frac{R_{tur} W_{tur}}{V_w} \quad (20)$$

donde: R_{tur} es el radio de la turbina, V_w es la velocidad del viento y W_{tur} es la velocidad de la turbina.

De esta forma, la potencia que se extrae por la turbina del viento está dada por el coeficiente de potencia, C_p , la velocidad del viento, el radio del rotor y la densidad del aire, lo que es esencialmente una ley cúbica representado en la ecuación (21):

$$P_m = \frac{1}{2} \rho R^2 V^3 C_p \quad (21)$$

El torque desarrollado se expresa como:

$$T_m = \frac{P_m}{W_{tur}} \quad (22)$$

Cuando una turbina es de paso variable significa que es capaz de variar su ángulo de inclinación en función de la velocidad del viento para conseguir el máximo valor del coeficiente de potencia.

En una turbina de paso variable este ajuste se realiza por el sistema de control para velocidades de viento por debajo de la nominal y, se dice que el rotor funciona a máxima eficiencia. Al superar el umbral de velocidad nominal, el ángulo de inclinación se ajusta adquiriendo valores positivos cada vez mayores según aumenta la velocidad del viento, hasta llegar al valor máximo

de paso (pitch), correspondiendo a la velocidad de salida, cuando las palas se habrían puesto en la posición de bandera.

1.3.5 Análisis del comportamiento del DFIG ante huecos de tensión

Las turbinas eólicas basadas en DFIG son muy sensibles a los disturbios de red, fundamentalmente a los huecos de tensión. Una caída abrupta en la tensión de la red causa una componente de corriente directa (CD) en el flujo del estator, resultando en altas tensiones inducidos en el rotor [4, 5, 57]. Para no perder el control de las corrientes del rotor, el convertidor debe diseñarse para ser capaz de generar una tensión igual o mayor que el máximo valor de tensión inducido en el rotor. Por otro lado en el DFIG, la tensión nominal del convertidor es solo una fracción de la tensión nominal de la máquina, esto hace que se eleve la corriente por el rotor y puede llegar a dañarse el convertidor por lo que para protegerlo los fabricantes han desarrollado el denominado "crowbar", que cortocircuita los devanados del rotor e imposibilita el control.

Los más recientes códigos de red imponen que la turbina debe mantenerse conectada durante un hueco de tensión y, en adición, debe ser capaz de contribuir a la restauración de la tensión inyectando reactivo durante este disturbio. En la actualidad, un considerable número de trabajos ha estado dirigido a lograr este objetivo [6-11], y muchos autores [58-63] muestran que en operación con tensiones desbalanceadas se requiere un control adicional para evitar las oscilaciones en el momento electromagnético de la máquina.

Si para este análisis se parte de la ecuación (3) transformada en los ejes de referencia dq se obtiene:

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} \quad (23)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_e \psi_{sd} \quad (24)$$

Transformando la ecuación (4) en los ejes dq se obtiene:

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (w_e - w_r)\psi_{rq} \quad (25)$$

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (w_e - w_r)\psi_{rd} \quad (26)$$

Al despejar i_s de la ecuación (5):

$$i_s = \frac{\psi_s}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} i_r \quad (27)$$

Al sustituir i_s (27) en (6) se obtiene:

$$\psi_r = L_r i_r + L_m \left(\frac{\psi_s}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} i_r \right) = \frac{L_m}{L_s} \psi_s + L_r \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right) i_r = \frac{L_m}{L_s} \psi_s + \sigma L_r i_r \quad (28)$$

Al sustituir la ecuación anterior (28) en las ecuaciones (25) y (26) se obtiene:

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{L_m}{L_s} \frac{d\psi_{sd}}{dt} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} - (w_e - w_r) \sigma L_r i_{rq} \quad (29)$$

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + (w_e - w_r) \left(\frac{L_m}{L_s} \right) \psi_{sd} + (w_e - w_r) \sigma L_r i_{rd} \quad (30)$$

De (29) se obtiene:

$$R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} = V_{rd} + (w_e - w_r) \sigma L_r i_{rq} - \frac{L_m}{L_s} \frac{d\psi_{sd}}{dt} \quad (31)$$

En la ecuación anterior (31) se puede definir e_d como la fuerza electromotriz de eje directo, que aparece en los disturbios y que responde a la ecuación:

$$e_d = - \frac{L_m}{L_s} \frac{d\psi_{sd}}{dt} \quad (32)$$

De (30) se obtiene:

$$R_r i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} = V_{rq} - (w_e - w_r) \sigma L_r i_{rd} - (w_e - w_r) \frac{L_m}{L_s} \psi_{sd} \quad (33)$$

En la ecuación anterior (33) se puede definir e_q como la fuerza electromotriz de eje en cuadratura, y que responde a la ecuación:

$$e_q = -(w_e - w_r) \frac{L_m}{L_s} \psi_{sd} \quad (34)$$

La fuerza electromotriz $\vec{e}_r = e_d + je_q$ durante un disturbio en la red puede ser superior a la máxima tensión que puede ser sintetizada por el convertidor del lado de la red, la cual es limitada por la tensión del bus CD. Por tanto, puede no ser posible controlar las corrientes del rotor durante una variación momentánea de la tensión de la red. Ese hecho justifica el uso de la protección de “*crowbar*”.

Los códigos de red en los países de mayor penetración eólica imponen que las turbinas no deben desconectarse cuando ocurre un hueco de tensión [64-68]. Acorde con las regulaciones anteriores, durante las fallas de red las turbinas requieren inyectar corriente reactiva para recobrar la tensión del sistema. Debido a que en la actualidad el DFIG es una de las máquinas eólicas más utilizadas en sistemas conectados a la red, los fabricantes, para proteger al generador y a la electrónica de potencia asociada, cuando es detectado un hueco de tensión prefieren cortocircuitar los devanados del rotor a través de resistencias, protección llamada “*crowbar*” y que se representa en la figura 1.5. El funcionamiento del “*crowbar*” es descrito en varios artículos [69-71].

La mayor desventaja de la protección “*crowbar*” es que el convertidor del lado del rotor (RSC, por sus siglas en inglés) tiene que ser desconectado cuando se utiliza el “*crowbar*”, por lo que se pierde el control de la máquina y el generador consume potencia reactiva que conduce al deterioro de la tensión de la red. Por esto, otros métodos para que el DFIG permanezca conectado cuando ocurre un hueco de tensión y así cumplir con los códigos de red, son investigados en la actualidad.

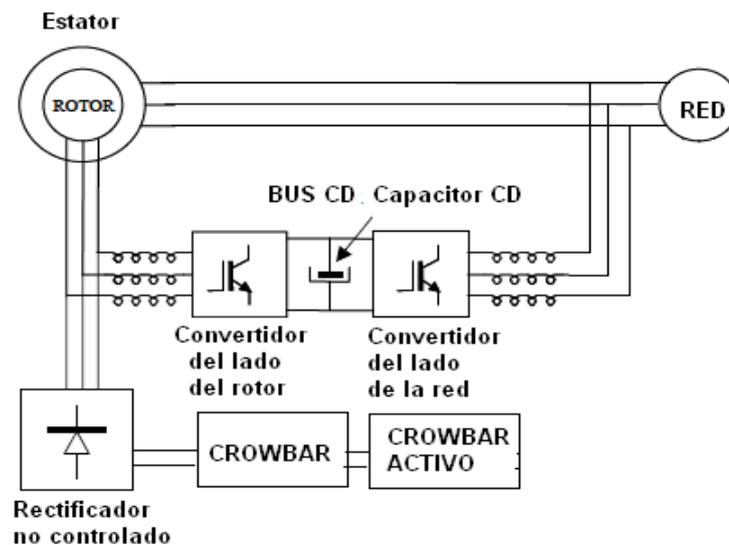


Figura 1.5 Sistema DFIG con la protección “*crowbar*”.

Un esquema de control para un “*crowbar*” activo es presentado por Morren y Haan [41] para acortar el tiempo en que actúa el “*crowbar*” pero no evita el consumo de reactivo. Un estudio mediante simulaciones realizado por Erlich, Wrede y Feltes [72], muestra que las turbinas equipadas con “*crowbar*” y reguladores del bus CD en el momento de la recuperación de la tensión, requieren un gran esfuerzo por parte del control del regulador de CD.

Un esquema de control de corriente modificado es desarrollado por Xiang, Ran, Tavner, y Yang [73], este método controla el convertidor del lado del rotor de modo que la corriente del rotor contiene componentes para oponerse a las componentes no deseadas vinculadas a el flujo de estator, este método también se conoce en estudios posteriores como inyección de desmagnetización. Si la tensión del hueco disminuye en 0.3p.u, la corriente de desmagnetización requerida superará 2 veces la corriente nominal del convertidor, lo que normalmente no es aceptable.

López, Gubia, Olea, Ruiz y Marroyo [7] proponen una solución que combina el uso de la protección “*crowbar*” y las corrientes desmagnetizantes, lo que posibilita ante huecos de tensión simétricos reducir el tiempo de activación del “*crowbar*”. Esto permite que la turbina comience

a generar potencia reactiva en aproximadamente 50 o 60 ms desde el comienzo de la falla, pero los huecos de tensión simétricos son los menos frecuentes en los sistemas eléctricos de potencia.

Una configuración de DFIG con convertidor en serie del lado de la red y sin convertidor paralelo del lado de la red es mostrado por Flannery y Venkataramanan [74], pero demostró ser ineficiente en el procesamiento de energía.

Una configuración alternativa con convertidor en serie con el lado de la red y rectificador paralelo del lado de la red fue mostrada por Larsson [75]. El convertidor en serie con el lado de la red se encarga de controlar la tensión en el bus CD pero no se demuestra claramente los beneficios de utilizar esta configuración.

Algunas investigaciones proponen modificaciones en el sistema de control del convertidor del lado del rotor para limitar la corriente del rotor cuando ocurre el hueco [76-78]. Otros proponen modificaciones en los algoritmos de control [79-84]. Todas las propuestas de modificaciones de algoritmos de control son complicadas de implementar en los aerogeneradores ya existentes en operación.

En algunos trabajos [85-87] se muestra como una alternativa, el uso de convertidores de red en serie en lugar de paralelo. Estos estudios muestran buenos resultados ante huecos de tensión pero también algunas deficiencias en la capacidad de procesamiento de la energía. Otros autores [10, 88, 89], proponen añadir a la turbina DFIG el uso de un inversor adicional conectado en serie con el devanado del estator para pasar huecos de tensión desbalanceados. Este método proporciona buenos resultados pero es necesario realizar un estudio del costo ya que un convertidor adicional aumentará el costo y las pérdidas del sistema.

Un método de convertidor de protección basado en una resistencia dinámica conectada en serie con el DFIG es presentado por Yang, Fletcher y O'Reilly [90]. Durante la falla la alta tensión inducida será compartida por la resistencia de forma tal que no se pierde el control del

convertidor del lado del rotor. El resistor también permite limitar la alta corriente del rotor pero el principal inconveniente es que aparecerá alta tensión en el rotor que puede afectar el aislamiento de la máquina.

Xiangwu, Venkataramanan, y Flannery [91] proponen conectar en el lado del estator una impedancia pasiva serie, que es equivalente a la impedancia de la red pre falla. En esta propuesta son necesarios demasiados dispositivos para la conexión de la impedancia y además, la impedancia de red se mantiene cambiando junto con las condiciones de operación.

Esandi, Juankorena, Lopez, y Marroyo [92] proponen una estrategia de control mediante la conexión de una resistencia adicional en el estator y simultáneamente inyectando corrientes de desmagnetización. La estrategia permite que la turbina, casi inmediatamente de la ocurrencia de la falla, comience a inyectar potencia reactiva a la red. Los resultados de las simulaciones muestran que la corriente en el rotor todavía es alta al principio de la falla. Inspirados en los resultados obtenidos por estos autores [92], Gong, Xu, y Wu [93] proponen resistencias en serie conectadas en el lado del estator, regulador de la tensión del bus CD y una estrategia de control que coordina todo el sistema, de igual forma la corriente por el rotor es alta al comienzo de la falla.

Jayanti, Basu, Gauhan y Conlon [94] presentan una configuración para el DFIG basada en que el convertidor del lado de la red se conecte en serie con el devanado del estator y trabaje como un regulador dinámico de tensión (DVR) ante huecos de tensión, el convertidor del lado del rotor se conecta en paralelo como un DFIG convencional. El control está basado en reguladores PI, lo que no resulta recomendable ante huecos de tensión desbalanceados. Estructuras semejantes se presentan en otros trabajos [13, 14].

Bu, Du, Wang y Gao [95] primeramente definen que es el ángulo de potencia de un conjunto de máquinas DFIGs y se propone una estrategia de control del ángulo de potencia que disminuye la

corriente del rotor cuando ocurre un hueco de tensión. En este caso, también existe un elevado esfuerzo computacional.

Si se utiliza una fuente externa para lograr que el DFIG se mantenga conectado cuando ocurre un hueco de tensión en la red, la instalación eólica puede permanecer sin cambios y continuar su operación nominal y de control estándar. Esta fuente externa puede ser un DVR. Otros autores [96-98] proponen conectar un DVR entre la red y el DFIG. El control empleado en el DVR utiliza reguladores duplos PI para secuencia positiva y negativa con un elevado esfuerzo computacional.

Wessels y Fuchs [99] proponen un DVR para un DFIG pero solo compensa huecos de tensión simétricos. En otros trabajos [100, 101], se proponen DVR con estructura de control basados en control resonante y de igual forma Wessels y Gebhardt [102] proponen un DVR para un DFIG utilizando control proporcional más resonante, en estos casos se compensan huecos de tensión balanceados y desbalanceados.

1.4 Restaurador dinámico de tensión

Recientemente, el restaurador dinámico de tensión (DVR) ha emergido como una solución económicamente efectiva para la mitigación de huecos de tensión en los sistemas de distribución. Este dispositivo puede ser implementado en niveles de baja y media tensión, además de brindar la posibilidad de proteger cargas de gran potencia sobre posibles variaciones en la tensión. El DVR es uno de los dispositivos FACTS que utilizan la tecnología de la electrónica de potencia, especialmente la desarrollada en inversores.

El DVR es un convertidor en fuente de tensión (VSC) que es conectado en serie entre de la red y la carga, cuya tensión se suma a la tensión de la red con el fin de obtener la tensión deseada en la carga. Dependiendo del tipo de control, el DVR representa una solución práctica para proteger cargas sensibles a la presencia de perturbaciones de la red [15, 16].

La configuración general de un DVR se muestra en la figura 1.6.

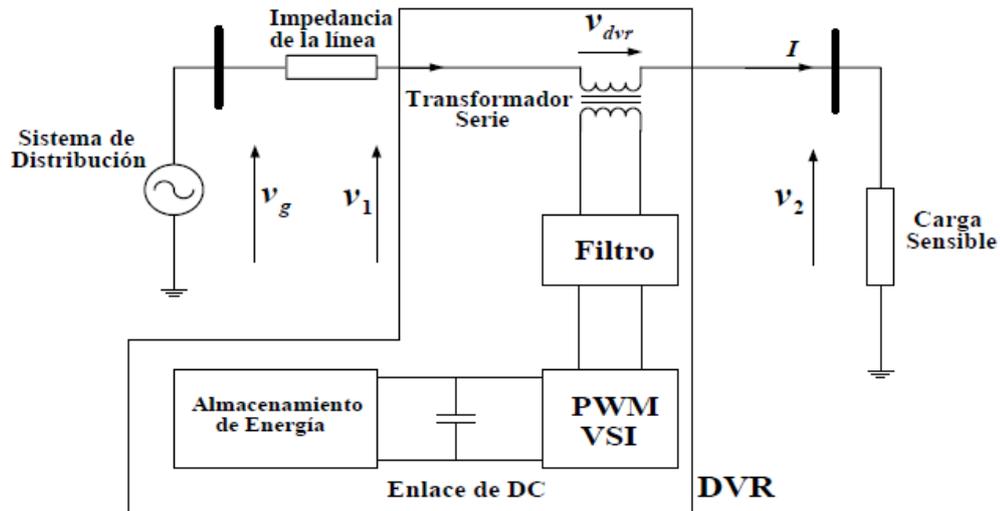


Figura 1.6. Diagrama general del sistema de distribución compensado mediante un DVR.

Numerosos trabajos [15, 103-107] tratan las configuraciones básicas de DVR. La topología convencional se compone de un convertidor trifásico conectado en serie con la línea de alimentación a través de tres transformadores monofásicos para inyectar las tensiones de compensación. Un filtro paso bajo LC está conectado entre el convertidor en fuente de tensión (VSC) que forma parte del DVR y el transformador.

La función del filtro pasivo es filtrar los armónicos de alta frecuencia introducidos por la frecuencia de trabajo del convertidor. El circuito inversor se compone de un puente de dispositivos semiconductores, cuya modulación de los instantes de encendido y apagado genera la tensión que se inyecta a la línea para compensar en la carga las variaciones de amplitud, fase y frecuencia que se pudieran presentar en la alimentación, la técnica de modulación se basa en la modulación del ancho del pulso, entendiéndose que la fidelidad de la tensión de salida depende del comportamiento dinámico del esquema de control del PWM. La unidad de almacenamiento de energía se encarga de proveer la energía suministrada a la carga en el momento de ocurrir la perturbación de la red de alimentación, pudiéndose utilizar, baterías, circuitos compensadores o

almacenadores de energía para proveer compensación de potencia real, la cual es esencial cuando ocurren huecos de duración prolongada [108].

1.4.1 Estrategias de control

En los primeros trabajos publicados sobre DVR las estrategias de control eran basadas en controladores de tipo proporcional integral (PI) implementados en el referencial dq sincrónico [15, 16, 109]. El uso de controladores PI en el referencial sincrónico garantiza buen desempeño cuando se desea compensar huecos de tensión trifásicos equilibrados, como aquellos causados por cortocircuitos trifásicos en la red. Sin embargo, la gran mayoría de las fallas son asimétricas de modo que las tensiones de red presentan componentes de secuencia positiva, negativa y cero.

Si se considera que generalmente las industrias son conectadas a la red a través de transformadores con conexión ΔY , las componentes de secuencia cero no influyen en la tensión secundaria en el lado de las cargas industriales. A pesar de eso, la existencia de tensiones desequilibradas con componentes de secuencia positiva y negativa hacen que los controladores PI en el referencial sincrónico no sean adecuados, ya que las componentes de secuencia negativa son sinusoidales de segunda armónica cuando se usa en el referencial dq sincrónico.

Una posible solución para este problema puede obtenerse con el uso de controladores duplos, siendo uno en el referencial dq sincrónico y el otro en el referencial dq girando a la velocidad de la secuencia negativa [110, 111]. En este caso, se garantiza error de régimen permanente nulo para las componentes desequilibradas de falla, tornando las tensiones en la carga perfectamente equilibradas, o sea, conteniendo apenas componente de secuencia positiva de frecuencia fundamental (FFPS, por sus siglas en inglés, fundamental-frequency positive-sequence).

En los casos en que el DVR debe ser capaz de compensar armónicos, causados, por ejemplo, cuando se energizan transformadores o debidos a cargas no lineales como hornos de arco, el uso de dos controladores, en referenciales de secuencia positiva y negativa pasa a ser insuficiente. Se

puede emplear controladores PI en varios referenciales para conseguir un buen desempeño de control [112], pero con un elevado esfuerzo computacional.

El controlador proporcional + resonante (PR) fue propuesto como una solución equivalente a el uso de PI en el referencial sincrónico [113-116]. Ese controlador se basa en el integrador generalizado de segundo orden en el referencial estacionario (SSI, por sus siglas en inglés, second order stationay-frame generalized integrators), el cual tiene ganancia infinita para una frecuencia de resonancia específica, haciendo que el controlador PR garantice error nulo de régimen permanente en esa frecuencia. Los controladores PR son generalmente implementados en referencial dq sincrónico. Con eso, la componente FFPS se torna continua, la componente de frecuencia fundamental y secuencia negativa se torna se segunda armónica de secuencia negativa y las componentes de orden h se tornan de orden $(h-1)$, pudiendo h ser positiva o negativa, donde el signo negativo significa secuencia negativa. Así, un controlador con frecuencia de resonancia W_o garantiza error nulo en régimen permanente para dos componentes: de orden $(+W_o -1)$ y $(-W_o -1)$. Sabiendo que los componentes armónicos por lo general presentes en sistemas trifásicos son de orden $(6k+ 1)$ y $(-6k + 1)$ $k \in \mathbb{N}$, se pueden utilizar controladores de frecuencias de resonancia $W_o = 6k$.

Un controlador vectorial resonante equivalente a un controlador integral en un referencial que gira a una velocidad específica es usado por varios autores [112, 115-118]. Este controlador, basado en un integrador vectorial de primer orden y denominado integrador generalizado de orden reducido ROGI (por sus siglas en inglés, reduced order generalized integrator) es implementado en el referencial estacionario y tiene una ganancia infinita para una componente de frecuencia y secuencia específica. La diferencia entre controladores basados en SSI y ROGI es que este último es capaz de rastrear apenas la componente de secuencia positiva o apenas la

componente de secuencia negativa de una determinada frecuencia, en cuanto que el controlador basado en SSI tiene que rastrear ambas componentes.

Otros trabajos [119, 120] proponen controladores de corrientes para convertidores conectados a la red basados en control repetitivo. Tales controladores garantizan error nulo en régimen permanente para diversas componentes armónicas del vector de corriente de entrada. La transformada discreta de Fourier (DFT, por sus siglas en inglés) es usada para obtener componentes armónicas específicas de la señal de error y la realimentación positiva de tales componentes es empleada de modo que el controlador posee ganancia infinita para las mismas.

En este trabajo, se propone emplear controladores basados en SVFT para regular la tensión inyectada por un DVR. De modo semejante al control basado en DFT, la inclusión de realimentación positiva de las componentes vectoriales de secuencia positiva y frecuencia fundamental, de secuencia negativa y frecuencia fundamental y de componentes vectoriales armónicas típicas de cargas no lineales, garantiza ganancia de lazo abierto infinita y ganancia de lazo cerrado unitaria para esas componentes. Al usar control basado en DFT, cada componente armónica a ser controlada requiere la implementación de dos DFT (una para el eje α y otra para el eje β). Diferentemente, solo una SVFT recursiva debe ser calculada para cada componente vectorial armónica a ser controlada. Además, el uso de la SVFT permite, así como el control basado en ROGI, rastrear una señal de referencia con una secuencia específica.

1.5 Consideraciones finales del capítulo

Las turbinas eólicas basadas en DFIG son muy sensibles a los disturbios de red, fundamentalmente a los huecos de tensión. Existen varias propuestas de soluciones para mantener la operación ininterrumpida de los generadores de inducción doblemente alimentados ante huecos de tensión, pero las principales investigaciones están encaminadas en proponer modificaciones en el sistema de control de los convertidores que forman parte del DFIG, lo que

resulta complejo de implementar en los aerogeneradores que ya están en operación. Un restaurador dinámico de tensión conectado en serie entre la red y el DFIG puede mantener la operación ininterrumpida cuando ocurre un hueco de tensión en la red pero las principales fallas que ocurren en la red son desbalanceadas por lo que presentan componentes de secuencia positiva, negativa y cero, lo que hace que los controladores PI resulten insuficiente para el control de restauradores dinámicos de tensión.

CAPÍTULO 2. IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL DEL GENERADOR DE INDUCCIÓN DOBLEMENTE ALIMENTADO

El modelo del DFIG utilizado en este trabajo está descrito en el epígrafe 1.3.1. El modelo de la máquina está conformado por las ecuaciones de la (2) a la (8) y está implementado en los ejes fijos α y β .

2.1 Control del convertidor del lado de la red

Como se explicó en el capítulo anterior, de los controladores de corriente mostrados por Kazmierkowski y Malesani [52] en este trabajo se emplea el controlador lineal vectorial sincrónico, basado en dos PIs que trabajan en los ejes de referencia rotatorios dq , como se muestra en la figura 2.1

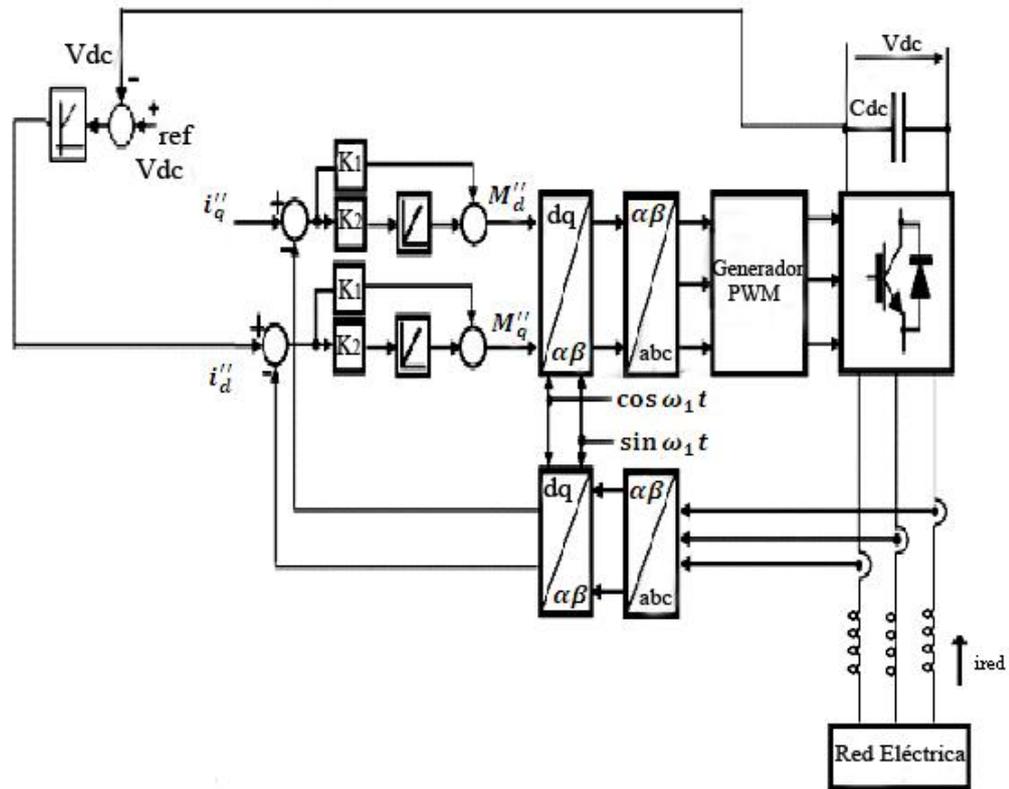


Figura 2.1 Control del convertidor del lado de la red.

Las tres ecuaciones escalares que describen el comportamiento de la figura anterior son:

$$v_a(t) = R_1 i_a(t) + L_1 \frac{di_a(t)}{dt} + e_a(t) \quad (35)$$

$$v_b(t) = R_1 i_b(t) + L_1 \frac{di_b(t)}{dt} + e_b(t) \quad (36)$$

$$v_c(t) = R_1 i_c(t) + L_1 \frac{di_c(t)}{dt} + e_c(t) \quad (37)$$

donde: $v_a(t), v_b(t)$ y $v_c(t)$ son las tensiones de salida de cada rama del convertidor, L_1 es el valor de la inductancia del filtro de salida del convertidor, R_1 es la resistencia del filtro de salida, $i_a(t), i_b(t)$ e $i_c(t)$ son las corrientes de cada fase del convertidor y e_a, e_b y e_c son las tensiones de cada fase de la red eléctrica.

Las expresiones (35), (36) y (37) se pueden expresar en forma vectorial en los ejes $\alpha\beta$ como:

$$v_{\alpha\beta}(t) = R_1 i_{\alpha\beta}(t) + L_1 \frac{di_{g\alpha\beta}(t)}{dt} + e_{\alpha\beta}(t) \quad (38)$$

$$v_\alpha(t) = R_1 i_\alpha(t) + L_1 \frac{di_\alpha(t)}{dt} + e_\alpha(t) \quad (39)$$

$$v_\beta(t) = R_1 i_\beta(t) + L_1 \frac{di_\beta(t)}{dt} + e_\beta(t) \quad (40)$$

Las expresiones (38), (39) y (40) se transforman a los ejes de referencias dq :

$$v(t) = R_1 i_g(t) + L_1 \frac{di_g(t)}{dt} + jw_1 L_1 i_1(t) + e_g(t) \quad (41)$$

$$v_q(t) = R_1 i_q(t) + L_1 \frac{di_q(t)}{dt} + w_1 L_1 i_d(t) + e_q(t) \quad (42)$$

$$v_d(t) = R_1 i_d(t) + L_1 \frac{di_d(t)}{dt} - w_1 L_1 i_q(t) + e_d(t) \quad (43)$$

Como se muestra en el capítulo anterior, las potencias activa y reactiva fluyen del sistema al convertidor y pueden ser escritas como:

$$P = \frac{3}{2} \text{Re}\{\bar{v}\bar{i}^*\} = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) \quad (44)$$

$$Q = \frac{3}{2} \text{Im}\{\bar{v}\bar{i}^*\} = \frac{3}{2}(v_q i_d - v_d i_q) \quad (45)$$

Si el vector tensión del sistema de potencia se usa orientado de acuerdo a la posición del sistema dq , entonces el vector tensión puede ser alineado con el eje d . Entonces las potencias activa y reactiva se convierten en:

$$P = \frac{3}{2} v_d i_d \quad (46)$$

$$Q = -\frac{3}{2} v_d i_q \quad (47)$$

Además, despreciando las pérdidas del convertidor, la diferencia entre la potencia activa entregada al convertidor del lado de red, por el sistema de potencia, y la potencia activa absorbida por el rotor de la máquina de inducción desde el convertidor, del lado de la máquina, debe ser absorbida por el capacitor intermedio. Si en el bus de CD la tensión se mantiene constante, toda la potencia activa que está fluyendo a través de los terminales del rotor de la máquina va o viene del sistema de potencia. El convertidor del lado de la red es el que controla y mantiene constante la tensión de continua. Como se puede observar en (46), esto se puede hacer mediante la imposición de la componente de corriente de eje d de entrada al convertidor. Para el control de la corriente, se implementa un lazo de control interno. Sin embargo, durante el proceso de inicialización, mientras que la tensión del bus de corriente directa (CD) es todavía bajo, la magnitud del vector tensión del lado del convertidor es menor que la magnitud del vector tensión del sistema de potencia. Por lo tanto, la corriente a través de los inductores de entrada no puede ser forzada por la tensión del convertidor. Sólo cuando la tensión del bus de corriente directa se hace más grande que la magnitud de la tensión del estator, se garantiza el control de la

corriente. Esto no resulta un inconveniente ya que el propio vector de tensión del sistema tiende a elevar la tensión del circuito intermedio de corriente directa.

El control de la tensión del bus (CD) en el convertidor del lado de red se presenta en el diagrama de bloques mostrado en la figura 2.1.

Con el fin de obligar a toda la potencia reactiva generada a fluir sólo a través del estator de la máquina de inducción, la componente de corriente de eje q de entrada al convertidor debe ser igual a cero. Este control de potencia reactiva también se representa en el diagrama de bloques de la figura 2.1.

Debe señalarse que si se usa la estrategia de máxima generación de potencia, pueden ocurrir fluctuaciones de la tensión o problemas de estabilidad debido a las variaciones típicas de la velocidad del viento. Es recomendable que la referencia de potencia activa tenga esto en cuenta.

Para el diseño de los controladores de corrientes es necesario eliminar el acoplamiento cruzado entre los ejes d y q , debido al término $j\omega_1 L_1$. Un método para eliminar este acoplamiento consiste en añadir un lazo de realimentación negativa interno con una ganancia $-j\omega_1 L_1$.

Además, es necesario cancelar el efecto de la tensión de red e_g sobre el controlador, lo que se logra mediante una compensación “feedforward”. Esto puede realizarse porque la dinámica de e_g es muy lenta comparada con la corriente de red y , por tanto, puede ser tratada como una perturbación en el sistema de control.

2.2 Control del convertidor del lado del rotor

Para realizar el control vectorial del convertidor del lado del rotor se ha elegido una orientación de los ejes dq con el eje d siguiendo el flujo del estator.

La potencia mecánica que se convierte en eléctrica en la turbina eólica responde a la siguiente ecuación:

$$P = \frac{1}{2} \rho A C_p V^3 \quad (48)$$

donde: ρ es la densidad del aire, V es la velocidad del viento, A es el área de la turbina del rotor, C_p es el coeficiente de potencia, este último es una función compleja de la distribución del flujo de aire sobre la superficie de las palas y, a su vez, se relaciona con el ángulo de inclinación de la pala (β) y con la razón de velocidad de la punta de la pala (λ). Esta última responde a la siguiente expresión:

$$\lambda = \frac{w_r R}{V} \quad (49)$$

siendo $w_r R$ la velocidad de la punta de la pala.

Para cada velocidad del viento existe una velocidad angular del rotor que consigue extraer la máxima potencia. Teniendo esto en cuenta se utilizan las curvas de C_p vs λ para determinar el valor óptimo de λ para la velocidad del viento medida y de esta forma calcular la velocidad óptima del rotor [39].

$$W_r^{OPT} = \frac{\lambda^{OPT} V}{R} \quad (50)$$

El control de velocidad debe ser usado para imponer la velocidad óptima del rotor para extraer la máxima potencia.

Orientando el eje d según el flujo del estator, su componente ψ_{sq} es nula, y [37]:

$$\psi_{sd} = |\vec{\psi}_s| = \psi_s.$$

Al escribir la ecuación (16) en un sistema de referencia orientado al flujo del estator, la potencia reactiva absorbida por el generador es:

$$Q_s = \frac{3}{2} \frac{w}{L_s} [\psi_s^2 - L_m \psi_s i_{rd}] \quad (51)$$

Teniendo en cuenta la expresión anterior se puede controlar la potencia reactiva absorbida con la componente d de la corriente del rotor.

En la figura 2.2 se observa el diagrama de bloques del esquema de control utilizado en el convertidor del lado de la máquina.

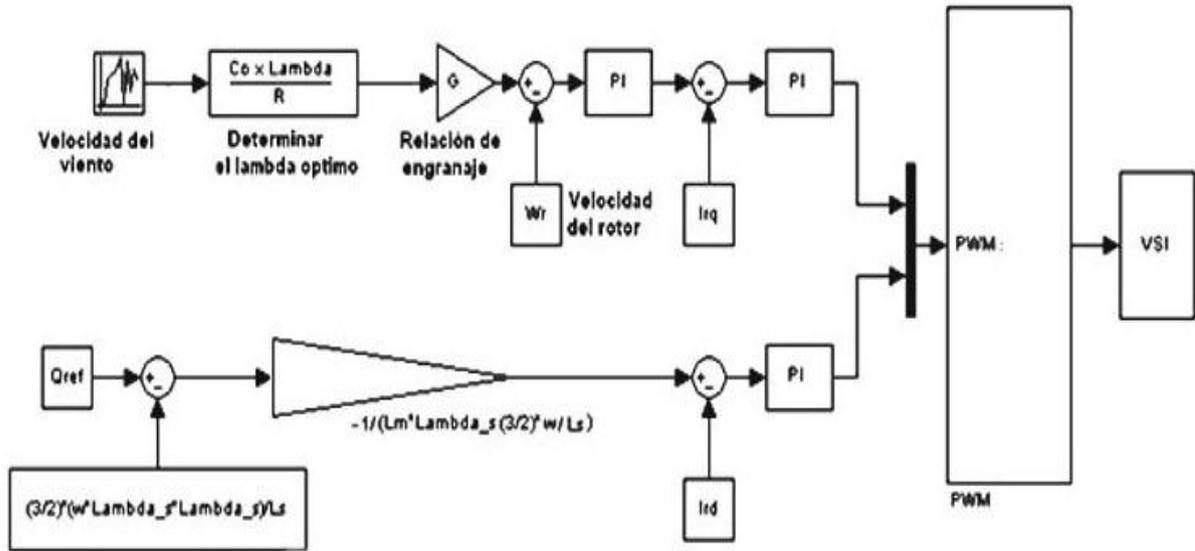


Figura 2.2 Diagrama de bloques del control del convertidor del lado de la máquina.

La ecuación del rotor de la máquina separada en sus dos componentes d y q es [121]:

$$V_{rd} = R_r i_{rd} - (w_s - w_r) \psi_{rq} + \frac{d}{dt} \psi_{rd} \quad (52)$$

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + (w_s - w_r) \psi_{rd} + \frac{d}{dt} \psi_{rq} \quad (53)$$

A la diferencia entre la velocidad de sincronismo y la velocidad del rotor de la máquina $(w_s - w_r)$ se la denomina de ahora en adelante w_{slip} .

Al suponer que la máquina trabaje sin saturarse, el flujo del estator será la suma del flujo producido por la corriente circulante por él mismo, más una parte del producido por las corrientes del rotor [36]. Lo mismo se cumple con el flujo del rotor. Esto queda reflejado en las ecuaciones (5) y (6).

Al despejar i_s en (5) y (6), igualando y operando, se obtiene la relación entre ψ_s y ψ_r :

$$\psi_r = \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_r + \psi_s \frac{L_m}{L_s} \quad (54)$$

que puede fácilmente ser separada en sus dos componentes d y q , teniendo en cuenta que el flujo del estator en el eje q es nulo por la orientación utilizada.

Definiendo $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ se puede simplificar la ecuación anterior y obtener:

$$\left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) = \sigma L_r \quad (55)$$

Al introducir la ecuación (55) en (52) y (53):

$$V_{rd} = R_r i_{rd} - w_{slip} \sigma L_r i_{rq} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{rd} + \frac{L_m}{L_s} \frac{d}{dt} \psi_{sd} \quad (56)$$

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + w_{slip} \sigma L_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{rq} + w_{slip} \frac{L_m}{L_s} \psi_{sd} \quad (57)$$

En la ecuación de la tensión del rotor en el eje d , existen dos sumandos que dependen directamente de i_{rd} . Lo mismo ocurre en la segunda ecuación en el eje q . La misión del regulador PI será ajustar la salida para que estos dos sumandos obtengan el valor que deban. El resto de sumandos, a excepción de la derivada del flujo en la primera ecuación que es nula en régimen permanente, se denominan términos de compensación, o términos cruzados, pues dependen cada uno de la corriente obtenida en la otra ecuación.

En la figura 2.3 se representa el diagrama de bloques de los controles implementados en los dos convertidores que forman parte del DFIG.

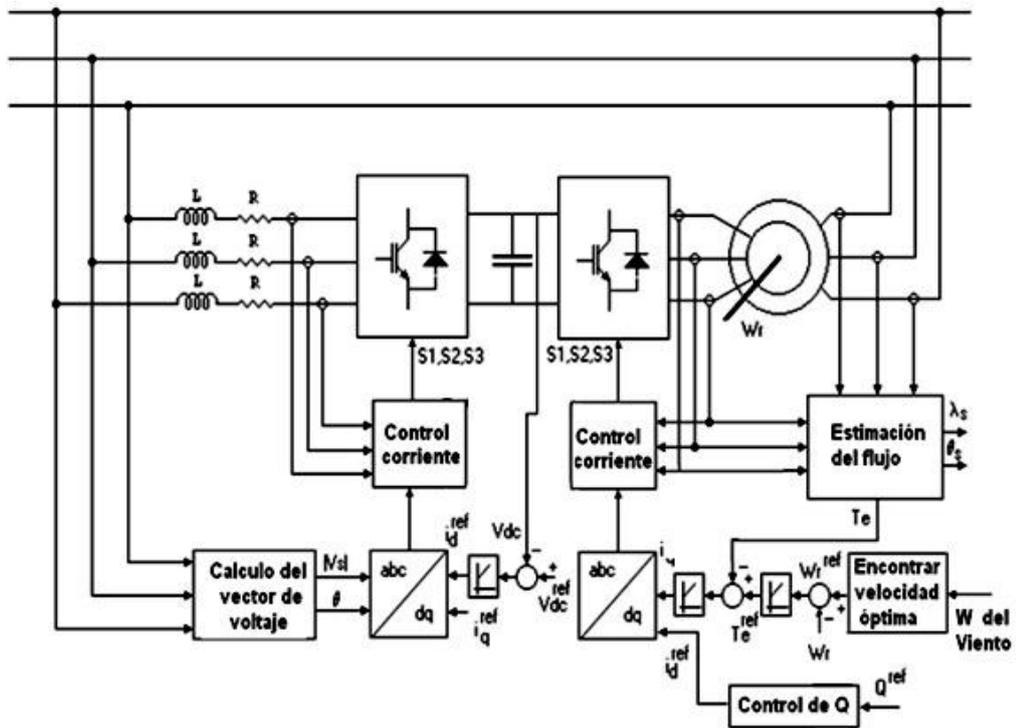


Figura. 2.3 Diagrama de bloques general del esquema de control propuesto.

2.3 Sincronización con la red eléctrica

En muchos casos, la red de distribución exhibe tensiones distorsionadas y desequilibradas, en estos casos, el método de sincronización con la red influye fuertemente en el rendimiento de la totalidad del esquema de control del convertidor de potencia conectado a la red. Determinar el valor correcto de la componente de secuencia positiva de la frecuencia fundamental del vector tensión de la red (FFPS, por sus siglas en inglés), es esencial para un buen control de estos sistemas. Esta información es usada en los PLL (phase locked loop), por lo que en la actualidad existen muchas investigaciones encaminadas a lograr PLL más rápidos y con comportamientos adecuados ante distorsiones en la red.

En un marco de referencia sincrónico (SRF, por sus siglas en inglés) solo la componente del vector de secuencia positiva de la frecuencia fundamental de la señal trifásica (FFPS), tiene componentes constantes en los ejes directo (d) y en cuadratura (q), por tanto, en principio un controlador proporcional-integral (PI) de bajo ancho de banda puede ser utilizado en un sistema

de referencia sincrónico para implementar el PLL (SRF-PLL). En algunas investigaciones [122-124] se utilizan controladores PI para determinar la FFPS de una señal trifásica. Sin embargo, para separar el vector componente FFPS de la secuencia negativa de la frecuencia fundamental (FFNS, por sus siglas en inglés) u otros componentes, este método de detectar la FFPS sería muy lento.

Otro método conocido para determinar la FFPS, basado en sistemas de referencias sincrónicos dobles, es propuesto por Rodríguez [125].

En otros trabajos [126, 127] se proponen métodos basados en integrador generalizado, mientras que en otras investigaciones [128-132] se proponen métodos basados en retraso en la cancelación de la señal (DSC, Delayed signal cancellation), y retraso en la cancelación de la señal generalizado (GDSC, Generalized delayed signal cancellation).

Algunos autores [133, 134] proponen métodos usando filtro de Kalman y en otros [135-139] proponen métodos basados en la transformada de Fourier.

Neves, Cabral, Souza, Bradaschia, Bueno y Rizo [140] muestran un análisis de diferentes algoritmos utilizados en PLL y proponen una técnica novedosa basada en GDSC, que presenta resultados relevantes ante distorsiones de la tensión de la red. Al tener en cuenta que el DFIG es muy sensible a huecos de tensión se considera importante implementar este tipo de PLL para la sincronización del DFIG con la red eléctrica, por lo que es utilizado en este trabajo.

El método está basado en un esquema GDSC, visto como un caso particular de la SVFT, y se presenta un nuevo procedimiento para cada transformación GDSC.

2.3.1 Transformada GDSC

Una señal trifásica, periódica, desbalanceada y distorsionada puede ser descrita por las siguientes ecuaciones [140]:

$$S_a = \sum_{h=0}^{\infty} [S_a^{(h)} \cos(hwt + \varphi_a^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(hwt + \varphi_0^{(h)})] \quad (58)$$

$$S_b = \sum_{h=0}^{\infty} [S_b^{(h)} \cos(hwt + \varphi_b^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(hwt + \varphi_0^{(h)})] \quad (59)$$

$$S_c = \sum_{h=0}^{\infty} [S_c^{(h)} \cos(hwt + \varphi_c^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(hwt + \varphi_0^{(h)})] \quad (60)$$

La componente armónica h de esta señal puede ser escrita como:

$$S_a^{(h)} = S_a^{(h)} \frac{e^{j(hwt + \varphi_a^{(h)})} + e^{-j(hwt + \varphi_a^{(h)})}}{2} + S_0^{(h)} \cos(hwt + \varphi_0^{(h)}) \quad (61)$$

$$S_b^{(h)} = S_b^{(h)} \frac{e^{j(hwt + \varphi_b^{(h)})} + e^{-j(hwt + \varphi_b^{(h)})}}{2} + S_0^{(h)} \cos(hwt + \varphi_0^{(h)}) \quad (62)$$

$$S_c^{(h)} = S_c^{(h)} \frac{e^{j(hwt + \varphi_c^{(h)})} + e^{-j(hwt + \varphi_c^{(h)})}}{2} + S_0^{(h)} \cos(hwt + \varphi_0^{(h)}) \quad (63)$$

Una señal trifásica puede ser representada por un vector en los ejes de referencia $\alpha\beta$, eliminando el efecto de la componente homopolar como:

$$S_{\alpha\beta}^{(h)} = \frac{2}{3} (S_a^{(h)} + S_b^{(h)} e^{j120^\circ} + S_c^{(h)} e^{-j120^\circ}) \quad (64)$$

o

$$S_{\alpha\beta}^{(h)} = e^{jhwt} \left[\frac{1}{3} (S_a^{(h)} + S_b^{(h)} e^{j120^\circ} + S_c^{(h)} e^{-j120^\circ}) \right] + e^{-jhwt} \left[\frac{1}{3} (S_a^{(h)} + S_b^{(h)} e^{-j120^\circ} + S_c^{(h)} e^{j120^\circ}) \right] \quad (65)$$

donde S son fasores complejos que contienen información sobre el valor inicial de magnitud y ángulo de fase de los componentes sinusoidales.

$$S_i^{(h)} = S_i^{(h)} e^{j\varphi_i^{(h)}}, i = a, b, c \quad (66)$$

También se puede observar a partir de (61) que los términos dentro de corchetes son fasores de secuencia positiva y negativa, denotados por $S_{\alpha\beta+}^{(h)}$ y $S_{\alpha\beta-}^{(h)}$. Entonces:

$$S_{\alpha\beta}^{(h)} = \sum_{h=0}^{\infty} S_{\alpha\beta+}^{(h)} + \sum_{h=1}^{\infty} S_{\alpha\beta-}^{(h)} = \sum_{h=0}^{\infty} [S_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{jhwt}] + \sum_{h=1}^{\infty} [S_{\alpha\beta+}^{(h)*} e^{-jhwt}] \quad (67)$$

Cualquier vector armónico de secuencia positiva o negativa puede representarse por:

$$S_{\alpha\beta}^{(hs)} = S_{\alpha\beta+}^{(hs)} e^{\text{sign}(hs)j\varphi^{hs}} e^{jhs\omega t} \quad (68)$$

donde h_s es el valor h para la componente armónica de secuencia positiva y $-h$ para la componente armónica de secuencia negativa.

Además de las componentes homopolares, cualquier conjunto de señales periódicas de tres fases es igual a una suma de componentes del vector armónico de secuencia positiva y negativa. Cada componente del vector tiene magnitud constante y gira a velocidad constante.

Al considerar un vector armónico con componentes de secuencia positiva o negativa, retardado en el tiempo un ángulo correspondiente a θ radianes de la frecuencia fundamental (o $h\theta$ con respecto a la componente armónica h_s) se obtiene:

$$S_{\alpha\beta-\theta}^{(hs)} = S_{\alpha\beta}^{(hs)} e^{\text{sign}(hs)j\varphi^{hs}} e^{jhs(\omega t-\theta)} = S_{\alpha\beta}^{(hs)} e^{-jhs\theta} \quad (69)$$

Cabe señalar que si $h_s > 0$, entonces los vectores tensión $S_{\alpha\beta}^{(h)}$ y $S_{\alpha\beta-\theta}^{(h)}$ rotan en sentido contrario a las manecillas del reloj y el vector $S_{\alpha\beta-\theta}^{(h)}$ está $h\theta$ radianes detrás que $S_{\alpha\beta}^{(h)}$. Consecuentemente, si $h_s < 0$, entonces los vectores de la tensión $S_{\alpha\beta}^{(h)}$ y $S_{\alpha\beta-\theta}^{(h)}$ rotan en sentido de las manecillas del reloj y el vector $S_{\alpha\beta-\theta}^{(h)}$ está $h\theta$ radianes en adelante. En ambos casos, girar en contra de las manecillas del reloj se considera como la dirección positiva.

Una transformación matemática, en la que se combinan el vector de tensión original y el retardado, es:

$$S_{\alpha\beta T}^{(hs)} = aS_{\alpha\beta}^{(hs)} + ae^{j\theta_1} S_{\alpha\beta-\theta}^{(hs)} \quad (70)$$

donde la ganancia compleja a y el ángulo θ_1 son constantes.

La transformación anterior permite seleccionar componentes armónicas específicas de la señal original para ser eliminadas. Es deseable, sin embargo, que la ganancia de la transformación para

obtener el vector tensión FFPS (o cualquier otro componente armónico específico con secuencia positiva o negativa) se pueda hacer igual a uno.

A partir de las ecuaciones (69) y (70) puede ser verificado que el vector tensión transformado $S_{\alpha\beta}^{(hs)}$ es igual al de la señal original $S_{\alpha\beta}^{(hs)}$ multiplicado por una ganancia compleja:

$$S_{\alpha\beta}^{(hs)} = a(1 + e^{j\theta_1} e^{-jhs\theta}) \cdot S_{\alpha\beta}^{(hs)} e^{\text{sign}(hs)j\phi^{(hs)}} e^{jhs\omega t} \quad (71)$$

Al hacer en la ecuación anterior, el término $a(1 + e^{j\theta_1} e^{-jhs\theta}) = G^{(hs)}$ se obtiene:

$$S_{\alpha\beta}^{(hs)} = G^{(hs)} \cdot S_{\alpha\beta}^{(hs)} \quad (72)$$

Los parámetros reales θ y θ_1 se determinan de manera que las componentes armónicas elegidas, de orden $hs = hi \pm hn, \forall \in \mathbb{N}$, sean eliminadas, donde hi y k son elegidos como constantes enteras. Esto puede conseguirse si se hace $G^{(hs \pm kn)} = 0$

$$1 + e^{j\theta_1} e^{-j(hs \pm kn)\theta} = 0 \quad (73)$$

donde $\theta = \frac{360^\circ}{k}$ y $\theta_1 = \theta h_i + 180^\circ$.

El parámetro complejo constante a se determina mediante la imposición de la ganancia de transformación deseada para un vector de frecuencia específica. Por ejemplo, con el fin de garantizar la ganancia unitaria para el vector de tensión de FFPS:

$$G^{(hs=1)} = a(1 + e^{j(\theta_1 - \theta)}) = 1 \quad (74)$$

donde:

$$a = \frac{1}{1 + e^{j(\theta_1 - \theta)}} \quad (75)$$

2.3.2 Implementación del método propuesto

Un detector del vector de tensión FFPS ideal debe ser capaz de eliminar el vector de secuencia negativa de la secuencia fundamental con todos los armónicos de los vectores de secuencia

negativa y positiva. Por otra parte, la ganancia para el vector FFPS debe ser igual a uno. No es posible cancelar todos los vectores de las componentes armónicas usando solo la transformación descrita en (70). Por lo tanto, se deben seleccionar algunas transformaciones y colocarse en cascada con el propósito de eliminar los vectores de componentes armónicas alrededor del vector FFPS.

Como se muestra en (73) todos los vectores de componentes armónicas impares pueden ser eliminados por una transformación matemática en la cual $\theta=180^\circ$ y $\theta_1=180^\circ$, donde se establece

$a = \frac{1}{2}$ para mantener la ganancia unitaria del vector de tensión FFPS en la ecuación (74). Por

tanto, la ganancia $G_A^{(h_s)}$ para esta primera transformación es:

$$G_A^{(h_s)} = \frac{1}{2} [1 + e^{j\pi(h_s-1)}] \quad (76)$$

Se aplican otras cuatro transformaciones (B, C, D y E) con el objetivo de eliminar los vectores armónicos de orden $h_s = 3 \pm 4n$, $h_s = 5 \pm 8n$, $h_s = 9 \pm 16n$ y $h_s = 17 \pm 32n$, respectivamente. Los

parámetros para estas transformaciones son: $\theta_B = 60^\circ$, $\theta_{1B} = 0^\circ$ y $a_B = \frac{\sqrt{3}}{3} e^{j30^\circ}$; $\theta_C = 60^\circ$,

$\theta_{1C} = 120^\circ$ y $a_C = \frac{\sqrt{3}}{3} e^{-j30^\circ}$; $\theta_D = 30^\circ$, $\theta_{1D} = 30^\circ$ y $a_D = \frac{1}{2}$; $\theta_E = 15^\circ$, $\theta_{1E} = 15^\circ$ y $a_E = \frac{1}{2}$.

Las ganancias correspondientes son:

$$G_B^{(h_s)} = \frac{1}{2} [1 + e^{j\frac{\pi}{2}(h_s-1)}] \quad (77)$$

$$G_C^{(h_s)} = \frac{1}{2} [1 + e^{j\frac{\pi}{4}(h_s-1)}] \quad (78)$$

$$G_D^{(h_s)} = \frac{1}{2} [1 + e^{j\frac{\pi}{8}(h_s-1)}] \quad (79)$$

$$G_E^{(h_s)} = \frac{1}{2} [1 + e^{j\frac{\pi}{16}(h_s-1)}] \quad (80)$$

Con el objetivo de ejemplificar el método propuesto, se emplean las transformaciones A, B, C, D y E en cascada, como se muestra en la figura 2.4.

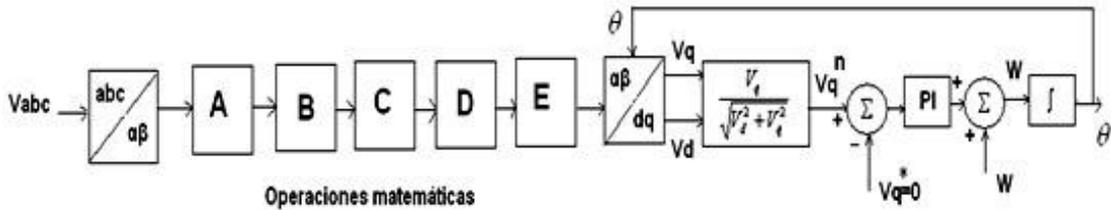


Figura 2.4 Diagrama de bloques del GDSC-PLL utilizado.

Al utilizar esta propuesta de solución, solo no son cancelados por las operaciones matemáticas los armónicos de secuencia positiva de orden $1 \pm 24n$. Estos armónicos pueden ser cancelados por una adecuada selección del ancho de banda de la salida del SRF-PLL. La decisión acerca del ancho de banda de la salida del PLL debe tener en consideración el tiempo de la respuesta total del esquema de detección del vector FFPS en relación a la reducción alcanzada para la distorsión armónica total (THD).

La primera etapa para la implementación de cada transformación es medir las cantidades de fase y calcular el vector $S_{\alpha\beta}$. Las componentes del vector deben ser almacenadas con el objetivo de determinar $S_{\alpha\beta-\theta}$. El vector transformado es obtenido al sumar la corriente y los vectores retardados multiplicados por a y $ae^{j\theta_1}$, respectivamente. Esto se hace en forma matricial a través de las siguientes operaciones:

$$\begin{bmatrix} S_{\alpha T} \\ S_{\beta T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & -a_2 \\ a_2 & a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{\alpha} \\ S_{\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 & -b_2 \\ b_2 & b_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{\alpha-\theta} \\ S_{\beta-\theta} \end{bmatrix} \quad (81)$$

donde: $a_1 = \text{real}(\vec{a})$, $a_2 = \text{ima}(\vec{a})$, $b_1 = \text{real}(\vec{ae}^{j\theta_1})$ y $b_2 = \text{imag}(\vec{ae}^{j\theta_1})$

Consecuentemente, las transformaciones A, B, C, D, y E se implementan mediante operaciones de muy bajos esfuerzos computacionales:

$$\begin{bmatrix} S_{\alpha TA} \\ S_{\beta TA} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} S_{\alpha} & -S_{\alpha-180} \\ S_{\beta} & -S_{\beta-180} \end{bmatrix} \quad (82)$$

$$\begin{bmatrix} S_{\alpha TB} \\ S_{\beta TB} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{\alpha TA} + S_{\alpha TA-60} \\ S_{\beta TA} + S_{\beta TA-60} \end{bmatrix} \quad (83)$$

$$\begin{bmatrix} S_{\alpha TC} \\ S_{\beta TC} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ -\frac{\sqrt{3}}{3} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{\alpha TB} \\ S_{\beta TB} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{\alpha TB-60} \\ S_{\beta TB-60} \end{bmatrix} \quad (84)$$

$$\begin{bmatrix} S_{\alpha TD} \\ S_{\beta TD} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} S_{\alpha TC} \\ S_{\beta TC} \end{bmatrix} + \frac{1}{4} \begin{bmatrix} \sqrt{3} & -1 \\ 1 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{\alpha TB-30} \\ S_{\beta TB-30} \end{bmatrix} \quad (85)$$

$$\begin{bmatrix} S_{\alpha TE} \\ S_{\beta TE} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} S_{\alpha TD} \\ S_{\beta TD} \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2+\sqrt{3}}}{2} & -\frac{\sqrt{2-\sqrt{3}}}{2} \\ \frac{\sqrt{2-\sqrt{3}}}{2} & \frac{\sqrt{2+\sqrt{3}}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{\alpha TD-15} \\ S_{\beta TD-15} \end{bmatrix} \quad (86)$$

Nótese que la salida del PLL no ejerce influencia sobre las transformaciones A-E, debido a que las mismas están implementadas en los ejes $\alpha \beta$ (las transformaciones A-E no utilizan la posición angular estimada por la salida del PLL), como ocurre en el método cancelación de señal retardada mejorada EDSC-PLL, (por sus siglas en inglés, enhanced delayed signal cancellation) [130]. La función transferencial de salida del SRF-PLL se obtiene al considerar que la posición del vector de salida estimado (θ^+) es aproximadamente igual al valor correcto de θ [123]. El vector Vq obtenido de la transformación $\alpha \beta$ a $d q$ debe ser normalizado al hacer la función de transferencia del PLL independiente de la magnitud del vector de tensión. Para alcanzar y sobrepasar el 20 % independientemente del ancho de banda, los parámetros fueron calculados considerando un factor de amortiguamiento $\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{2}}$ [141]. Sin embargo, la elección de la

frecuencia natural depende de la componente armónica de más bajo orden que debe ser filtrada por el PLL de salida. Cuanto menor es la frecuencia natural, menor es también el ancho de banda del PLL y así, más lenta será su respuesta. Al usar el SRF-PLL, debe ser escogida una frecuencia natural baja con el objetivo de filtrar los armónicos de bajo orden en la tensión de salida. Para el método propuesto, puede ser especificado un ancho de banda más alto, ya que los armónicos de más bajo orden son eliminados por las transformaciones en cascada.

Como se indica en (70), la transformada del vector de salida $\vec{S}_{\alpha\beta}$ se calcula a través del vector de entrada $\vec{S}_{\alpha\beta}$, este vector está atrasado en el tiempo un valor correspondiente a θ radianes de la señal de frecuencia fundamental. Por lo tanto, las muestras de las componentes α y β de la transformación del vector de entrada deben ser almacenadas por un período de tiempo. Por esta razón, cuando el vector de transformación de entrada cambia, la acción correcta de filtrado, solo se alcanza después del tiempo necesario para que la señal de entrada atrasada sea afectada. El tiempo máximo de respuesta de las transformaciones A – E es correspondiente a 345 grados de un ciclo de la frecuencia fundamental (por ejemplo: 19.17 ms si la frecuencia de la red es 50 Hz). Por lo tanto, debe tenerse en cuenta que las transformaciones propuestas son filtros de respuesta infinita al impulso y, por lo tanto, no cambian la frecuencia de la señal de entrada. Consecuentemente, si la frecuencia de la señal de entrada es igual al valor nominal ($h_1 = 1$, donde h_1 es la relación entre la frecuencia real y la nominal), entonces no habrá error en la magnitud detectada o ángulo de fase. Por lo tanto, se mantiene la capacidad de la etapa de salida del PLL para sincronizar con la frecuencia fundamental de entrada y detectar el ángulo correcto. El tiempo de respuesta de detección de vector de secuencia positiva de la frecuencia fundamental es la suma de los retardos de las transformaciones, con el tiempo de respuesta del PLL de salida. Por otra parte, puede ser usado un SRF-PLL de salida más rápido, ya que este no necesitará filtrar los armónicos de bajo orden.

En la figura 2.5 se puede observar la implementación del GDSC-PLL en Simulink.

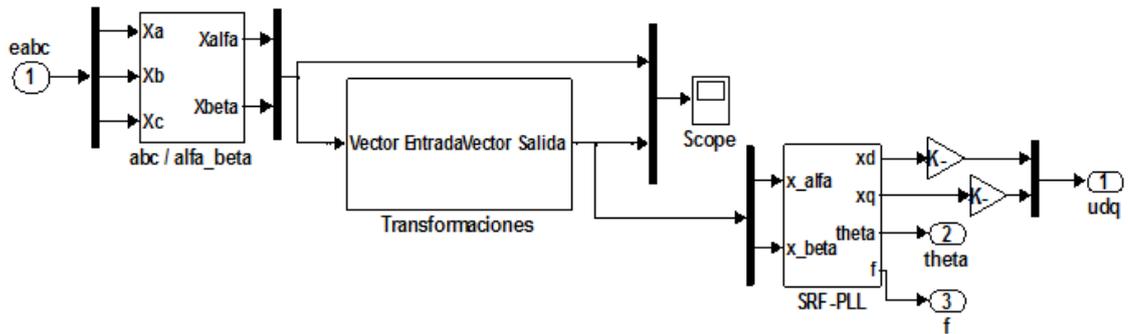


Figura 2.5 Implementación en Simulink del GDSC-PLL.

2.4 Consideraciones finales del capítulo

Para el sistema de control del DFIG en este trabajo se utiliza, para el convertidor del lado de la red un control del vector de tensión orientado a los ejes dq y, para el convertidor del lado del rotor, un control orientado al flujo del estator. Al utilizar para la sincronización con la red, una GDSC-PLL se obtiene mejor desempeño en el sistema de control del convertidor del lado de la red ante señales distorsionadas.

CAPÍTULO 3. DISEÑO Y CONTROL DEL DVR

El restaurador dinámico de tensión es generalmente empleado para evitar que huecos de tensión de corta duración causen la desconexión o el mal funcionamiento de cargas sensibles. Se compone de un DVR conectado en serie con la línea de alimentación a través de tres transformadores monofásicos (0,8 MVA y 690/690 V) para inyectar las tensiones de compensación. Un filtro paso bajo LC está conectado entre el convertidor en fuente de tensión (VSC) que forma parte del DVR y el transformador. La configuración general de un DVR trifásico se muestra en la figura 3.1.

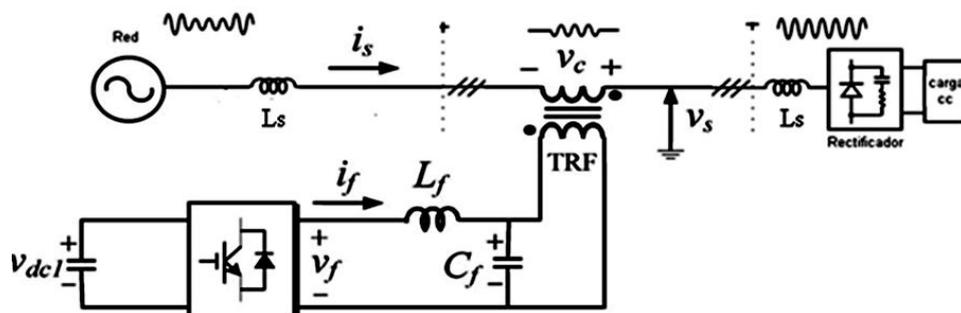


Figura 3.1 Esquema de una fase del DVR trifásico.

En este trabajo se propone el uso de un DVR, conectado entre el generador eólico y la red, para evitar o atenuar los efectos de las variaciones de tensión de corta duración sobre turbinas eólicas que emplean DFIG. Como ya fue mencionado, los generadores de inducción doblemente alimentados presentan sobretensión en los devanados del rotor cuando ocurren variaciones bruscas en la tensión de estator. Debido a estas sobretensiones de rotor, se pierde la capacidad de controlar las corrientes del rotor a través del convertidor del lado de la red y se torna necesario cortocircuitar el rotor a través de la protección de “*crowbar*”, a fin de evitar la rotura del convertidor. Por tanto, durante la actuación de la protección de “*crowbar*” el control de la generación eólica es interrumpido impidiendo, en la mayoría de los casos, el cumplimiento de los códigos de red para turbinas eólicas. Así, se propone el uso de un DVR para viabilizar el

control de turbinas eólicas durante y después de huecos momentáneos de tensión, sin que sea necesario usar la protección “*crowbar*”.

3.1 Partes que conforman el DVR

Para llevar a cabo las simulaciones propuestas, se utilizó un sistema eléctrico de 34.5 kV y un transformador de 34.5/0.690 kV. El DVR fue conectado entre la red y el estator del DFIG, cuya tensión nominal es 690 V. Además del bus de continua y del inversor en fuente de tensión, el DVR necesita un filtro de salida y el transformador de inyección de tensión.

3.1.1 Filtro de salida

Las tensiones de salida sintetizadas por el convertidor no se pueden aplicar directamente al transformador debido a su contenido de armónicos, provocados por la conmutación del inversor de alta frecuencia. Para corregir las tensiones aplicadas al secundario del transformador se coloca un filtro LC en la salida del inversor. Los valores del filtro utilizados en la simulación son: $L_f = 0.2$ mH y $C_f = 1000$ mF.

3.1.2 Transformador de inyección

El transformador de inyección es conectado en serie, este debe tener bajos valores de resistencias en el devanado primario y secundario para reducir al mínimo las pérdidas. La restricción en los valores de la inductancia de dispersión depende de la caída de tensión y los errores generados en el transformador.

Se utilizan tres transformadores monofásicos para componer la fase de inyección.

3.2 Obtención de la señal de referencia

La señal de referencia se obtiene a partir de la expresión:

$$\begin{bmatrix} V_{Ta}^* \\ V_{Tb}^* \\ V_{Tc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sa,antes} - V_{sa} \\ V_{sb,antes} - V_{sb} \\ V_{sc,antes} - V_{sc} \end{bmatrix} \quad (87)$$

donde:

V_{sa} , antes, V_{sb} , antes, y V_{sc} , antes son las tensiones antes de ocurrir la falla,

V_{sa} , V_{sb} y V_{sc} son las tensiones instantáneas del sistema.

Para obtener las tensiones de antes de ocurrir la falla se utiliza un PLL (Phase locked loop) con constante de tiempo grande. Inicialmente, son obtenidas las componentes α y β de las tensiones del sistema. Con esto se elimina la componente homopolar. Cuando no hay ningún problema en la red, las tensiones son balanceadas y sinusoidales, de modo que el vector tensión $\alpha\beta$ tiene amplitud constante y gira con velocidad igual a la frecuencia angular de la red. En el caso que se utilice un sistema de referencia dq girando a la velocidad sincrónica, el vector tensión sería estacionario, con componentes d y q constantes. Si ocurre una falla desbalanceada, la amplitud y la velocidad del vector tensión pasan a ser oscilatorios, tanto en el sistema de referencia $\alpha\beta$ como en el referencial dq . El uso de un PLL para obtener la posición angular del vector tensión de la red impide que el ángulo estimado del vector tensión sufra variaciones instantáneas, debido al integrador existente en el lazo del PLL. Además de eso, al implementar un PLL con dinámica lenta, son atenuadas las oscilaciones en la frecuencia estimada. Aun así, las oscilaciones en la amplitud del vector tensión en $\alpha\beta$ estarán también presentes en el vector dq . Entre tanto, si las componentes d y q del vector tensión pasan por filtros pasa bajo lentos, aunque haya una disminución o una elevación súbita en la amplitud del vector tensión, o en cada componente d y q , esa variación será bastante retardada. Las componentes d y q filtradas, junto con el ángulo estimado por el PLL lento pueden entonces ser usados como una buena estimativa del vector tensión de secuencia positiva y frecuencia fundamental antes de la falla. Este vector tensión corresponde a la tensión que debería estar alimentando a la carga durante y después de la falla. La diferencia entre él y el vector tensión presente en la red debe ser suministrada por el DVR. En

la figura 3.2 se muestra la implementación en el Simulink del PLL que se utiliza para obtener la señal de referencia.

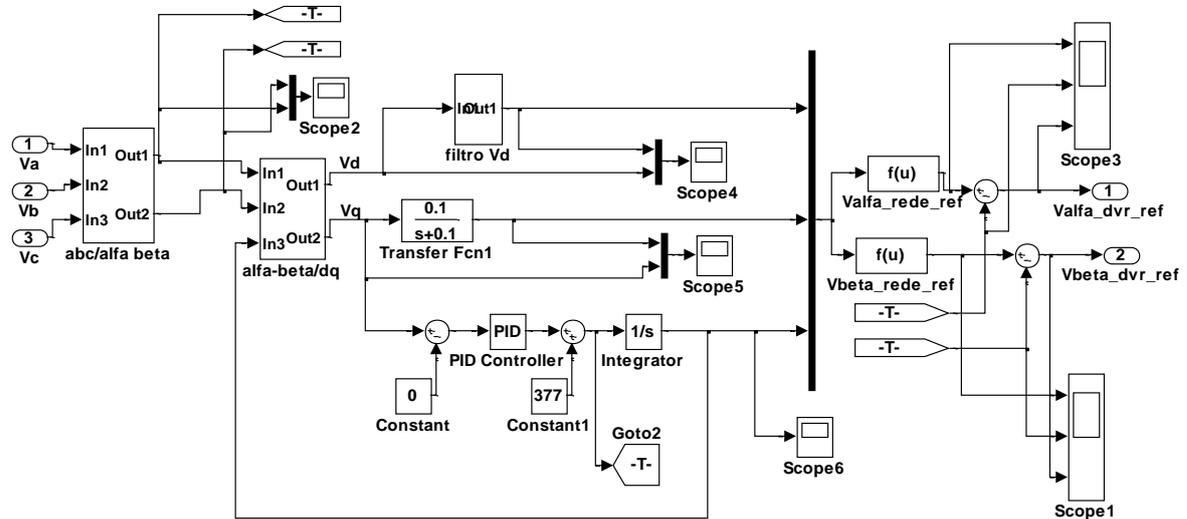


Figura 3.2 Esquema en el Simulink de la obtención de las señales de referencias.

3.3 Sistema de control del DVR

Al tener en cuenta que las fallas desbalanceadas son bastante comunes, el vector tensión a ser producido en la salida del DVR tendrá, frecuentemente, componentes de secuencia positiva y negativa, de frecuencia fundamental y con armónicos. Todas estas componentes, excepto la de frecuencia positiva y frecuencia fundamental, son sinusoidales en el sistema de referencia dq . Por eso, el uso de controladores lineales de tipo proporcional-integral (PI) no es adecuado para este tipo de aplicación. En este trabajo se propone el uso de controladores basados en la transformada de Fourier de vectores espaciales (SVFT) [142].

3.3.1 Transformada de Fourier del vector espacial

Una señal sinusoidal monofásica puede ser vista como la suma de dos vectores espaciales rotando en dirección opuesta. La transformada de Fourier de una señal monofásica, si se considera que la parte real es la entrada de la señal y que la parte imaginaria es cero, es vista como una operación matemática que permite obtener la magnitud y fase de una componente

armónica específica. Si solo existe frecuencia positiva, significa que se desprecia la componente de secuencia negativa. Sin embargo, se puede interpretar la transformada de Fourier como una operación que permite obtener la componente de secuencia positiva o la de secuencia negativa de la componente armónica deseada en una señal monofásica. Para señales monofásicas estos componentes son números complejos conjugados y pueden ser obtenidos utilizando solo una transformada de Fourier. Por otra parte, la SVFT de una señal trifásica permite determinar la magnitud y el ángulo de fase de la secuencia positiva o componente de secuencia negativa del vector de entrada. El funcionamiento es equivalente al uso de tres transformadas de Fourier separadas para la obtención de la correspondiente armónica de cada señal de fase.

La transformada de Fourier del vector espacial permite obtener la componente de secuencia positiva o la de secuencia negativa de la componente armónica deseada de una señal trifásica, lo que resulta muy atractivo cuando ocurren huecos de tensión desbalanceados.

Como se muestra por Neves y colectivo de autores [140] una señal trifásica se compone de un término homopolar y de la suma infinita de las componentes positivas y negativas de sus armónicos.

En la transformada de Fourier del vector espacial (SVFT) la señal trifásica es primero transformada a los ejes de referencia estacionarios α y β y el vector resultante es la entrada a la transformada de Fourier.

Los componentes alfa y beta del vector espacial $X_{\alpha\beta}(t)$ son calculados desde la señal trifásica y almacenados para:

$$t = (k - N)T_s, \dots, t = (k - 1)T_s \quad (88)$$

donde:

T_s es el período de muestreo.

kT_s es el tiempo actual.

Si la secuencia del vector almacenado es entrada a la transformada discreta de Fourier, se obtiene el siguiente número complejo, representado en la ecuación (89):

$$f_c[(k-N)T_s] = \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} \{x_{\alpha\beta}[(k-N+i)T_s] e^{-j\frac{2\pi}{N}ci}\} \quad (89)$$

donde c es la componente armónica (con la secuencia específica) seleccionada para ser identificada.

Al separar la parte real e imaginaria de la ecuación (89) resulta la ecuación número (90):

$$\begin{bmatrix} f_{c\alpha}[(k-N)T_s] \\ f_{c\beta}[(k-N)T_s] \end{bmatrix} = \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ M(i) \begin{bmatrix} x_{\alpha}[(k-N+i)T_s] \\ x_{\beta}[(k-N+i)T_s] \end{bmatrix} \right\} \quad (90)$$

donde:

$$M(i) = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{2\pi}{N}c_i\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{N}c_i\right) \\ -\sin\left(\frac{2\pi}{N}c_i\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{N}c_i\right) \end{bmatrix} \quad (91)$$

Para resolver la ecuación (90) se requiere N multiplicación de matrices cuadradas de orden 2×2 por vectores de orden 2×1 . Para reducir el esfuerzo computacional puede utilizarse una técnica recursiva.

De acuerdo con algunos autores [129, 136] la implementación de la técnica recursiva de la transformada de Fourier del vector espacial es lograda a través de la operación representada en la ecuación:

$$f_c[(k-N+1)T_s] = \{f_c[(k-N)T_s] + \frac{1}{N}x_{\alpha\beta}(kT_s) - \frac{1}{N}x_{\alpha\beta}[(k-N)T_s]\} e^{j\frac{2\pi}{N}c} \quad (92)$$

Al separar los componentes alfa y beta de la ecuación (92) puede ser escrita como se muestra en la ecuación siguiente:

$$\begin{bmatrix} f_{c\alpha}[(k-N+1)T_s] \\ f_{c\beta}[(k-N+1)T_s] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\frac{2\pi}{N}c_i) - \sin(\frac{2\pi}{N}c_i) \\ \sin(\frac{2\pi}{N}c_i) \cos(\frac{2\pi}{N}c_i) \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} f_{c\alpha}[(k-N)T_s] \\ f_{c\beta}[(k-N)T_s] \end{bmatrix} + \frac{1}{N} \begin{bmatrix} x_\alpha(kT_s) - x_\alpha[(k-N)T_s] \\ x_\beta(kT_s) - x_\beta[(k-N)T_s] \end{bmatrix} \right\} \quad (93)$$

La transformada Z de tiempo discreto SVFT puede ser obtenida directamente desde la siguiente ecuación:

$$F_{SVFT}(z) = \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} \left[\cos\left(\frac{2\pi}{N}ci\right) - j\sin\left(\frac{2\pi}{N}ci\right) \right] z^{(i-N+1)} \quad (94)$$

Como es de esperar, la transformada Z en tiempo discreto de SVFT y la transformada discreta de Fourier (DFT) son iguales. La SVFT corresponde a la aplicación de DFT a una entrada compleja. Todas las propiedades de la DFT para tiempo discreto son también válidas para SVFT de tiempo discreto.

3.3.2 Descripción del sistema de control basado en la SVFT

En el controlador basado en SVFT, es usada la realimentación positiva de un filtro SVFT sintonizado en las componentes trifásicas de secuencia de interés, para que la ganancia sea infinita para señales de entrada con secuencias y frecuencias específicas. Las propiedades del controlador pueden ser previstas a través del modelo interno [111]. Se sabe que se puede rastrear una señal de referencia de tipo $r(t) = \sin(W_1 t)$ con error nulo en régimen permanente, desde que la respuesta en lazo cerrado del proceso a ser controlado sea estable y que el controlador tenga la forma $G(s) = \frac{\omega_1}{s^2 + \omega_1^2}$ en su función de transferencia, significando la existencia de un par de polos complejos en $s = \pm j\omega_1$. Debido a esos polos, la ganancia de lazo abierto en la frecuencia ω_1 es infinita.

El control basado en la SVFT sigue el principio del modelo interno mostrado por Chowdary y Kumar [105], incluyendo en el lazo de control un generador de señal periódico para la eliminación del error en una frecuencia específica de armónico de la señal de entrada.

El control basado en la SVFT sigue el principio de incluir en el lazo de control un generador de señales periódicas para eliminar el error en una frecuencia armónica específica de la señal de salida. En esa frecuencia armónica la ganancia en lazo abierto se hace infinita. El controlador basado en la SVFT es un controlador vectorial de dos dimensiones, teniendo el vector de error en el marco de referencia estacionario como su entrada, siendo capaz de seguir sólo la secuencia negativa o positiva de una frecuencia dada. Como se puede ver en la figura. 3.3, el controlador tiene la siguiente función transferencial:

$$G_{SVFT}(z) = \frac{1}{1 - F_{SVFT}(z)} \quad (95)$$

La función transferencial $F_{SVFT}(z)$ tiene ganancia uno y ángulo de fase cero para una componente armónica específica de secuencia positiva o secuencia negativa de la señal de entrada trifásica.

Para otras componentes armónicas enteras, la ganancia es cero y los inter-armónicos son fuertemente atenuados. Así, el control SVFT tiene ganancia infinita para una componente armónica específica del vector de error, mientras que su ganancia es cero para cualquier otra componente armónica entera.

El objetivo del DVR es inyectar la tensión deseada en el estator de la máquina, así la tensión nominal se mantiene constante en el estator en condiciones de falla.

La estructura básica del control propuesto se muestra en la figura 3.3.

Una fase del filtro trifásico conectado a la salida del inversor es mostrada en la figura 3.4 donde V es la tensión aplicada al transformador en serie con la carga del DVR.

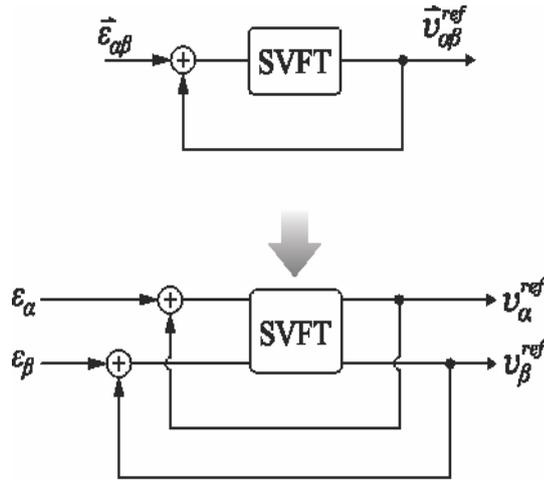


Figura.3.3 Estructura básica del control trifásico basado en SVFT.

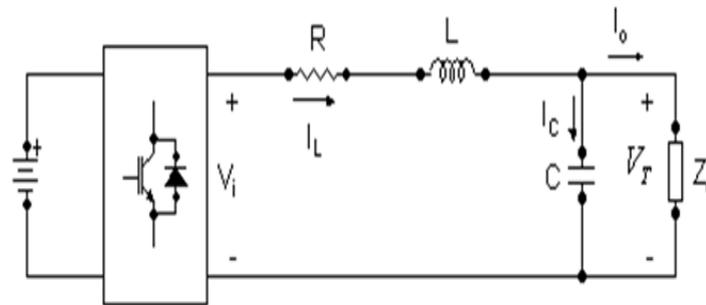


Figura 3.4 Representación de una fase del filtro de salida alimentado por el inversor.

Las relaciones tensión-corriente del filtro de salida, en el sistema de referencia estacionario $\alpha\beta$ son descritas desde la ecuación (96) a la ecuación (99):

$$V_{i\alpha} = V_{T\alpha} + R I_{L\alpha} + L \frac{d}{dt} I_{L\alpha} \quad (96)$$

$$V_{i\beta} = V_{T\beta} + R I_{L\beta} + L \frac{d}{dt} I_{L\beta} \quad (97)$$

$$\frac{d}{dt} V_{T\alpha} = \frac{1}{C} (I_{L\alpha} - I_{o\alpha}) \quad (98)$$

$$\frac{d}{dt} V_{T\beta} = \frac{1}{C} (I_{L\beta} - I_{o\beta}) \quad (99)$$

Se verifica, por las ecuaciones anteriores, que se puede realizar el control de las componentes de la tensión a ser inyectada por el DVR a partir del control de las corrientes de los inductores del filtro en sus componentes alfa y beta. Se emplea un lazo de control interno más rápido para regular esas corrientes, tomando como entradas las tensiones en las componentes alfa y beta en la salida del inversor. El diagrama de bloques del esquema de control de corriente propuesto en este trabajo se muestra en la figura 3.5. Al tener en cuenta que las corrientes en los inductores y las tensiones de salida del filtro necesitan ser medidas para la realización del control en lazo cerrado, fueron añadidos términos de compensación “feedforward” para cancelar perturbaciones que ellos causan en los controladores de corrientes y tensión. Los controladores empleados se basan en la transformada vectorial de Fourier descrita.

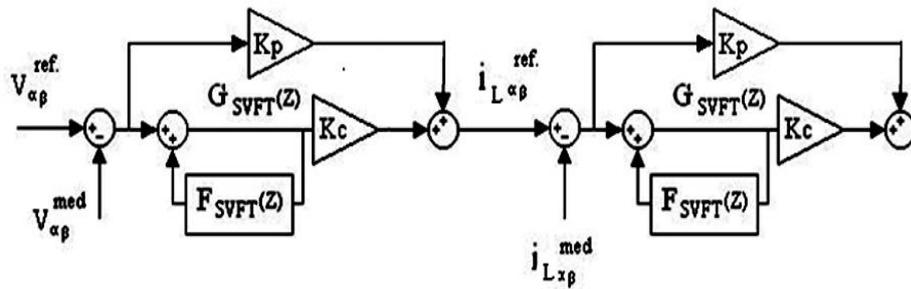


Figura 3.5. Diagrama de bloques del esquema de control del DVR.

De acuerdo con algunos autores [135, 143] la implementación de la técnica recursiva de la transformada de Fourier del vector espacial se logra a través de la operación representada en la ecuación:

$$f_c[(k - N + 1)T_s] = \{f_c[(k - N)T_s] + \frac{1}{N}x_{\alpha\beta}(kT_s) - \frac{1}{N}x_{\alpha\beta}[(k - N)T_s]\}e^{j\frac{2\pi}{N}c} \quad (100)$$

3.3.3 Implementación no recursiva

Considere que la ecuación (89) se usa para el cálculo de la transformada de Fourier del vector espacial de algunas componentes del vector de armónicos. Al adicionar las transformaciones

correspondientes, se puede demostrar que la siguiente operación puede ser usada para obtener la suma de un conjunto de componentes del vector armónico:

$$\vec{f}[(k - N)T_s] = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \vec{x}\alpha\beta[(k - N + i)T_s] \sum_{c \in N_c} e^{-j\frac{2\pi}{N}ci} \right\} \quad (101)$$

donde N_c es el conjunto de componentes seleccionados del vector armónico.

Al separar las partes real e imaginaria de (101) resulta:

$$\begin{bmatrix} f\alpha[(k - N)T_s] \\ f\beta[(k - N)T_s] \end{bmatrix} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ M(i) \begin{bmatrix} x_\alpha[(k - N + i)T_s] \\ x_\beta[(k - N + i)T_s] \end{bmatrix} \right\} \quad (102)$$

donde:

$$M(i) = \sum_{c \in N_c} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{2\pi}{N}ci\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{N}ci\right) \\ -\sin\left(\frac{2\pi}{N}ci\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{N}ci\right) \end{bmatrix} \quad (103)$$

Para implementar (90) en un procesador digital de señales (DSP), las matrices $M(i)$ en (91), para $i=0,1,\dots,N-1$, son generalmente calculadas previamente y almacenadas en aras de reducir la carga computacional. El esfuerzo computacional para calcular (102) es entonces el mismo que para obtener (90), debido a que las $M(i)$ en (103), para $i=0,1,\dots,N-1$, puede ser también previamente calculadas y almacenadas. Para implementar (90) ó (102), deben ser almacenados los dos coeficientes reales de N matrices $M(i)$ y además la muestra $2N$ de los componentes de entrada α y β del vector. Adicionalmente, deben ser realizadas $4N$ multiplicaciones reales y $(4N-2)$ sumas reales.

Un resultado similar se puede obtener al aplicar la transformada discreta de Fourier (DFT) o la transformada discreta del coseno (DCT) a los componentes α y β en vez de aplicar la SVFT a la señal del vector. La DCT pudiera ser generalmente preferible debido al bajo esfuerzo computacional. Si la parte real del vector espacial $(x_\alpha + j0)$ es la entrada a una SVFT, se puede

obtener la componente de frecuencia fundamental de secuencia positiva del vector $\left(\frac{\mathbf{X}}{2} e^{(j\omega_1 t + \varphi_1)} \right)$.

La parte real del vector espacial obtenido es mitad de la componente de frecuencia fundamental de x_α . Similarmente, si $(0 + jx\beta)$ es la entrada a una SVFT, la parte imaginaria del vector espacial obtenido es una mitad de la componente de frecuencia fundamental de x_β . Estas dos operaciones pueden ser realizadas juntas como se muestra a continuación:

$$\begin{bmatrix} f\alpha[(k-N)T_s] \\ f\beta[(k-N)T_s] \end{bmatrix} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ M(i) \begin{bmatrix} x_\alpha[(k-N+i)T_s] \\ x_\beta[(k-N+i)T_s] \end{bmatrix} \right\} \quad (104)$$

donde:

$$M(i) = \sum_{c \in N_c} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{2\pi}{N} ci\right) & 0 \\ 0 & \cos\left(\frac{2\pi}{N} ci\right) \end{bmatrix} \quad (105)$$

La operación en (104) no es posible calcularla como componentes de secuencia separadas. Esta salida es la suma de la componente de secuencia positiva y negativa del vector armónico de orden c . Esto puede ser modificado para la obtención de la sumatoria del conjunto de componentes armónicos específicos, simplemente con la sustitución de $\cos\left(\frac{2\pi}{N} ci\right)$ por

$\sum_{c \in N_c} \cos\left(\frac{2\pi}{N} ci\right)$. Es evidente que la transformación (104) realiza DCT separadas en las

componentes de entrada α y β y consecuentemente no se alcanza una separación de secuencia. El esquema de control basado en estas DTCs separadas está propuesto por Mattavelli [144]. Para controlar las componentes de secuencia específicas de la señal de referencia usando (104) debería ser usado el siguiente procedimiento. Primero, el conjunto de componentes armónicos N_c es dividido en dos: uno con las componentes de secuencia positiva de interés (N_c+) y el otro

con las componentes de secuencia negativa ($Nc-$). Después de esto, se obtiene la suma de las componentes armónicas en ($Nc+$) por la aplicación de una DCT para la componente α y otra para la componente β de entrada, y entonces la componente correspondiente del vector de secuencia positiva se calcula a través de la transformada Fortescue. Análogamente, se obtienen la suma de las componentes del vector de secuencia negativa. Finalmente, se suman estos dos vectores espaciales. Se necesitan 4 DCTs y 2 operaciones de Fortescue. Estas operaciones requieren almacenar $(2N+4)$ coeficientes reales y $2N$ muestras. Se realizan $(4N+8)$ multiplicaciones reales y $(4N+2)$ sumas reales.

En muchas cargas no lineales trifásicas comunes la corriente solo tiene las siguientes componentes del vector armónico $(-6k+1)$ y $(6k+1)$, $k \in N$. El control basado en DCT puede ser implementado en un marco referencia rotando a la velocidad angular de la frecuencia fundamental de secuencia positiva. En este marco referencia estos componentes armónicos se convierten en $\pm 6k$. Además, dos DCTs (una para las componentes del eje d y la otra para las componentes de eje q) pueden ser usadas para obtener la suma de dos vectores típicos de componentes armónicos, ejemplo: -5 y $+7$. Al usar este procedimiento, es evitada la separación del conjunto de componentes armónicos en $Nc+$ y $Nc-$ y se reduce el esfuerzo computacional significativamente.

3.3.4 Implementación recursiva

Neves, Souza, Cavalcanti, Bradaschia, y Bueno [143] presentan una vía para obtener la estabilidad en la implementación de un SFVT recursivo. Sin embargo, esto no permite calcular simultáneamente la suma de varios componentes del vector armónico. Además, con el objetivo de implementar un controlador basado en SVFT recursiva, se deben usar una gran cantidad de controladores paralelos, uno para cada frecuencia y secuencia en el conjunto Nc . Si n es un número de elementos de Nc entonces la implementación de n SVFT recursivas requiere que

sean almacenados dos coeficientes $\cos\left(\frac{2\pi}{N}c\right)$ y $\sin\left(\frac{2\pi}{N}c\right)$, para cada $c \in N_c$. Además, deben ser almacenadas $2N$ muestras de los componentes α y β de la señal de entrada. Son necesarias $10n$ multiplicaciones reales y $(10n-2)$ sumas reales para realizar n operaciones estables de la SVFT recursiva.

Un algoritmo eficiente para la implementación recursiva del DCT es propuesto por Chen, Liu, Yang y Wang [145]. Una vez más, gran cantidad de controladores basados en DCT son usados en paralelo para ajustar las componentes armónicas. Cada componente de vector armónico (con su secuencia específica) requiere, para ser controlado, dos DCT y una operación de Fortescue. Se necesitan almacenar $2n$ coeficientes reales y $(2N+6)$ muestras. Además, son necesarias $12n$ multiplicaciones reales y $16n$ sumas reales para la implementación de $2n$ DCT recursivas y n operaciones de Fortescue. Debe mencionarse que la DCT recursiva presentada por Neves y colectivo de autores [145] es críticamente estable y requiere un procesamiento adicional para asegurar la estabilidad [146].

Al observar las alternativas de implementación se puede concluir que los métodos de recursividad son ventajosos en términos de esfuerzo computacional, excepto cuando el número N de muestras por ciclo es muy bajo. Por ejemplo, si se considera que N_c tiene 10 elementos, que la frecuencia de la red es de 60 Hz y que la frecuencia de muestreo es de 12 kHz el número de coeficientes y muestras necesarios para ser almacenados así como el número real de multiplicaciones y sumas requeridas para cada opción implementada se resumen en la tabla I.

Debe observarse que la implementación recursiva de los controladores basados en SVFT y los basados en DCT permiten el uso de diferentes ganancias y retardos de compensación para cada componente del vector armónico a ser controlado.

Esto no puede ser realizado en un controlador no recursivo debido a que es usada una única transformación para el cálculo de la suma de las componentes armónicas seleccionadas.

Tabla I Comparación del esfuerzo computacional

		Coefficientes	Muestras	Multiplicaciones	Sumas
No Recursivo	SVFT	400	400	800	798
	DCT	804	400	808	802
Recursivo	SVFT	20	400	100	98
	DCT	20	406	120	160

3.3.5 Respuesta de frecuencia del regulador

Si el error de corriente en $\alpha\beta$ es la entrada a los bloques SVFT en paralelo y sus salidas se adicionan, la transformación resultante tiene ganancia uno para la componente armónica del vector correspondiente a cada bloque SVFT. Considere, por ejemplo, que se suman las salidas de los bloques SVFT para obtener componentes de secuencia positiva de primer armónico, secuencia negativa de primer armónico, secuencia positiva de séptimo y componente de secuencia negativa de quinto. Este conjunto de bloques tiene una ganancia con magnitud y ángulo de fase que varían con la frecuencia de acuerdo con la figura 3.6. La ganancia es igual a uno y el ángulo de fase es cero para los componentes del vector incluido en el conjunto de transformaciones. Además, la ganancia es cero para cualquier otro componente armónico entero. Se muestran también las ganancias y ángulos de fase para los inter-armónicos y sub-armónicos.

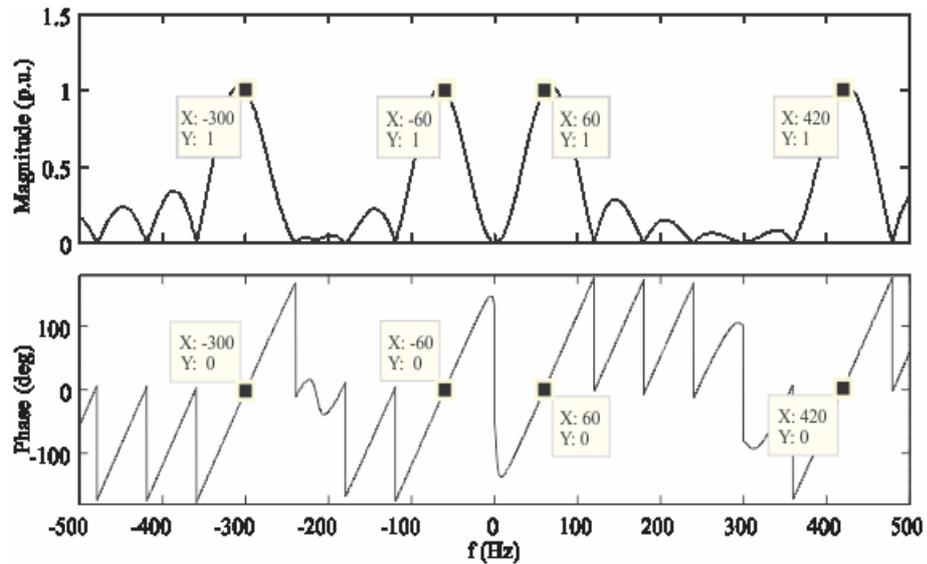


Figura 3.6 Respuesta de frecuencia de la función de transferencia del SVFT obtenida por (102) y (103).

De (95), la ganancia del controlador es infinita sólo para la componente armónica específica del vector de los bloques SVFT. Esto significa que está asegurado error cero en estado estable para esas componentes.

Las gráficas de la magnitud y ángulo de fase de las ganancias del controlador se representan en la figura 3.7. La ganancia del controlador es igual a cero para cualquier otra componente armónica entera del vector.

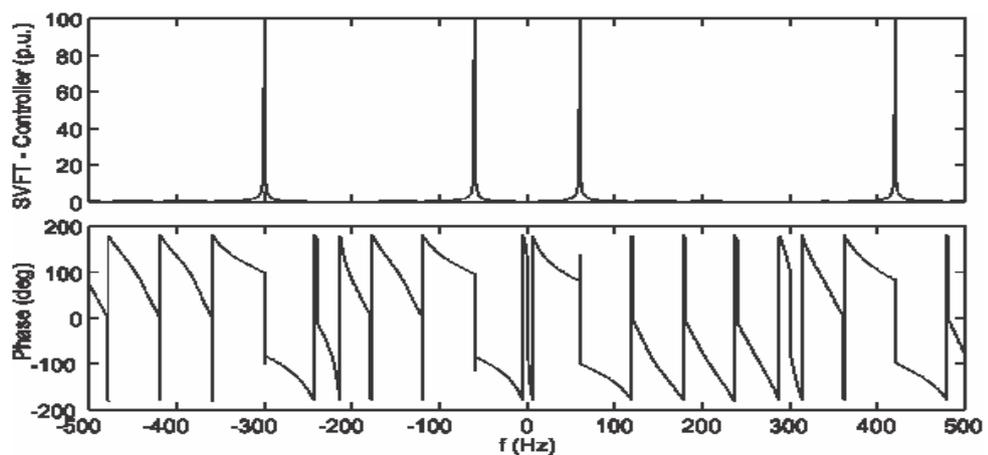


Figura 3.7 Respuesta de frecuencia de la función transferencial G_{SVFT} del control basado en SVFT.

La figura 3.9 muestra el diagrama de bloques del sistema que se presenta en la figura 3.8 con un controlador de corriente usando el control propuesto basado en SVFT. El esquema mostrado en la figura 3.8 es el utilizado para la evaluación del control. Las ganancias K_p y K_c son la ganancia proporcional y la ganancia del control basado en SVFT, respectivamente. $G_p(z)$ y el retraso (Z^{-1}) representan la función trasfereencial de la planta (una carga resistiva-inductiva) en el dominio de tiempo discreto usando el método ZOH (por sus siglas en inglés zero-order hold) [147, 148].

La respuesta de frecuencia del sistema a lazo cerrado, utilizando $K_p = 1$ y $K_c = 10$, se muestra en la figura 3.10. En este caso, si se considera $N_c = \{-5, -1, 1, 7\}$ se selecciona la quinta armónica y la secuencia negativa de la fundamental, así como la séptima y la secuencia positiva de la fundamental. Como se esperaba, la ganancia del controlador es uno y el ángulo de fase es cero para las secuencias y frecuencias seleccionadas.

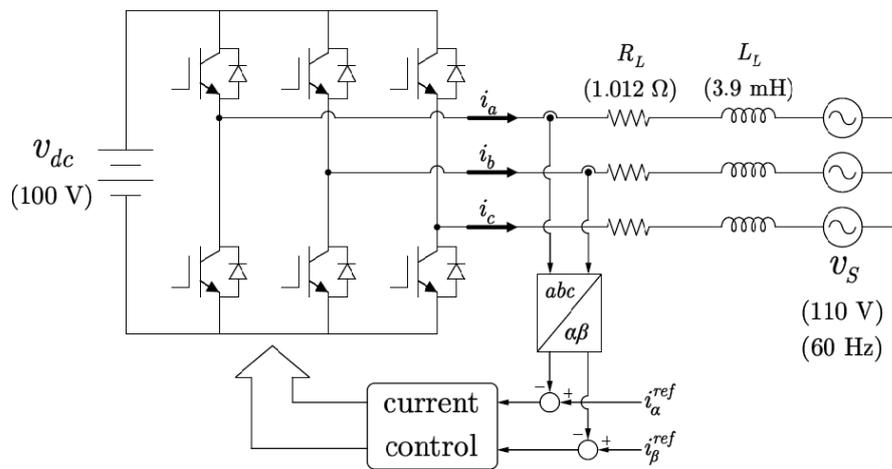


Figura 3.8 Diagrama del VSI y la carga usada para la evaluación del control.

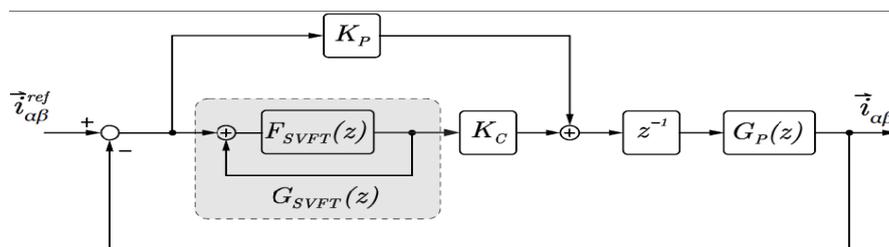


Figura 3.9 Diagrama de bloques del control basado en SVFT.

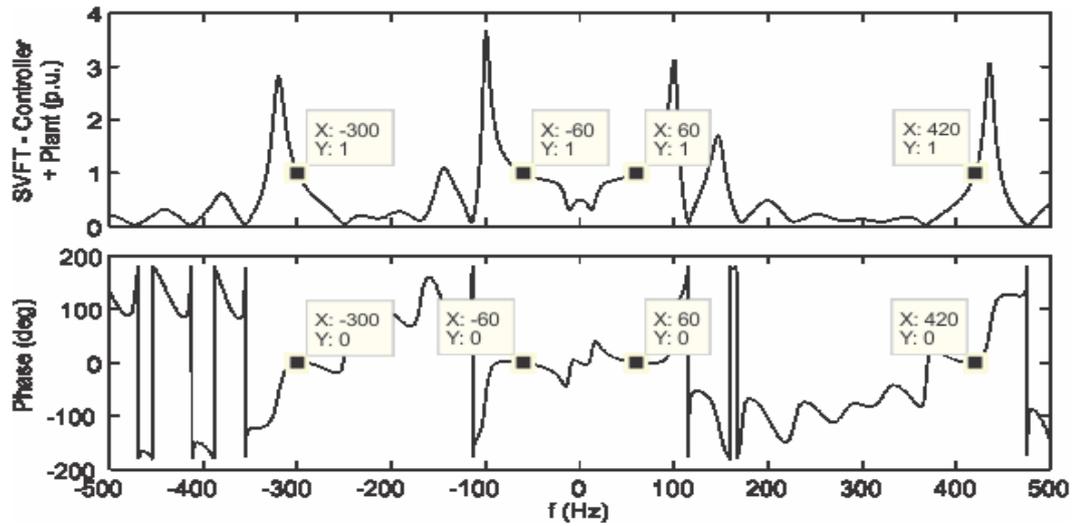


Figura 3.10 Ganancia en lazo cerrado del control basado en SVFT para $N_c = \{-5, -1, 1, 7\}$.

3.3.6 Análisis de estabilidad

Con el fin de realizar el análisis de la estabilidad de lazo cerrado se obtiene primero el modelo en tiempo discreto de la planta. Al utilizar el método ZOH, la función transferencial en tiempo discreto de la planta (carga RL) es:

$$G_p(z) = \frac{1 - e^{-\frac{RT_s}{L}}}{R(z - e^{-\frac{RT_s}{L}})} \quad (106)$$

La función transferencial de tiempo discreto $G(z)$ del sistema en lazo cerrado representado en la figura 3.9 puede escribirse como:

$$G_s(z) = \frac{[kp + kcG_{SVFT}(z)]z^{-1}G_p(z)}{1 + [kp + kcG_{SVFT}(z)]z^{-1}G_p(z)} \quad (107)$$

Los polos de $G_s(z)$ se representan en la figura 3.11.

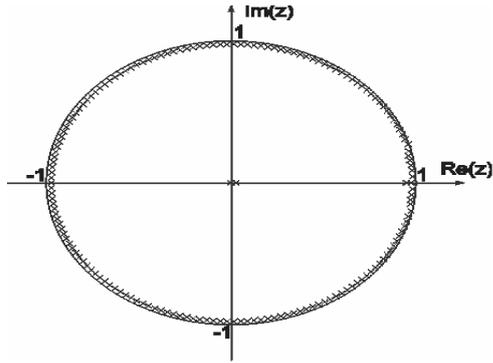


Figura 3.11 Polos del sistema en lazo cerrado.

Como puede observarse, todos los polos están localizados dentro del círculo unitario, lo que caracteriza la estabilidad del sistema en lazo cerrado. El polo más cercano al valor 1 tiene valor absoluto igual a 0.996.

Para evaluar los márgenes de estabilidad del sistema de control en lazo cerrado, debe llevarse a cabo una investigación más profunda basada en indicadores como el margen de ganancia, margen de fase y el pico de sensibilidad [147, 148].

Es conocido que la compensación de los retardos inherentes a las transformaciones y al PWM, juega un importante papel en la estabilidad del sistema. Puede perderse la mayor frecuencia de referencia al ser impuesto un efecto grande del retardo sobre la estabilidad y el rendimiento del sistema. Por esta razón, la posibilidad de permitir una compensación de retardo diferente para cada frecuencia seleccionada es una ventaja importante de la implementación recursiva del controlador basado en SVFT o DCT.

Deben ser evaluados diferentes esquemas de compensación de retardo con el uso del controlador propuesto. Además, la gráfica de la ganancia en función de la respuesta de frecuencia a las frecuencias que están representadas en la figura 3.10 podría hacerse mucho más cercano a cero mediante la inclusión de la compensación de adelanto de fase [147], como se hace en los controladores basados en DCT [120, 149]. De esta manera, el error de estado estable causado por

las desviaciones de frecuencia sería menor. Son necesarias investigaciones futuras para la verificación del desempeño del control basado en SVFT usando algoritmos de frecuencia adaptativa SVFT [143].

3.4 Consideraciones económicas del DVR como solución

Como se mencionó anteriormente, en una turbina eólica con DFIG, el estator de la máquina se conecta directamente a la red y el rotor es conectado a un convertidor de corriente alterna a corriente directa (convertidor del lado del rotor (RSC, por las siglas en inglés). El otro convertidor (corriente directa/corriente alterna) se conecta espalda con espalda con el RSC, compartiendo con él el bus de corriente continua y teniendo el lado de CA conectado a la red a través de un filtro. Este convertidor se conoce como convertidor del lado de la red (GSC, por sus siglas en inglés). Variaciones de tensión de corta duración provocan oscilaciones en el flujo del estator, las cuales causan oscilaciones de torque, que pueden alcanzar valores del orden de 3 p.u., reduciendo la vida útil de la caja de transmisión. Además, fuertes oscilaciones de flujo, debido a huecos de tensión severos, causan fuertes oscilaciones en la tensión del rotor haciendo que la tensión en el bus de CC del RSC sea insuficiente para garantizar el control de las corrientes del rotor. Esas corrientes pueden entonces alcanzar picos superiores a los valores soportables por los dispositivos semiconductores, llevando a dañarse el RSC.

La solución más económica para este problema es el uso de la llamada protección “crowbar”. Sin embargo, esta solución impide el control del DFIG durante y luego de ocurrir la falla en la red, de modo que no consigue cumplir con los códigos de red actuales relacionados con la necesidad de que la central eólica contribuya a mantener la estabilidad de la red durante y después de la falla en la red.

Otra posible solución sería conectar el convertidor del lado de la red en serie con los devanados del estator [40]. Esta sería una solución económicamente atractiva, una vez que se aprovecha el

GSC para reducir la influencia de las variaciones momentáneas de tensión de la red sobre el DFIG. No obstante, un estudio de esa topología mostró algunas limitaciones en cuanto a la potencia que puede ser procesada por el DFIG [74]. Por esta razón, en este trabajo se prefirió utilizar un convertidor adicional para inyectar tensión en serie con la red durante las variaciones de tensión de la misma. La máxima potencia a ser procesada por este convertidor es igual al valor en p.u. de la tensión inyectada por él en serie con el estator multiplicado por la potencia procesada por el estator del DFIG. A diferencia de la solución presentada por Petersson [40], la solución propuesta torna al DFIG prácticamente insensible a huecos de tensión en la red, dando la posibilidad de cumplir los códigos de red más rigurosos, aunque conlleva a un aumento de costo.

3.5 Consideraciones finales del capítulo

Diseñar un sistema de control para el regulador dinámico de tensión con el empleo de controladores basados en la transformada de Fourier del vector espacial garantiza ganancia de lazo abierto infinita y ganancia de lazo cerrado unitaria para una componente armónica y de secuencia específica. El empleo de una técnica recursiva de los controladores basados en SVFT permite el uso de diferentes ganancias y retardos de compensación para cada componente del vector armónico a ser controlado.

CAPÍTULO 4. RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES Y MONTAJE EXPERIMENTAL

Para comprobar el diseño de los controladores propuestos, tanto para el Generador de Inducción Doblemente Alimentado como para el DVR, se realizaron simulaciones en el Simulink del MatLab.

Como se trata de sistemas altamente no lineales, es preciso tomar precauciones para evitar el problema del “lazo algebraico” a la hora de construir los modelos, ya que en muchos de ellos, el cálculo de una variable tiene a la misma variable en su definición funcional. Esto se consigue a través de una correcta definición de los estados y variables independientes de los sistemas de ecuaciones y, a un ordenamiento correcto de las variables en los ficheros de inicialización de los modelos.

También se realizó el montaje experimental del sistema de control basado en SVFT propuesto en este trabajo.

4.1 Resultados de las simulaciones del Generador de Inducción doblemente alimentado

En Cuba existe un sistema con generador de inducción doblemente alimentado en el parque eólico Gibara I, por lo que para las simulaciones se tomaron en cuenta datos reales de este generador, así como de la red eléctrica donde está ubicado. La potencia nominal del generador trifásico de rotor bobinado es 860 kW y la tensión nominal 690 V. Otros datos del generador son: 4 polos, 60 Hz, resistencia del estator 0.0035Ω , reactancia de dispersión del estator $8.84801 \cdot 10^{-5} \Omega$, resistencia del rotor 0.0031Ω , reactancia de dispersión del rotor $1.289 \cdot 10^{-4} \Omega$ y reactancia mutua $6.161 \cdot 10^{-3} \Omega$.

Fue construido el modelo de quinto orden del generador partiendo de las ecuaciones descritas en el capítulo 1, epígrafe 1.3.1. Se muestra en el Anexo 1 el modelo implementado en el Simulink. El modelo de primer orden no considera transitorios, ni en el estator, ni en el rotor. El de tercer

orden considera a los transitorios asociados al estator solamente (y se utiliza en estudios de pequeña señal para la estabilidad, como para estudiar el fenómeno de “flicker”), mientras que el modelo de quinto orden toma en cuenta los transitorios tanto del rotor, como del estator.

En el Anexo 2 se representa la configuración de la red a la que se conecta el generador eólico. Primero se realizan simulaciones sin provocar hueco de tensión y posteriormente se muestran los resultados de las simulaciones al provocar un hueco de tensión balanceado a los 0.3s. El hueco de tensión se provoca conectando resistencias a tierra y puede ser observado también en el Anexo 2.

Para las simulaciones que se muestran, la velocidad del viento se asumió constante e igual a 11 m/s, por ser una velocidad típica en la zona de Gibara, pero puede utilizarse cualquier otro valor de velocidad. El período promedio de variación de la velocidad del viento es mucho mayor que la duración total de los transitorios investigados y, por tanto, se puede considerar como constante.

En la figura 4.1 se representan los resultados del control de las corrientes en los ejes de referencia dq en estado estable, en la figura 4.1 a se representa el control de las corrientes en el convertidor del lado de la red, mientras que en la b se muestra el control de las corrientes en el convertidor del lado del rotor, observándose que en ambos casos la corriente medida sigue fielmente a los respectivos valores de la señal de referencia. El tiempo de simulación utilizado toma en cuenta que representar en estado estable, un sistema dinámico en el Simulink, requiere cierto tiempo para que el método de solución de las ecuaciones diferenciales llegue a alcanzar el estado estable.

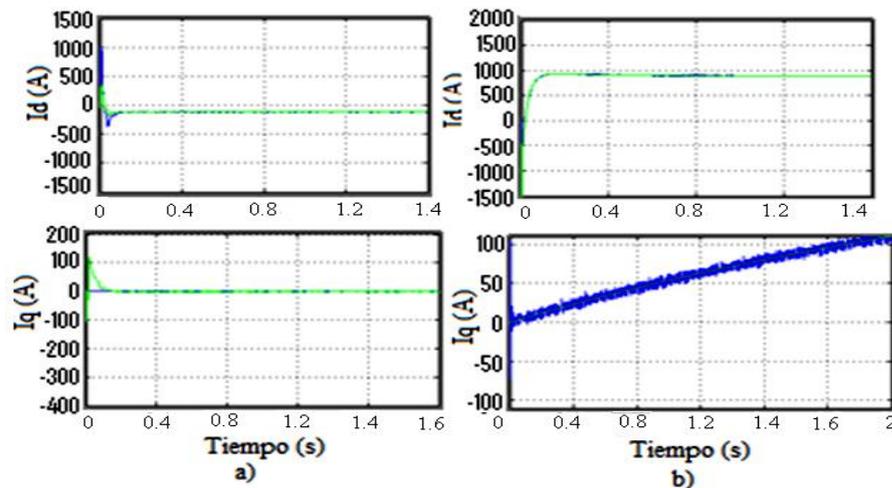


Figura. 4.1 Control de las corrientes en el DFIG en condiciones de estado estable. a) En el convertidor del lado de la red b) en el convertidor del lado del rotor.

En la figura 4.2 se muestra el comportamiento del control de velocidad de la máquina. La velocidad de referencia es la velocidad óptima para el funcionamiento en MPPT (máxima potencia) y corresponde al valor de máximo coeficiente C_p para la velocidad del viento simulada. El control de la velocidad en la señal de referencia, significa que la turbina está aprovechando de manera óptima la potencia disponible por el viento.

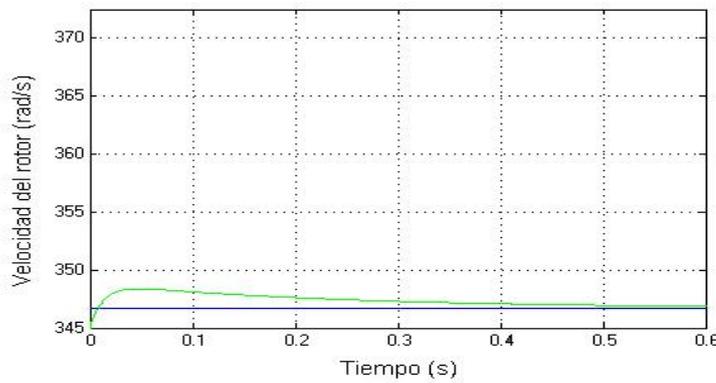


Figura 4.2 Control de velocidad.

Para observar el comportamiento ante huecos de tensión se provocó un hueco trifásico de tensión a los 0.3s, se observa en la figura 4.3 el comportamiento del control de las corrientes en estas condiciones. El hueco provocado es del 75 % del valor de la tensión pre-falla. Como puede observarse en dicha figura, al ocurrir el hueco de tensión las corrientes reales oscilan

considerablemente y aunque finalmente llegan a alcanzar el valor de la señal de referencia debido al buen desempeño del control, los valores alcanzados durante las oscilaciones pueden llegar a dañar el convertidor. Si ocurre un hueco de tensión más profundo puede llegar incluso a perderse el control de las corrientes.

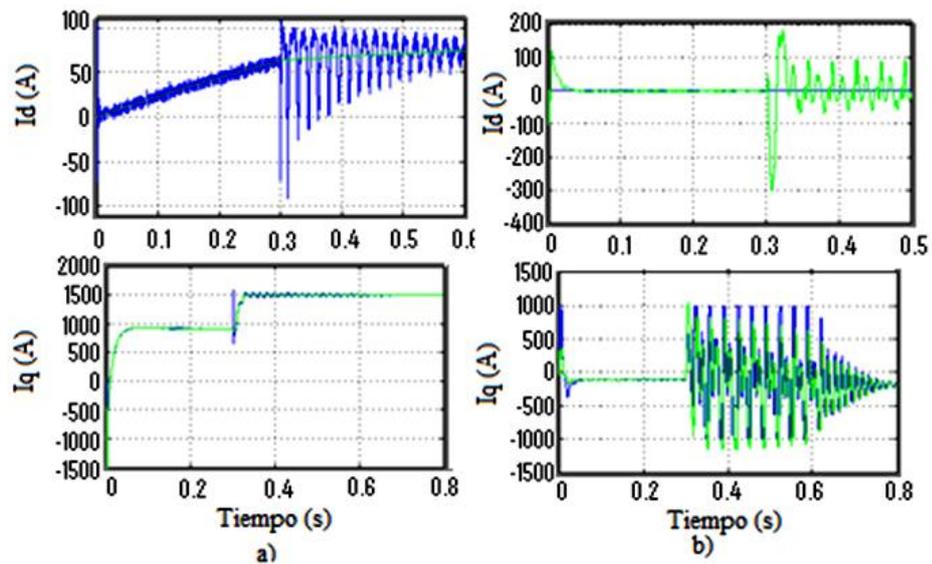


Figura 4.3 Control de las corrientes del DFIG ante un hueco de tensión provocado a los 0.3 s. a) en el convertidor del lado del rotor b) en el convertidor del lado de la red.

En la figura 4.4 se muestra el comportamiento del control de la velocidad de la máquina al provocar el hueco de tensión, observándose las oscilaciones en la velocidad de la máquina.

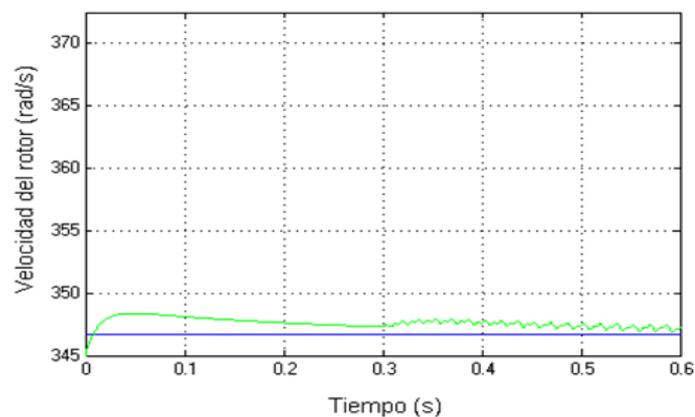


Figura. 4.4 Control de velocidad al provocar un hueco de tensión.

En la figura 4.5 se representan algunas variables de la máquina en condiciones de estado estable (a) y cuando ocurre un hueco de tensión (b). Los parámetros medidos son: velocidad del rotor (W_r), torque electromagnético (T_e), corriente del estator en la fase a (I_s), corriente del rotor de la fase a (I_r) y la potencia activa (P) y reactiva (Q), respectivamente. Como se puede observar en dicha figura, cuando ocurre el hueco de tensión a los 0.3s, las corrientes del rotor aumentan considerablemente y aparecen oscilaciones en los diferentes parámetros debido a que aparecen las fuerzas electromotrices que se obtuvieron en las ecuaciones (32) y (34). La ocurrencia de un hueco desequilibrado (bifásico, por ejemplo) llevaría a que aparezcan oscilaciones, todavía más fuertes, en las tensiones y corrientes del rotor, pues componentes de secuencia negativa de flujo aparecen como componentes de frecuencia doble en el referencial dq sincrónico. El surgimiento de corrientes elevadas en el rotor, aunque de corta duración, puede causar daños al convertidor del lado del rotor.

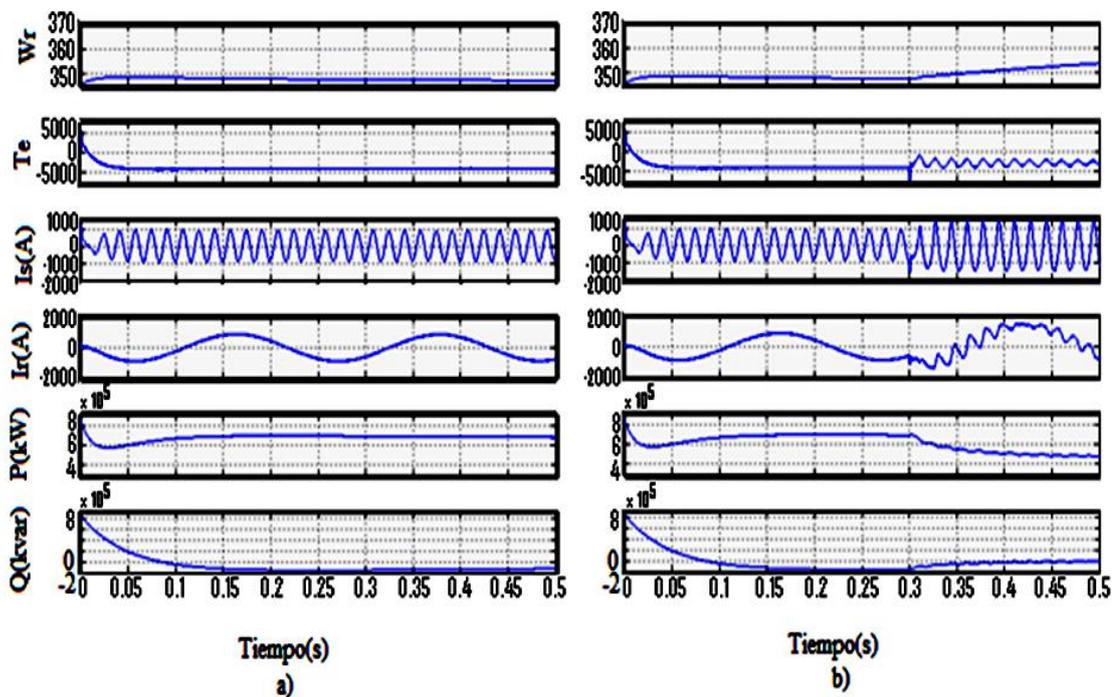
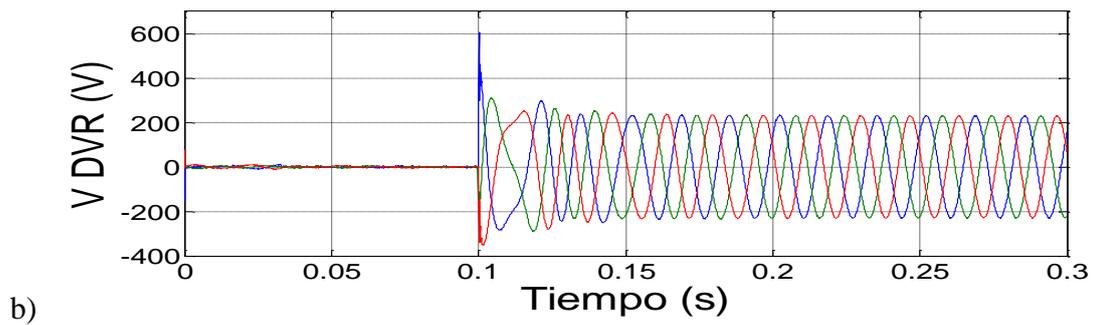
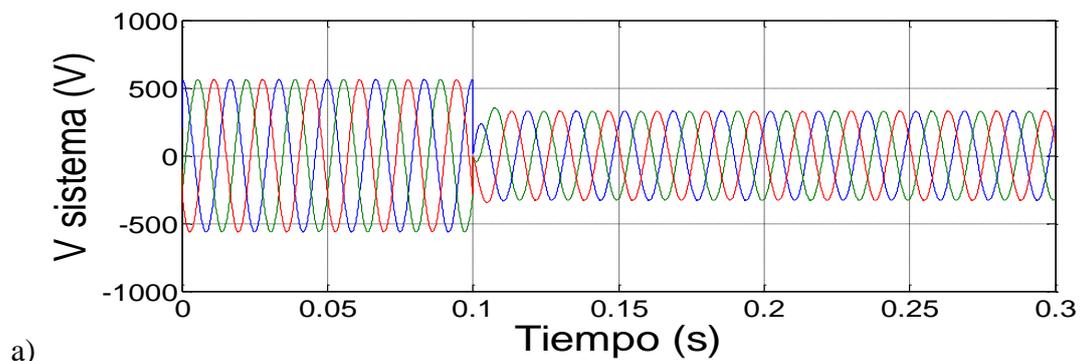


Figura. 4.5 Comportamiento de algunos parámetros del DFIG
a) En condiciones de estado estable, b) Ante un hueco de tensión.

4.2 Resultados de las simulaciones del DVR

Para verificar el comportamiento del sistema propuesto con el DVR se presentan, en esta sección, los resultados de las simulaciones realizadas en Matlab.

A los 0.1s se provoca un hueco de tensión trifásico, según se muestra en la figura 4.6 a, que representa la tensión en la red. En la figura 4.6 b se muestra el voltaje que aporta el DVR para ser sumado con la tensión de la red. Puede observarse que antes de ocurrir el hueco de tensión a los 0.1s, la tensión aportada por el DVR es cero. En la figura 4.6 c se representa la tensión en la carga, observándose que éste se mantiene constante como resultado de la tensión aportada por el DVR.



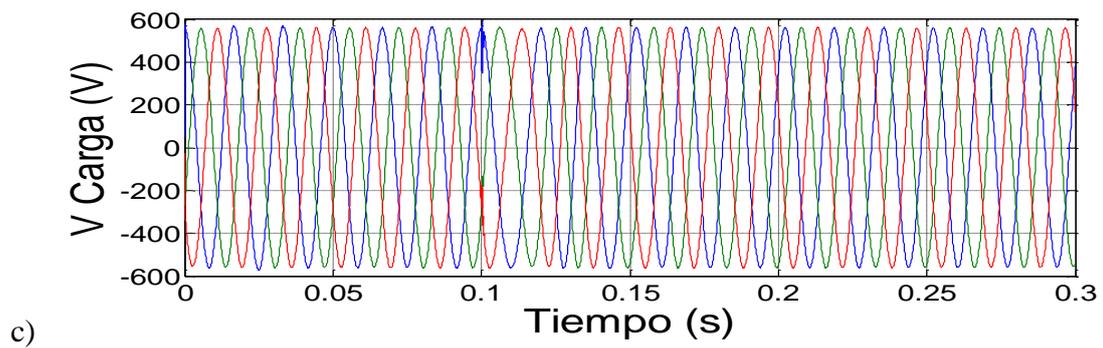
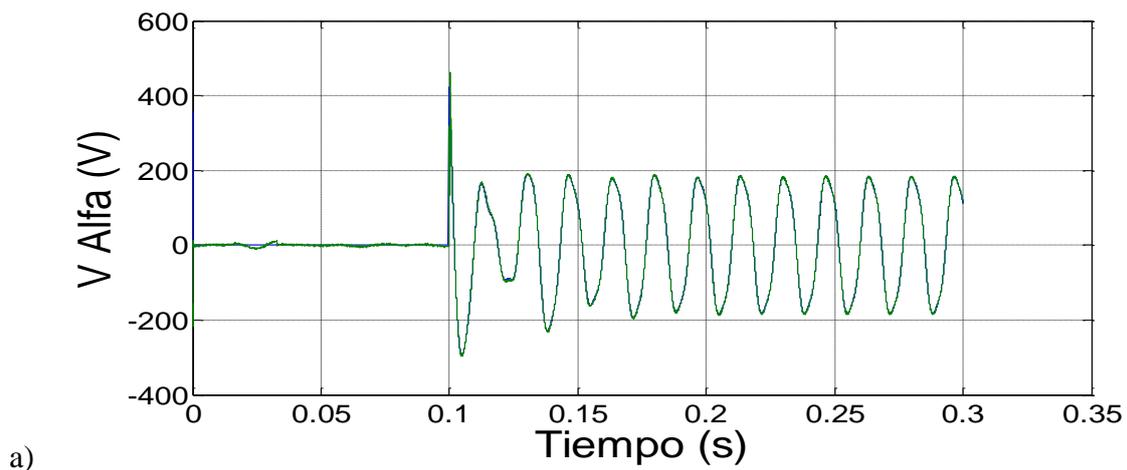


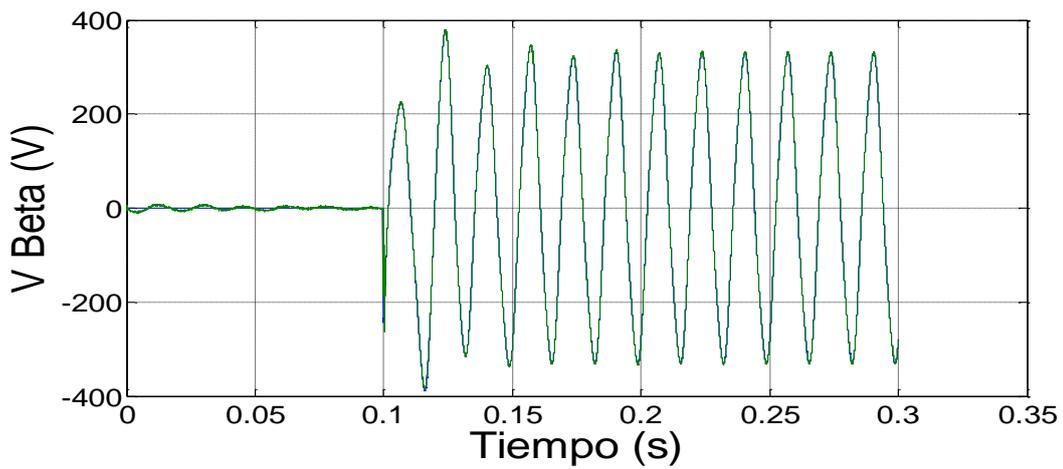
Figura 4.6 Comportamiento del DVR ante un hueco de tensión trifásico
a) Tensión en la red, b) Tensión aportada por el DVR, c) Tensión en la carga.

La señal de referencia para el control del DVR, representada por la ecuación (87) se implementa en los ejes de referencia estacionarios alfa y beta y constituye la entrada al controlador de tensión del DVR.

En la figura 4.7 a y b se representa el comportamiento de la componente alfa y beta del control de la tensión en el DVR, pudiéndose observar que el control diseñado sigue fielmente la señal de referencia.

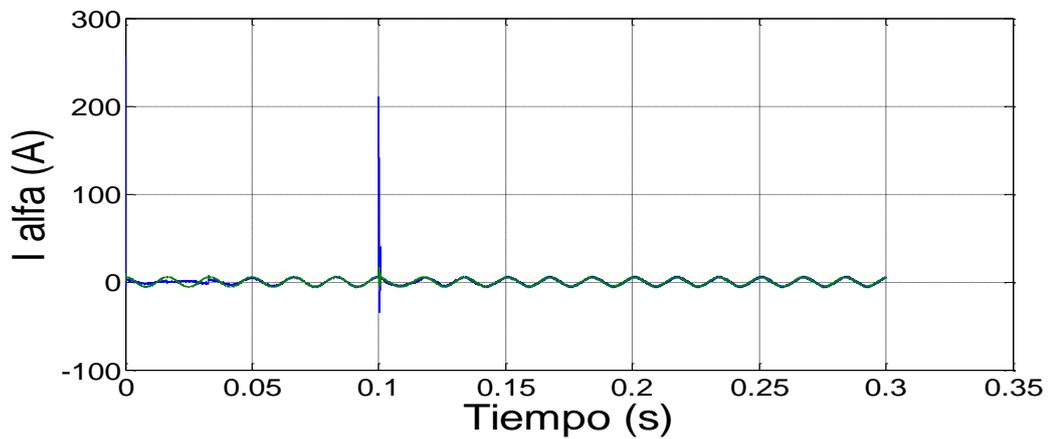
En la figura 4.8 a y b se representa el comportamiento de la componente alfa y beta del control interno de la corriente, observándose también el buen desempeño del control.



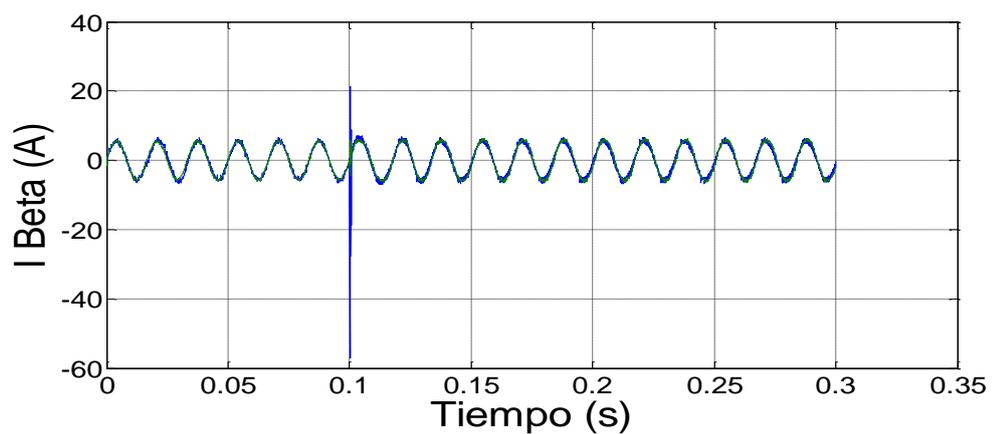


b)

Figura 4.7 Control de la tensión del DVR a) Componente alfa b) Componente beta.



a)



b)

Figura 4.8 Control interno de la corriente a) Componente alfa b) Componente beta.

Si se provoca un hueco de tensión desbalanceado a los 0.1s, se observan las formas de ondas representadas en la figura 4.9, apreciándose el comportamiento satisfactorio del DVR ante un

huevo de tensión desbalanceado. Obviamente un huevo de tensión monofásico hace que las tensiones de la red posean componentes de secuencia positiva, negativa y cero. No obstante debido al transformador con conexión delta estrella, apenas componentes de secuencia positiva y negativa existen en el punto de conexión. Por esta razón, el DVR debe inyectar tensiones con componentes de secuencia positiva y negativa en serie con la carga. El control de tensiones y corrientes trifásicas desequilibradas, basado en SVFT tiene excelente desempeño, siendo nulo el error en régimen permanente.

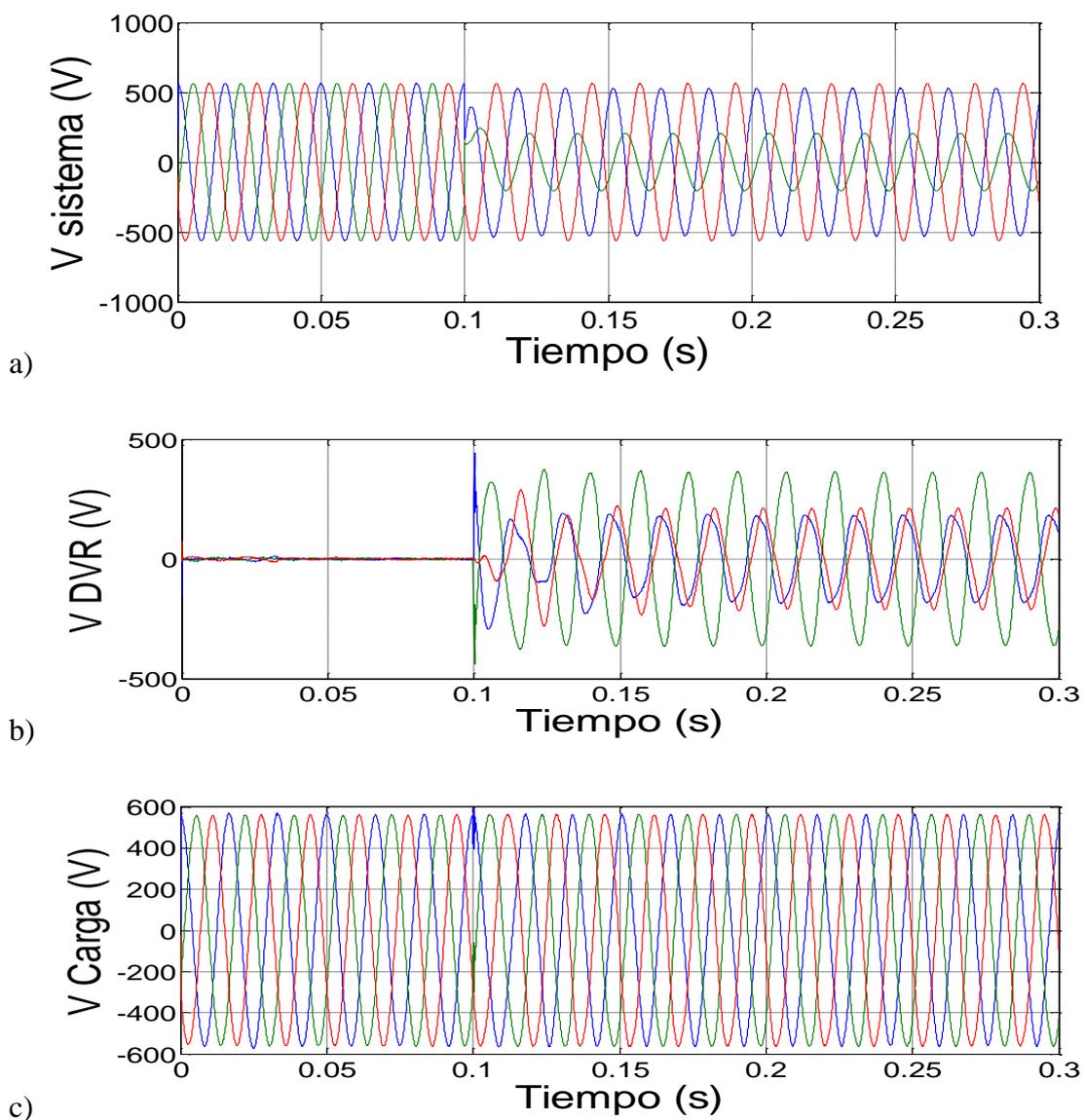


Figura 4.9 Comportamiento del DVR ante un huevo de tensión desbalanceado.
a) Tensión en la red, b) Tensión aportado por el DVR, c) Tensión en la carga.

b)

4.2.1 Resultados de la simulación del control diseñado en un filtro activo

Debido a las potencialidades del control diseñado de compensar armónicos específicos resulta muy atractiva su aplicación en un filtro activo de potencia, por lo que también se simuló su implementación al esquema representado en la figura 4.10.

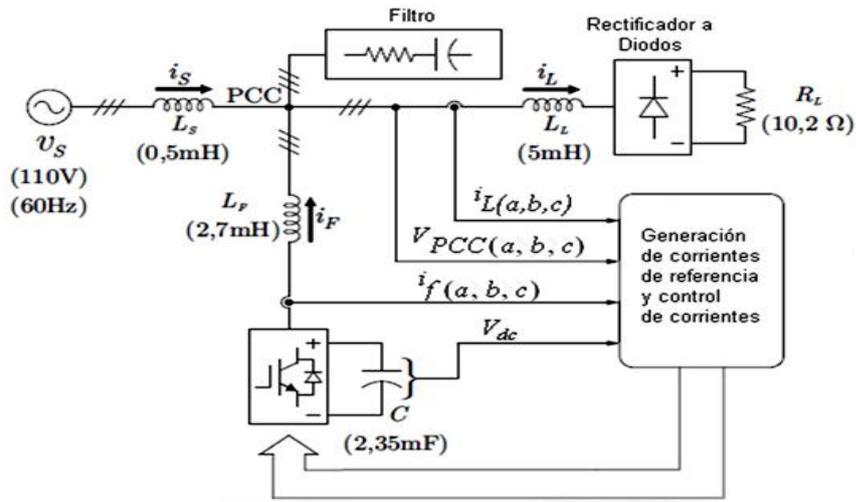


Figura 4.10 Diagrama de bloque del montaje experimental.

Para las condiciones del sistema representado en la figura 4.10, la corriente de carga contiene valores para las siguientes componentes armónicas, quinta armónica de secuencia negativa, séptima armónica de secuencia positiva, oncenava armónica de secuencia negativa y trece armónicas de secuencia positiva. Por causa de esas características fueron escogidos controladores de corriente sintonizados justamente con esas componentes armónicas. Las ganancias proporcional del controlador basado en SVFT son, respectivamente, $K_p=1$ y $K_c=10$. No fue propuesta una metodología para el ajuste de las ganancias de los controladores basados en SVFT. Esos valores sirven como ajustes iniciales, los cuales son refinados empíricamente a través de las simulaciones.

La respuesta del control de corriente en régimen permanente para esas corrientes de referencia puede ser observada en la figura 4.11. El error de corriente puede ser visto en la figura 4.12.

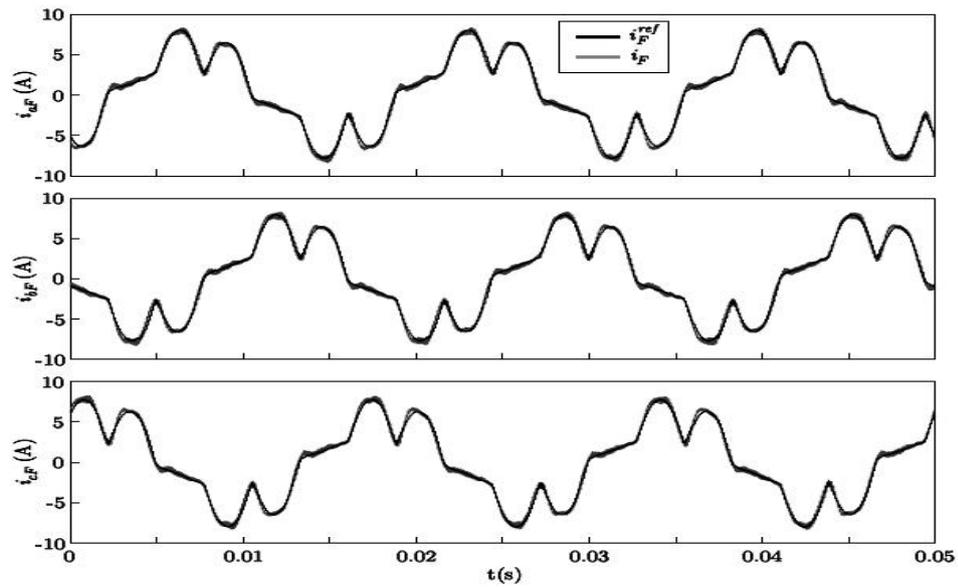


Figura 4.11 Corrientes en la salida del filtro con sus respectivas referencias.

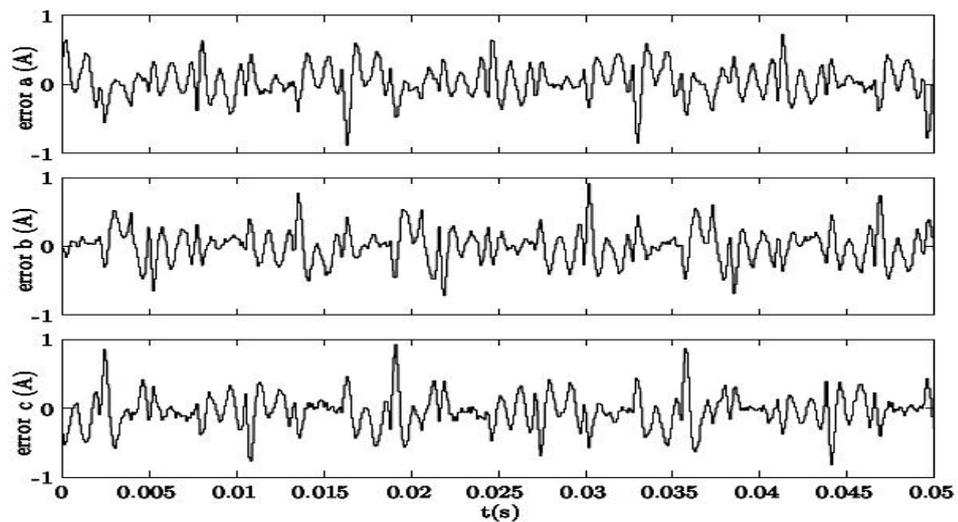


Figura 4.12 Error de las corrientes del filtro activo.

Los gráficos de las tensiones en el PCC (punto común de acoplamiento) (V_{aPCC} , V_{bPCC} , V_{cPCC}), de las corrientes de carga (i_{aL} , i_{bL} , i_{cL}) y las corrientes de la fuente (i_{aS} , i_{bS} , i_{cS}) obtenidos a través de la utilización del control de corriente propuesto aparecen en la figura 4.13, observando el funcionamiento correcto del control eliminando el contenido de armónico de la señal.

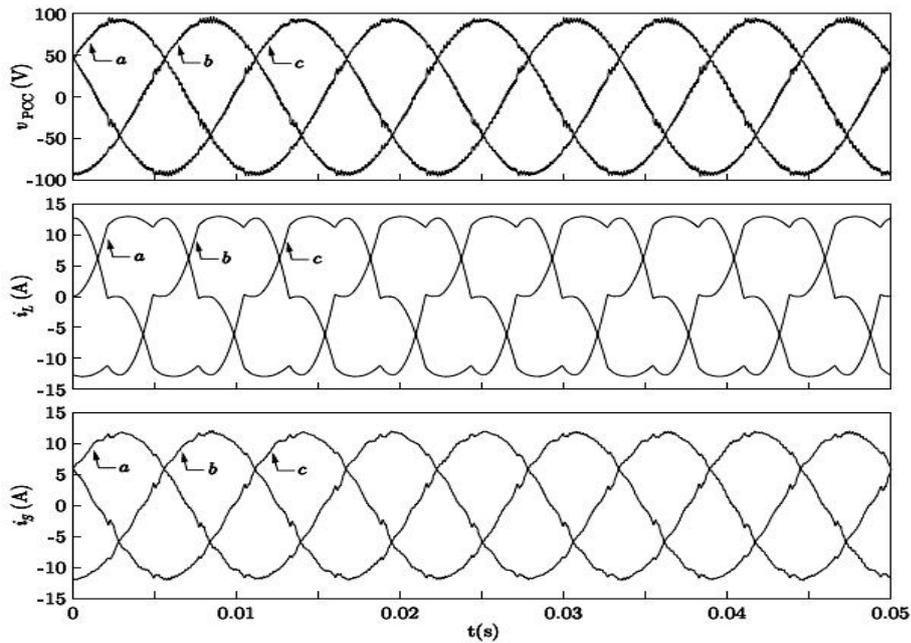


Figura 4.13 Tensiones en el PCC, corrientes de carga y corriente de la fuente.

La norma IEEE 519-1992 establece algunos límites porcentuales para distorsión armónica con relación a la mayor corriente de frecuencia fundamental demandada por la carga. En el caso de las simulaciones, la máxima corriente fundamental de la carga es 13.44 A (valor pico). En las figuras 4.14 y 4.15, esos límites son comparados con las amplitudes de los armónicos de las corrientes de carga y de la fase a de la fuente, respectivamente, teniendo en cuenta que los valores son prácticamente idénticos para las demás fases. La corriente fundamental de la fuente después de la actuación del filtro activo es 11.73 A (valor pico). Nótese una reducción significativa del THD.

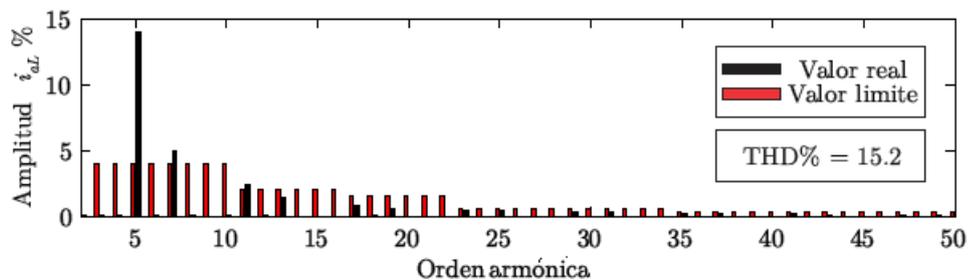


Figura 4.14 Valores en por ciento con relación a la fundamental de i_{aL} y comparación con los límites de la norma IEEE 519-1992

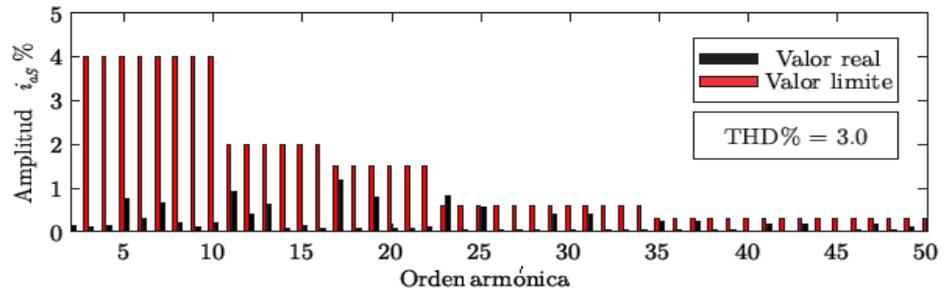


Figura 4.15 Valores en por ciento con relación a la fundamental de i_{as} y comparación con los límites de la norma IEEE 519-1992

4.3 Montaje experimental del control basado en SVFT

Para el montaje experimental se utilizó el diagrama esquemático que se muestra en la figura 4.10. En el anexo 3 se muestra una foto del montaje realizado. Un filtro activo de potencia (FAP) fue implementado para reducir el contenido armónico de las corrientes de la fuente, incluso cuando alimenta una carga no lineal. Se eligió esta configuración para el montaje experimental debido a que tiene más posibilidades de probar todas las potencialidades del control, incluso la posibilidad de compensar armónicos específicos.

El diagrama general del control puede ser observado en la figura 4.16. Los parámetros del sistema están resumidos en la tabla 2

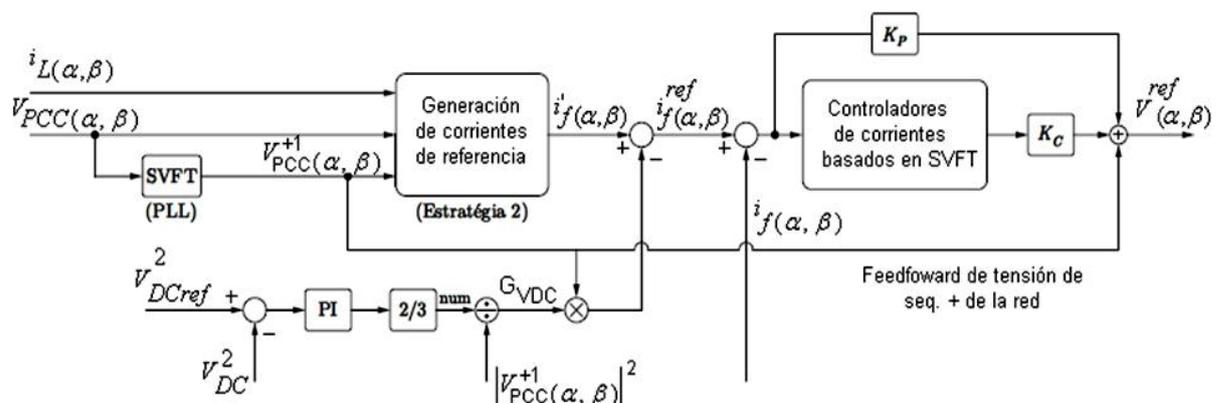


Figura 4.16 Diagrama de control.

Tabla 2 Parámetros del sistema.

Parámetros	Valor
Tensión eficaz de línea	110 V
Tensión de referencia CC (Vdc) ref	250 V
Inductancia estimada de la red (Ls)	0.5 mH
Inductancia de salida de FAP (Lf)	2.7 mH
Inductancia de entrada de carga (Ll)	5.0 mH
Resistencia de carga (Rl)	10.2 Ω
Capacitancia de FAP	2.35 μ F
Capacitancia del filtro (Crf)	4.7 μ F
Resistencia del filtro (Rrf)	0.5 Ω
Frecuencia de la red (f)	60 Hz
Frecuencia de conmutación (fs)	10 kHz
Frecuencia de muestreo (fa)	10 kHz

El objetivo de la estrategia de compensación representada en el diagrama de bloques y adoptada para la generación de las corrientes de referencia es mantener las corrientes de la red puramente sinusoidal y equilibrada. Después de determinar las corrientes de referencias $i_F^*(\alpha\beta)$ por la estrategia de compensación, es necesario determinar la componente de corriente de entrada en el convertidor que tiene la función de mantener constante la tensión en el bus de corriente continua y suplir las pérdidas del convertidor. Después de esas operaciones la corriente de referencia $i_F^{ref}(\alpha\beta)$, es sustraída de la corriente de salida del filtro activo $i_F(\alpha\beta)$ y da origen al error, que es la entrada del control de corriente propuesto en este trabajo.

La compensación “feedforward” tiene la función de conferir velocidad al control, una vez que ya introduce la tensión del convertidor de tensión de referencia, lo que permite que el control de corriente solo sea responsable por la diferencia de tensión entre el inversor y la red, necesario

para la imposición de las corrientes del filtro activo. Sin embargo, utilizar la tensión de la red sin tratamiento puede provocar inestabilidad del sistema de control de corriente, mientras que en el período transitorio de la actuación del filtro activo, la corriente de este se puede comportar de manera tal que distorsione considerablemente la tensión de la red, provocando un efecto amplificador del disturbio por la utilización de esta tensión como una alimentación positiva de la tensión de salida del controlador.

Para cumplir esa función, se utiliza la tensión de secuencia positiva ya calculada por el PLL, no acarreado un esfuerzo computacional adicional al algoritmo de control y al mismo tiempo se evitan posibles problemas de inestabilidad.

4.3.1 Implementación computacional del controlador de corriente

Algunos aspectos importantes sobre la implementación computacional deben ser discutidos antes de la utilización del controlador de corriente. La forma más simple e inmediata de visualizar y ejecutar el algoritmo del control de corriente se puede observar en la figura 4.17.

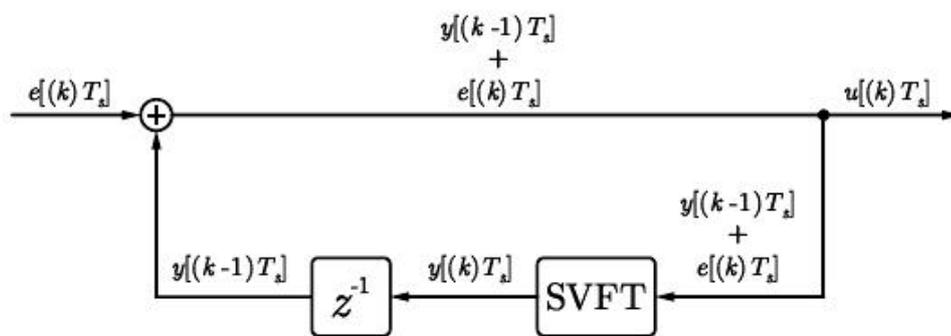


Figura 4.17 Diagrama de bloques del controlador de corriente.

Como se espera, se aprecia que la actualización del valor transformado por la SVFT ($y[(k)Ts]$) ocurre con el retardo natural de una muestra debido a la forma de implementación del algoritmo. O sea, la salida del controlador de corriente es igual a $e[(k)Ts] + y[(k-1)Ts]$

Para compensar ese atraso en la actualización del valor transformado de la SVFT, se sugiere que ese valor transformado actualizado ($y[(k)T_s]$) sea capturado en el final del algoritmo, para después sustituir su valor antiguo y ser utilizado en la salida del controlador $e[(k)T_s] + y[(k)T_s]$. La figura 4.18 ilustra esa operación.

Fue observado que la compensación del atraso en la actualización del valor transformado de la SVFT, mejora la respuesta transitoria del controlador de corriente. En régimen permanente no se aprecian diferencias significativas en el comportamiento del control cuando son utilizadas esas dos formas de ejecución del algoritmo. Fue escogida la segunda forma de implementación para obtener los resultados experimentales.

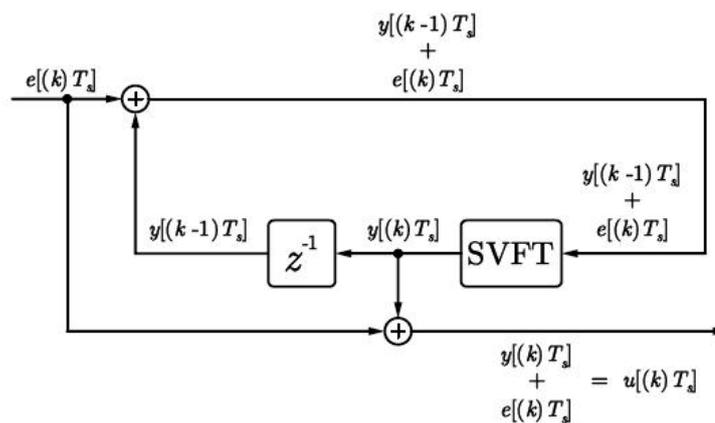


Figura 4.18 Diagrama de bloques modificado del controlador de corriente.

4.3.2 Resultados experimentales

Para verificar el comportamiento del control de las corrientes, son utilizados los parámetros de la figura 4.10 en el montaje experimental. El algoritmo de control de corrientes es implementado en un DSP TMS320F28335, de Texas Instruments, con aritmética de punto flotante a una frecuencia de muestreo de 10 kHz. Fue utilizado un kit de desarrollo ezdsp, de espectro digital. Este kit contiene, además del DSP, un conversor análogo digital (A/D) de 12 bits con 16 canales de entrada, velocidad de operación de 150 MHz, 64 kbytes de memoria RAM y 512 de memoria

flash. A partir de las señales analógicas medidas y enviadas del DSP a través del conversor A/D, el programa de control define las tensiones a ser producidas por el inversor. El programa es ejecutado por el DSP empleando lenguaje C usando aritmética de punto flotante. Una vez definidas las tensiones a ser producidas en la salida del inversor, el DSP envía datos para un hardware específico de modulación del ancho del pulso (PWM), también disponible en el kit ezdsp, el cual produce las señales para el disparo de los IGBT del inversor.

Las señales de entrada analógica para el conversor A/D deben ser tensiones en el rango de 0 a 3.3 V. Por eso las señales medidas necesitan ser convertidas en tensiones dentro de ese rango, a través de circuito de acondicionamiento.

Para la medida de las corrientes fueron empleados sensores de efecto Hall de fabricación LEM. Los sensores tienen corrientes primarias nominales de 25 A y relación 1000:1. La corriente de salida alimenta un resistor de precisión, de modo que produce una tensión entre ± 12 V. Posteriormente, esta tensión es atenuada y sufre un off set, de modo que quede en el rango de 0 a 3 V, adecuada para servir de entrada a los conversores A/D del kit. En el circuito de acondicionamiento se emplea también un filtro paso bajo.

Para la medida de las tensiones no fueron usados sensores de efecto Hall, fueron empleados en el montaje sustractores para reducir las tensiones medidas a el rango entre -12 V y +12 V, además de filtrarlas. Después de esta fase, las tensiones son atenuadas y sufren off set para que queden entre 0 y 3 V.

Análogamente, las señales del hardware de PWM del ezdsp no son adecuadas para comandar los drivers de los IGBTs. Por eso, esas señales son elevadas al buffers y acondicionadas para generar señales de +15 V y -15 V para comandar la apertura y cierre de los IGBTs.

En el anexo 4 se muestra una foto de la placa DSP utilizada. La frecuencia de conmutación del convertidor es igual a la frecuencia de muestreo.

El resultado de la compensación de perturbaciones en régimen permanente puede ser observado en la figura 4.19. Los valores de las dos ganancias del control utilizadas en el experimento son $K_p=1$ y $K_c=10$, similar a las utilizadas en las simulaciones.

En la figura 4.20 se observan las corrientes i_{as} , i_{aL} , i_{aF} (Corrientes en la fase a de la fuente, de carga y del filtro activo respectivamente) observándose que son similares a las obtenidas en las simulaciones y reduciendo el contenido de armónicos producidos por la carga.

El contenido de armónicos de las corrientes de la carga puede observarse en la figura 4.21, junto con los límites máximos permitidos por norma para cada componente. Se verifica que algunas componentes armónicas tienen amplitud mucho mayor que los límites máximos establecidos por norma. La distorsión armónica total (THD) de las corrientes de fase de la carga es también muy superior al valor de 5% permitido por la norma. El contenido armónico de las corrientes de la fuente puede ser visto en la figura 4.22. Se observa el buen desempeño del control del filtro basado en SVFT, reduciendo los valores de las componentes armónicas individuales, así como haciendo que el THD quede inferior al límite máximo aceptable.

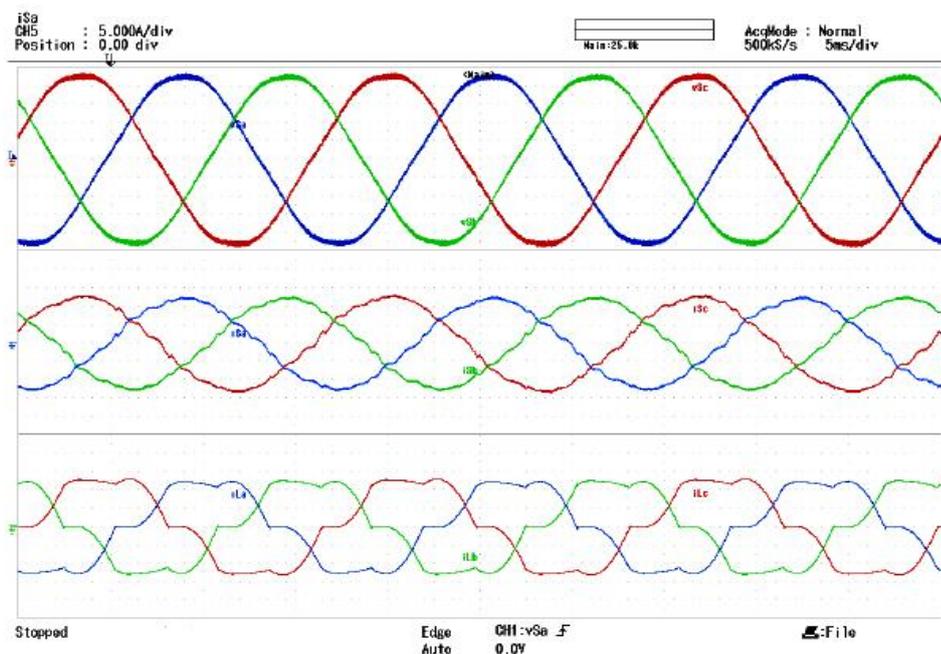


Figura 4.19 Tensiones en el PCC, corriente de la fuente y corriente de la carga en régimen permanente.

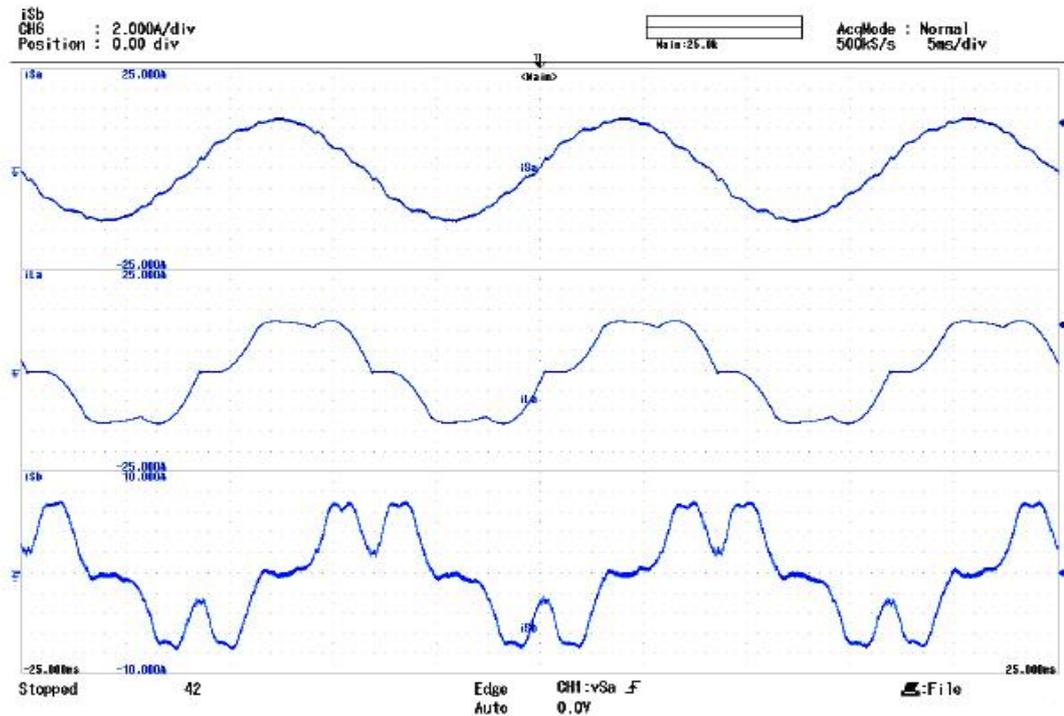


Figura 4.20 Corrientes en la fase a de la fuente, de carga y del filtro activo.

Para observar la respuesta dinámica del controlador, fue impuesta una variación de carga al sistema con el filtro activo en operación. El comportamiento del filtro activo al aplicar la técnica de control propuesta puede ser visto en la figura 4.23. Observándose un tiempo de respuesta de poco más de un ciclo.

Fue probado también el comportamiento del control en condiciones de desequilibrio severas en la carga. Para esto fue conectada una carga entre las fases a y c, quedando la fase b sin carga. El resultado obtenido se muestra en la figura 4.24

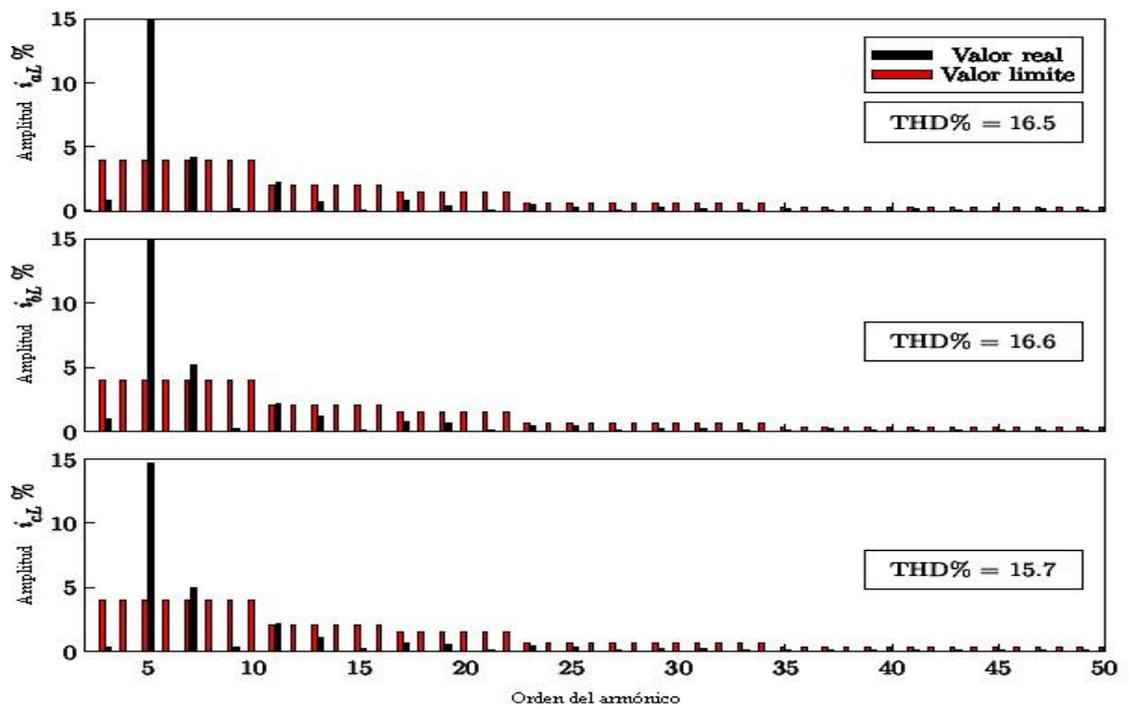


Figura 4.21 Valores en % con relación a la fundamental de la corriente de carga.

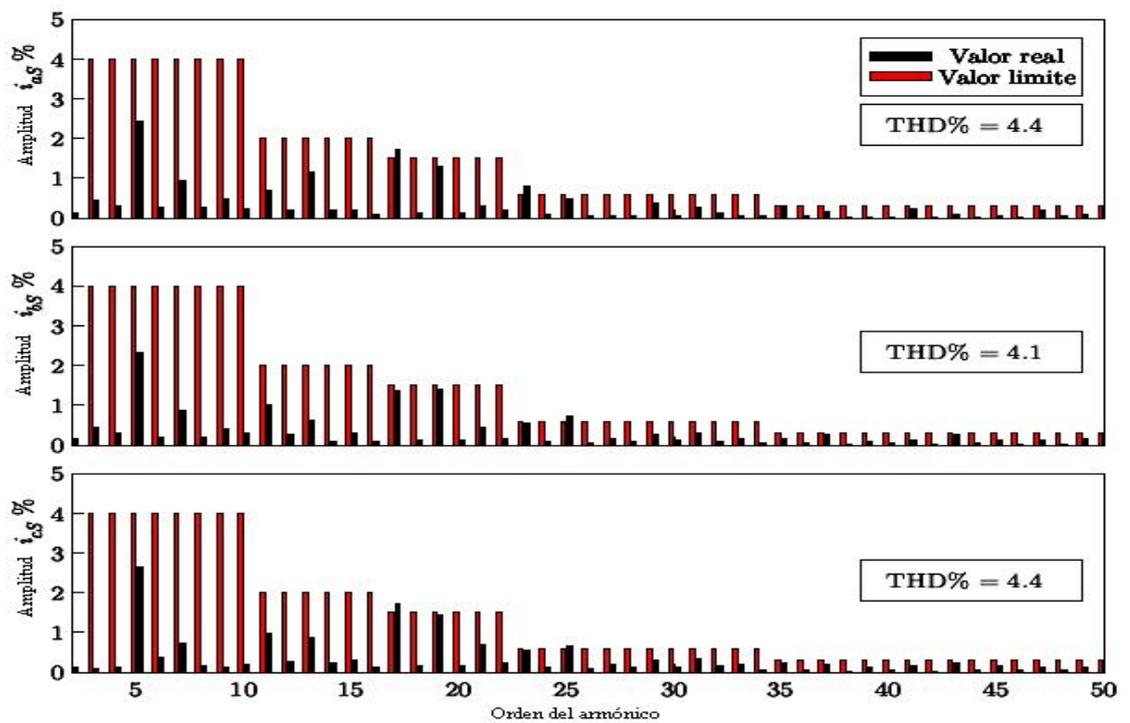


Figura 4.22 Valores en % con relación a la fundamental de la corriente de la fuente.

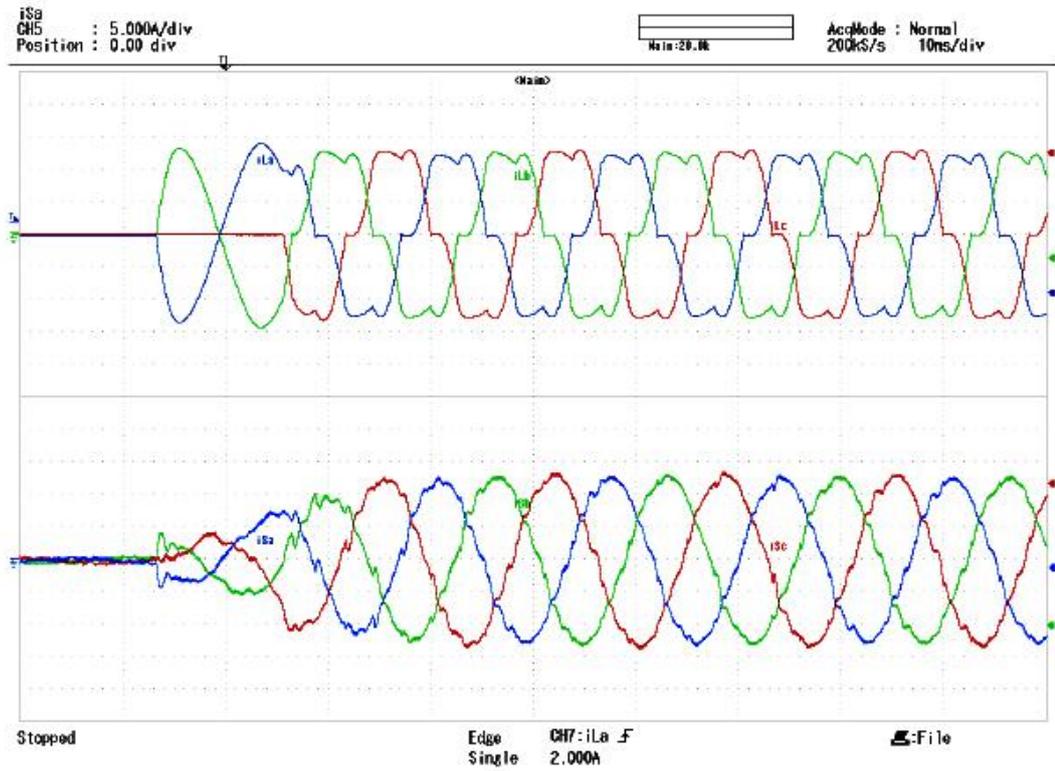


Figura 4.23 Respuesta dinámica del sistema de control.

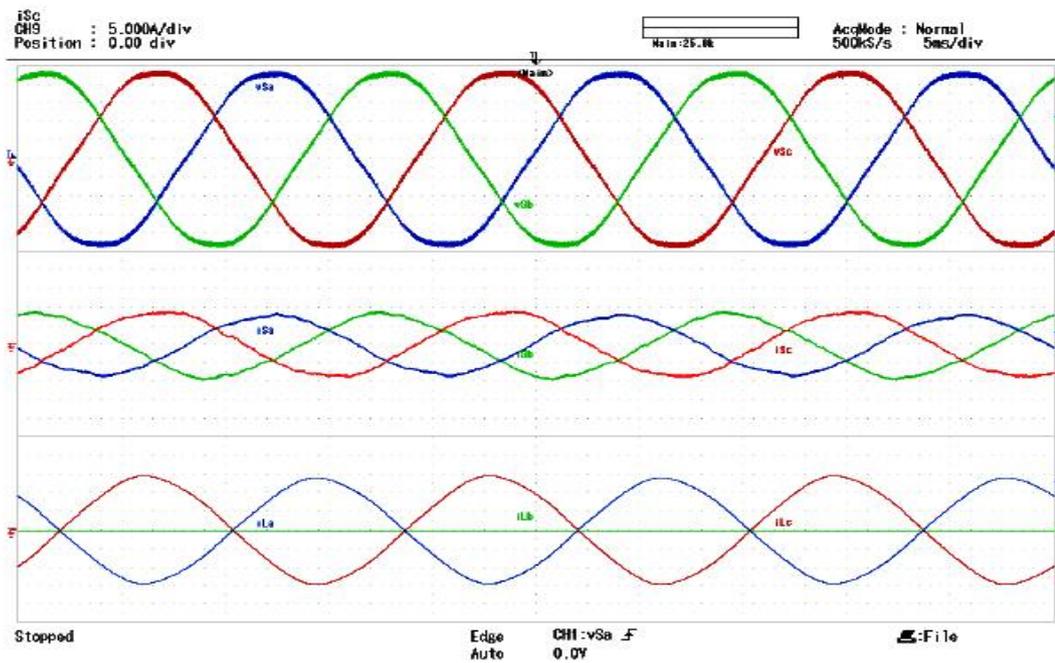


Figura 4.24 Corrientes de la fuente y en la carga en condiciones de desequilibrio en la carga.

El contenido armónico de las corrientes en la carga y en la fuente puede observarse en la figura 4.25, se nota que el desequilibrio de la carga no es compensado totalmente, más de cualquier forma el controlador presenta buen desempeño.

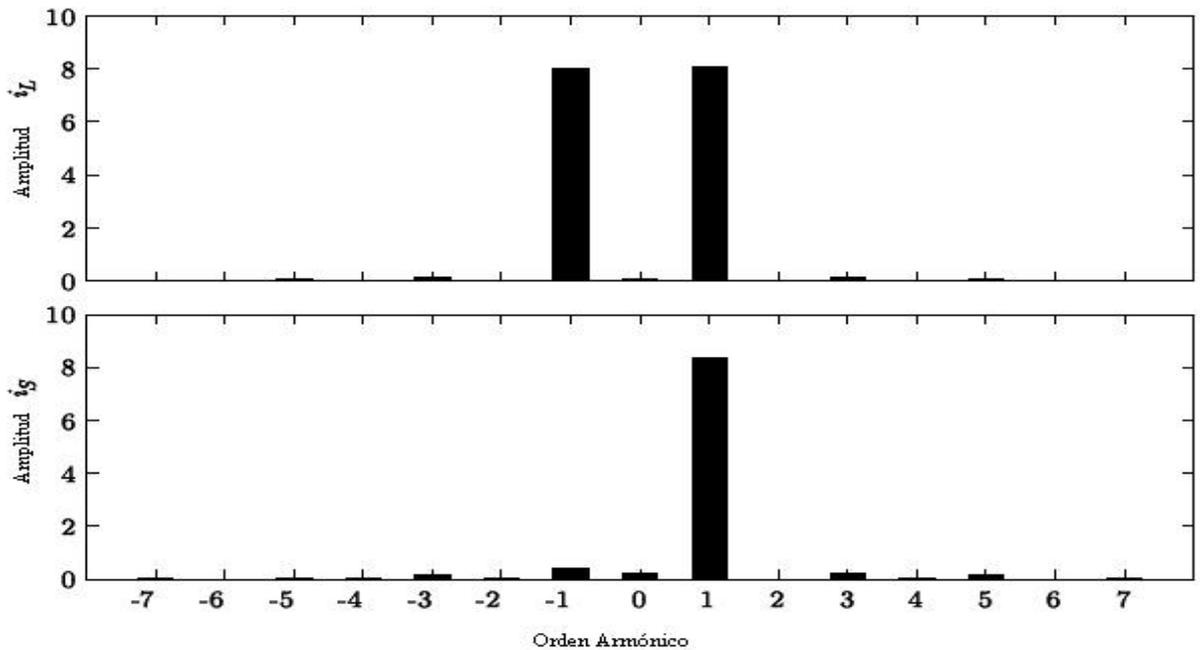


Figura 4.25 Contenido armónico vectorial.

4.4 Consideraciones finales

Los resultados de este capítulo, prueban el buen desempeño de la aplicabilidad del controlador de corriente propuesto. También validan las características previamente establecidas en el controlador de corriente basado en SVFT tales como: selectividad en el control de componentes armónicas de secuencia específicas, disminución acentuada del error de corriente en régimen permanente para esas componentes y operación estable.

CONCLUSIONES

1. Las principales investigaciones para mantener la operación interrumpida del DFIG están encaminadas a proponer modificaciones en el sistema de control de los convertidores que forman parte del DFIG, lo que resulta complejo de implementar en los aerogeneradores que ya están en operación.
2. Un restaurador dinámico de tensión conectado en serie entre la red y el DFIG puede mantener la operación ininterrumpida cuando ocurre un hueco de tensión en la red, pero las principales fallas que ocurren en la red son desbalanceadas por lo que presentan componentes de secuencia positiva, negativa y cero, lo que hace que los controladores PI resulten insuficiente para el control de restauradores dinámicos de tensión.
3. El sistema de control implementado en el DFIG basado, para el control del convertidor del lado de la red en un control del vector de tensión orientado a los ejes dq y, para el convertidor del lado del rotor, en un control orientado al flujo del estator, garantiza el funcionamiento correcto de la máquina.
4. El método basado en GDSC-PLL para la sincronización con la red muestra resultados satisfactorios ante señales distorsionadas ya que mediante transformaciones en cascada permite cancelar armónicos específicos de secuencia positiva y secuencia negativa de la señal de entrada.
5. Al diseñar el sistema de control del DVR se emplean controladores basados en SVFT para regular la tensión inyectada por un DVR, lo que garantiza ganancia de lazo abierto infinita y ganancia de lazo cerrado unitaria para una componente armónica y de secuencia específica.

6. Los resultados obtenidos mediante las simulaciones y con el montaje experimental prueban el buen desempeño del control diseñado basado en la transformada de Fourier del vector espacial, ya que garantiza error nulo en estado estable.

Por todo lo anterior se puede afirmar que queda confirmada la hipótesis inicialmente planteada en esta investigación que: con el empleo de un restaurador dinámico de tensión que se controle empleando la transformada de Fourier del vector espacial, es posible mantener la operación ininterrumpida de un generador de inducción doblemente alimentado ante huecos de tensión.

RECOMENDACIONES

- Evaluar otras posibles topologías que permitan aprovechar el convertidor del lado de la red del DFIG como DVR, de forma tal que resulte más económica la implementación del sistema de control propuesto en este trabajo.
- Realizar el montaje experimental de todo el sistema, es decir del DFIG y del DVR.

REFERENCIAS

- [1] C. Moreno, "Producción de electricidad con energía eólica " *Cubasolar*, 2010.
- [2] S. Gerhard, "El futuro de la energía solar," *Investigación y Ciencia*, Junio 2012.
- [3] M. A. A. Avila, "Energías renovables incrementarán presencia en matriz energética cubana," in *Juventud rebelde* Habana Cuba, 2012.
- [4] G. D. Marques, "Understanding the Doubly Fed Induction Generator During Voltage Dips," *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 27, pp 421 - 431, June 2012
- [5] Jesus Lopez, P. Sanchis, X. Roboam, and L. Marroyo, "Dynamic Behavior of the Doubly Fed Induction Generator During Three-Phase Voltage Dips " *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 22, pp.709 - 717, septiembre 2007
- [6] S. Seman, J. Niiranen, and A. Arkkio, "Ride-through analysis of doubly fed induction wind-power generator under unsymmetrical network disturbance," *IEEE Transactions Power Syst*, vol. 21, pp. 1782-1789, Nov. 2006.
- [7] E. Lopez, E. Gubia, J Olea, J. Ruiz, and L. Marroyo, "Ride through of wind turbines with doubly fed induction generator under symmetrical voltage dips," *IEEE Transactions and Industrial. Electronic*, vol. 56, pp. 4246–4254, Oct. 2009.
- [8] G. D. Marques, V. F. Pires, S. Sousa, and D. M. Sousa, "A DFIG sensor less rotor position detector based on a hysteresis controller," *IEEE Transactions Energy Conversion*, vol. 26, pp. 9–17, Mar. 2011.
- [9] J. Hu, H. Nian, H. Xu, and Y. He, "Dynamic modeling and improved control of DFIG under distorted grid voltage conditions," *IEEE Transactions. Energy Conversion*, vol. 26, pp. 163–175, Mar. 2011.
- [10] O. Abdel-Baqi and A. Nasiri, "Series voltage compensation for DFIG wind turbine low-voltage ride-through solution," *IEEE Transactions Energy Conversion*, vol. 26, pp. 272–280, Mar. 2011.
- [11] L. Yang, Z. Xu, J. Ostergaard, and K. P. W. Z. Y. Dong, and X. Ma, "Oscillatory stability and eigenvalue sensitivity analysis of a DFIG wind turbine system," *IEEE Transaction Energy Conversion*, vol. 26, pp. 328– 339, Mar. 2011.
- [12] I. Erlich, H. Wrede, and C. Feltes, "Dynamic behavior of DFIG-based wind turbines during grid fault," in *Power Conversion Conference (PCC)*, Nagoya, 2007, pp. 1195-1200.
- [13] N. N. Joshi and N. Mohan, "New scheme to connect DFIG to power grid," in *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on Paris*, 2006, pp. 4225-4230.
- [14] P. S. Flannery and G. Venkataramanan, "Evaluation of voltage sag ride-through of a doubly fed induction generator wind turbine with series grid side converter," in *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE Orlando, FL*, June 2007, pp. 1839-1845.
- [15] J. G. Nielsen and F. Blaabjerg, "A detailed comparison of system topologies for dynamic voltage restorers,," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, pp. 1272–1280, Oct. 2005.
- [16] J. G. Nielsen, F. Blaabjerg, and N. Mohan, "Control strategies for dynamic voltage restorer compensating voltage sags with phase jump," in *Proc. of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 2001.
- [17] L. León and E. Bueno, "Modelo de un convertor en fuente de voltaje (VSC," in *II Convención Internacional de Ingeniería en Cuba CIIC 2010 Varadero*, 2010.

- [18] L. León, "Modelo de un generador eólico doblemente alimentado," in *Conferencia Científica Eléctrica FIE 2010* Santiago de Cuba, 2010.
- [19] L. León and E. Bueno, "Comportamiento do generador de inducción doblemente alimentado ante condiciones de fallas," in *Convención Científica de Ingeniería y Arquitectura (CCIA 2010)*. Habana, Cuba, 2010.
- [20] L. León, "Simulación de un generador eólico doblemente alimentado," in *CIE 2011* Hotel Barceló, Cayo Santa María, 2011.
- [21] L. León and E. Bueno, "Implementación del modelo de generadores eólicos al paquete de programa PSX," in *ALTAE X Congreso Iberoamericano de Alta tensión y aislamiento eléctrico* Habana, Cuba, 2011.
- [22] L. León, F. Neves, and M. Vilaragut, "Restaurador dinámico de Tensión para un generador de inducción doblemente alimentado," in *V Conferencia Internacional "Ciencia y tecnología por un desarrollo sostenible" CYTDES 2013* Camagüey, 2013.
- [23] L. L. Viltre, F. d. A. D. S. Neves, and M. V. Llanes, "Restaurador dinámico de tensión basado en la transformada de fourier del vector espacial " in *ALTAE 2013* Habana Cuba, 2013.
- [24] L. G. Pesquer, "Efectos de los huecos de tensión en las máquinas de inducción y en los transformadores trifásicos". vol. Phd: Universidad Politécnica de Cataluña 2006.
- [25] A. Filho, "Estudos e Implementações de Topologias de Restauradores Dinâmicos de Tensão," in *Ingeniería Eléctrica*. Master en Ciencias Rio de Janeiro: Universidad federal de Rio de Janeiro, 2007.
- [26] J. J. A. Leitao and L. B. d. Reis, "Avaliação Econômica das Perdas por Distúrbios na Rede Básica," in *Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica V SBQEE* Aracaju, 2003.
- [27] D. d. Jesus, "Avaliação de Desempenho do Restaurador Dinâmico de Tensão Frente aos Afundamentos e Elevações de Tensão," in *Ingeniería Eléctrica*. Master en Ciencias: Universidad Federal de Uberlândia 2006.
- [28] M.H.J.Bollen, *Understanding power quality problems – voltage sags and interruptions*. New York: IEEE Press., 2000.
- [29] E. Bueno, "Optimización del comportamiento de un convertidor de tres niveles NPC conectado a la red eléctrica " in *Departamento de Electrónica*. vol. PHd Alcalá de Henares: Universidad de Alcalá, 2005.
- [30] A. Larsson, "Guidelines for Grid connection of Wind Turbines" in *15th International Conference on Electricity Distribution (CIRED '99)* Francia, 1999.
- [31] N. D. G. Hernández, "Generadores Eólicos de jaula de ardilla en Sistemas Eléctricos de Potencia" in *Centro de Investigación y de estudios Avanzados del I.P.N (CINVESTAV)*. vol. MSc. Guadalajara, 2007.
- [32] J. L. A. Rodríguez, J. C. B. Díaz, and S. A. Gómez, *Sistemas eólicos de producción de energía eléctrica*. Madrid: Rueda, 2003.
- [33] T. Burton, D. Sharpe, N. Jenkins, and E. Bossanyi, *Wind Energy Handbook*: John Wiley & Sons, 2001.
- [34] R. P. Mukund, *Wind and Solar Power Systems*: CRC Press, 1999.
- [35] S.A.Papathanassiou and M.P.Papadopoulos, "Dynamic behaviour of variable speed wind turbines inder stochastic wind," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, pp. 1617-1623, 1999.
- [36] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sodhoff, *Analisis of electric machinery and drive systems* vol. 46. New York Wiley-Interscience, 2007.

- [37] J. L. Taberna, "Comportamiento de generadores eólicos con máquina asíncrona doblemente alimentada frente a huecos de tensión ". PhD Navarra: Universidad Politécnica de Navarra 2008.
- [38] P. Vas, *Electrical machines and drives, a space-vector theory approach* Oxford Science Publications 1992.
- [39] V. Akhmatov, "Analysis of Dynamic Behavior of Electric Power Systems with Large Amount of Wind Power,." vol. PhD: Technical University of Denmark, April 2003.
- [40] A. Petersson, "Analysis modeling and control of doubly-fed induction generators for wind turbines." vol. Ph.D. dissertation Sweden: Univ.Technol.Göteborg, 2005.
- [41] J. Morren and S. W. H. d. Haan, "Ridethrough of wind turbines with doubly-fed induction generator during a voltage dip," *IEEE Trans. Energy Convers*, vol. 20, pp. 435–441, Jun. 2005.
- [42] Y. K. H. Akagi, A. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 20, pp. 625–630, May/June 1984.
- [43] F. Z. P. a. J. S. Lai, "Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three-Phase Power Systems," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 45, pp. 293–297, 1996.
- [44] N. Mohan, T. K., and A. Brekken, "Control of a Doubly Fed Induction Wind Generator Under Unbalanced Grid Voltage Conditions," *IEEE Transaction Energy conversion*, vol. 22, pp. 129-135, marzo 2007.
- [45] Y. Zhou and P. Bauer, "Control of DFIG under Unsymmetrical Voltage dips," in *Power Electronics Specialists Conference, PESC*, june 2007, pp. 933 – 938.
- [46] A. C. S. L. Guimaraes, F. Neves, M. Carvalho, M. Cavalcanti, and Z. Lins, "Doubly Fed Induction Generators Active and Reactive Power Control," in *11TH, International power electronics and motion control conference.; EPE-PEMC 2004* Riga, 2004.
- [47] M. A. Pöller, "Doubly-Fed Induction Machine Models for Stability Assessment of Wind Farms," in *Proc. IEEE Power Conference*, Bologna, Italy, 2003.
- [48] J. G. Slootweg, H. Polinder, and W. L. Kling, "Dynamic modeling of a Wind Turbine with Doubly Fed Induction Generator," in *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*. vol. 1, 2001, pp. 664-649.
- [49] Y. Tang and L. Xu, "A Flexible Active and Reactive Power Control Strategy for a Variable Speed Constant Frequency Generating System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, 1995.
- [50] A.Dell'Aquila, M.Liserre, C.Ceccati, and A.Ometto, "A fuzzy logic CC-PWM three phase AC/DC Converter," in *Proc. IEEE-IAS'00*, 2000, pp. 987 – 992.
- [51] A.Dell'Aquila, L.Caponio, M.Liserre, C.Cecati, and A.Ometto, "A fuzzy logic feedforward current controller for PWM rectifiers," in *Proc. IEEE-ISIE'00*, 2000, pp. 430-435.
- [52] M.P.Kazmierkowski and L.Malesani, "Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters:," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 45, pp. 691-703, October 1998.
- [53] T. Burton, N. Jenkins, and E. Bossanyi, *Wind Energy Handbook*, 2001.
- [54] J. G. Slootweg, H. Polinder, and W. L. Kling, "Representing Wind Turbine Electrical Generating Systems in Fundamental Frequency Simulations," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18, pp. 516-526, 2003.
- [55] J. G.Slootweg, S. W. H. d. Haan, H. Polinder, and W. L. Kling, "General Model for Representing Variable Speed Wind Turbines in Power System Dynamics Simulations," *IEEE Trans. on power system*, vol. 18, pp. 144-154, 2003.

- [56] A. Perdana and J. Persson, "Dynamic Response of Grid-Connected WindTurbine with Doubly Fed Induction Generator during Disturbances," in *Nordic workshop on power and industrial electronics* Trondheim 2004.
- [57] M. Heller and W. Schumacher, "Stability analysis of doubly-fed induction machines in stator flux reference frame," in *Proc. of 7th European Conference on Power Electronics and Applications*, Brussels, Belgium, 1997, pp. 707–710.
- [58] R. Peña, R. Cardenas, E. Escobar, J. Clare, and P. Wheeler, "Control system for unbalanced operation of stand-alone doubly fed induction generators," *IEEE Trans. Energy Convers*, vol. 22, pp. 544–545, 2007.
- [59] G. Iwanski and W. Koczara, "Sensorless direct voltage control of the stand-alone slip-ring induction generator," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 54, pp. 1234–1236, 2007.
- [60] L. Xu and Y. Wang, "Control of a doubly fed induction wind generator under unbalanced grid voltage conditions," *IEEE Trans. Power Syst*, vol. 22, pp. 314–323, 2007.
- [61] C. J. Ramos, A. P. Martins, and A. S. Carvalho, "Rotor current controller with voltage harmonics compensation for a DFIG operating under unbalanced and distorted stator voltage," in *Proc. Conf. IECON 2007*, pp. 1287–1292.
- [62] D. Santos-Martin, J. L. Rodriguez-Amenedo, and S. Arnalte, "Direct power control applied to doubly fed induction generator under unbalanced grid voltage conditions," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 23, pp. 2328–2336, 2008.
- [63] D. Santos-Martin, J. L. Rodriguez-Amenedo, and S. Arnalte, "Dynamic programming power control for doubly fed induction generators," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 23, pp. 2337–2345, 2008.
- [64] I. Erlich, W. Winter, and A. Dittrich, "Advanced grid requirements for the integration of wind turbines into the German transmission system," in *Proc. Power Eng. Soc. Gen. Meet*, Jun. 2006.
- [65] A. Morales, X. Robe, M. Sala, P. Prats, C. Aguerri, and E. Torres, "Advanced grid requirements for the integration of wind farms into the Spanish transmission system," *IET Renewable Power Gen.*, vol. 2, pp. 47–59, 2008.
- [66] E.-O. N. GmbH, "Grid code—High and extra high voltage," 2006.
- [67] G. E. Transmission, "The grid code: Revision 31," in *in United Kingdom*. vol. 3, 2008.
- [68] "Federal Energy Regulator Commission, Regulatory Order 661-A: Interconnection for Wind Energy," Dic 2005.
- [69] L. Peng, B. Francois, and Y. Li, "Improved crowbar control strategy of dfig based wind turbines for grid fault ride-through," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*, 2009, pp. 1932–1938.
- [70] W. Zhang, P. Zhou, and Y. He, "Analysis of the by-pass resistance of an active crowbar for doubly-fed induction generator based wind turbines under grid faults," in *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*, 2008.
- [71] J. Morren and S. d. Haan, "Short-circuit current of wind turbines with doubly fed induction generator," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 174–180, 2007.
- [72] I. Erlich, H. Wrede, and C. Feltes, "Dynamic behavior of DFIG-based wind turbines during grid faults," in *Proc. 38th Annu. Power Electron. Spec. Conf*, 2007, pp. 1195–1200.
- [73] D. Xiang, L. Ran, P. Tavner, and S. Yang, "Control of a doubly fed induction generator in a wind turbine during grid fault ride-through," *IEEE Trans. Energy Convers*, vol. 21, pp. 652–662, Sep 2006.

- [74] P. Flannery and G. Venkataramanan, "A grid fault tolerant doubly fed induction generator wind turbine via series connected grid side converter," in *WINDPOWER 2006 Conference*, 2006.
- [75] P. Flannery and G. Venkataramanan, "A Unified architecture for doubly fed induction generator wind turbines using a parallel grid side rectifier and series grid side converter," in *Proc. of the 4th Power Conversion Conference (PCC)*, 2007.
- [76] K. Lima, A. Luna, P. Rodriguez, E. Watanabe, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Doubly-fed induction generator control under voltage sags," in *Energy 2030 Conference, 2008. ENERGY 2008. IEEE*, Nov 2008.
- [77] J. Liang, W. Qiao, and R. Harley, "Direct transient control of wind turbine driven dfig for low voltage ride-through," in *Power Electronics and Machines in Wind Applications, 2009. PEMWA 2009. IEEE*, Jun 2009.
- [78] T. K. A. Brekken and N. Mohan, "Control of a doubly fed induction wind generator under unbalanced grid voltage conditions," *IEEE Trans. Energy Convers*, vol. 22, pp. 129–135, 2007.
- [79] M. Rahimi and M. Parniani, "Transient Performance Improvement of Wind Turbines With Doubly Fed Induction Generators Using Nonlinear Control Strategy," *IEEE Transactions on power conversion*, vol. 25, pp. 514-525, 2010.
- [80] O. Gomis-Bellmunt, A. Junyent-Ferre, A. Sumper, and J. B.-. Jan, "Ride-through control of a doubly fed induction generator under unbalanced voltage sags," *Energy conversion, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 1036–1045, 2008.
- [81] L. Xu, "Coordinated control of dfig's rotor and grid side converters during network unbalance," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 1041–1049, May 2008.
- [82] G. Abad, M. A. Rodriguez, G. Iwanski, and J. Poza, "Direct Power Control of Doubly-Fed-Induction-Generator-Based Wind Turbines Under Unbalanced Grid Voltage," *IEEE Transactions on power electronics* vol. 25, pp. 442-452, 2010.
- [83] D. Zhi, L. Xu, and B. W. Williams, "Model-Based Predictive Direct Power Control of Doubly Fed Induction Generators," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 25, pp. 341-351, 2010.
- [84] J. Liang, W. Qiao, and R. Harley, "Feed-Forward Transient Current Control for Low-Voltage Ride-Through Enhancement of DFIG Wind Turbines," *IEEE Transactions on energy conversion* vol. 25, pp. 836-843, 2010.
- [85] P. S., Flannery, and G. Venkataramanan, "A grid fault tolerant doubly fed induction generator wind turbine via series connected grid side converter," in *WINDPOWER 2006 Conference*, 2006.
- [86] P. S., Flannery, and G. Venkataramanan, "Evaluation of Voltage Sag Ride-Through of a Doubly Fed Induction Generator Wind Turbine with Series Grid Side Converter," in *38th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2007.
- [87] P. S., Flannery, and G. Venkataramanan, "A Fault Tolerant Doubly Fed Induction Generator Wind Turbine Using a Parallel Grid Side Rectifier and Series Grid Side Converter," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 23, pp. 1126-1135, 2008.
- [88] P. S. Flannery and G. Venkataramanan, "Unbalanced Voltage Sag Ride-Through of a Doubly Fed Induction Generator Wind Turbine With Series Grid-Side Converter," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 1879-1887, 2009.
- [89] O. Abdel-Baqi and A. Nasiri, "A Dynamic LVRT Solution for Doubly Fed Induction Generators," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 193-196, Jun 2010.

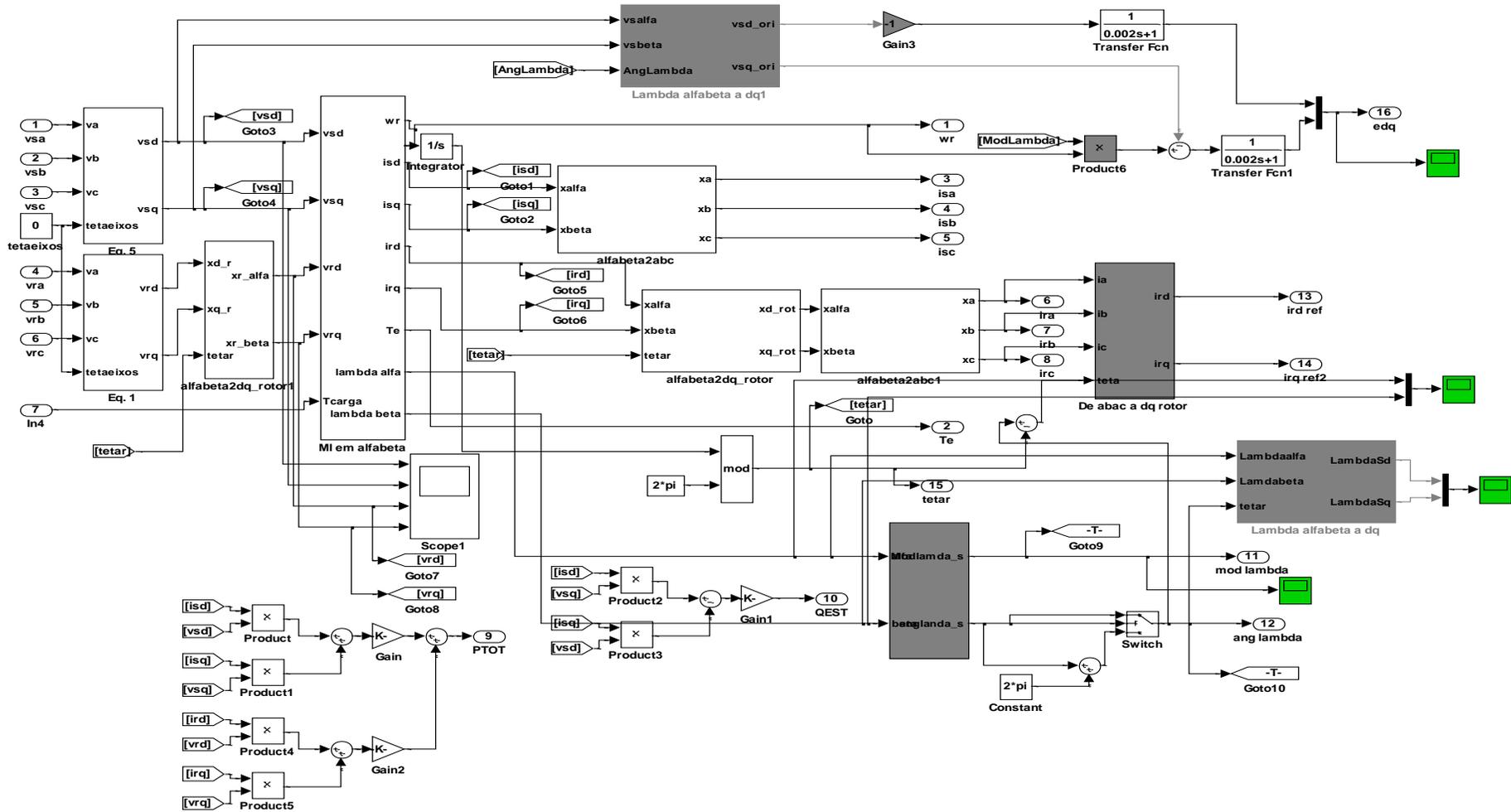
- [90] J. Yang, J. Fletcher, and J. O'Reilly, "A series-dynamic-resistor-based converter protection scheme for doubly-fed induction generator during various fault conditions," *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 25, pp. 422-432, 2010.
- [91] Y. Xiangwu, G. Venkataramanan, and P. S. Flannery, "Fault Tolerance of DFIG Wind Turbine with a Series Grid Side Passive Impedance Network," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 2009. IAS 2009. IEEE*, Oct 2009, pp. .1-8.
- [92] J. Esandi, X. Juankorena, J. Lopez, and L. Marroyo, "Alternative protection system for Wind turbines with Doubly Fed Induction Generator," in *Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2009.POWERENG '09. International Conference on*, 2009, pp. 501-506.
- [93] B. Gong, D. Xu, and B. Wu, "Cost Effective Method for DFIG Fault Ride-through During Symmetrical Voltage Dip " in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society* Glendale, AZ Nov 2010, pp. 3269 - 3274.
- [94] N. G. Jayanti, M. Basu, K. Gauhan, and M. F. Conlon, "A new configuration and control of doubly fed induction generator (UPQC-WG)," in *34th Annual Conference of IEEE on Industrial Electronics IECON* Orlando, 2008, pp. 2094-2099.
- [95] S. Q. Bu, W. Du, H. F. Wang, and S. Gao, "Power angle control of grid-connected doubly fed induction generator wind turbines for fault ride-through," *IET Renewable Power Generation*, vol. 7, pp. 18-27, 2013.
- [96] A. O. Ibrahim, T. H. Nguyen, D.-C. Lee, and S.-C. Kim, "A Fault Ride-Through Technique of DFIG Wind Turbine Systems Using Dynamic Voltage Restorers," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, pp. 871-882, Sep 2011.
- [97] A. O. Ibrahim, T. H. Nguyen, D.-C. Lee, and S.-C. Kim, "Ride-through Strategy for DFIG Wind Turbine Systems Using Dynamic Voltage Restorers," in *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE* San Jose, CA 2009, pp. 1611 - 1618
- [98] H. Lucheng, W. Yingdong, J. Qirong, and W. Zhiyong, "Low Voltage Ride Through Strategy for Wind Turbine Systems Using Dynamic Voltage Restorers," *Automation of electric power system* vol. 16, 2011.
- [99] C. Wessels and F. Fuchs, "High voltage ride through with facts for dfig based wind turbines," in *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, 2009, pp. 1-10.
- [100] Y. W. Li, F. Blaabjerg, D. Vilathgamuwa, and P. C. Loh, "Design and comparison of high performance stationary-frame controllers for dvr implementation," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 602-612, 2007.
- [101] F. Marafao, D. Colon, J. Jardini, W. Komatsu, L. Matakas, M. Galassi, and S. Ahn, "Multiloop controller and reference generator for a dynamic voltage restorer implementation," in *Harmonics and Quality of Power, 2008. ICHQP 2008. 13th International Conference on*, 2008.
- [102] C. Wessels, F. Gebhardt, and F. W., "Dynamic Voltage Restorer to allow LVRT for a DFIG Wind Turbine," in *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on* Bari 2010, pp. 803 - 808.
- [103] A. Teke, M. E. Meral, L. Saribulut, and M. Tumay, "Dynamic Voltage Restorers: A literature review," *ELECTRIKA*, vol. 12, pp. 7-13, 2010.
- [104] H.P.Tiwari and S.K.Gupta, "Dymanic Voltage Restores against Voltage Sag," *International Journal of Innovation, Management and Thechnology* vol. 1, pp. 232-237, 2010.

- [105] D. Chowdary and G. Kumar, "Mitigation of Voltage Sag in a Distribution System due to three-phase to ground Faults," *Indiam Journal of Engineering and Material Sciences*, vol. 17, pp. 113-122, 2010.
- [106] C. Benachaiba and B. Ferdi, "Voltage Quality Improvement Using Dynamic Voltage Restorer," *Electrical Power Quality and Utilization Journal*, vol. 14, pp. 39-46, 2008.
- [107] M. A. El-Gammal, A. Y. Abou-Ghazala, and T. I. El-Shennawy, "Dynamic Voltage Restorer(DVR) for Voltage Sag Mitigation," *International Journal of Electrical Engineering and Informatics*, vol. 3, 2011.
- [108] M. Mago, R. Chourio, A. Villegas, and F. Guillén, "Dispositivos para el mejoramiento de la calidad de a energía eléctrica: STATCON y DVR," *Revista Ciencia e Ingeniería*, vol. 29, 2008.
- [109] H. Awad, J. Svensson, and M. Bollen, "Mitigation of unbalanced voltage dips using static series compensator," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, pp. 837– 846, May 2004.
- [110] H.S.Song and K. Nam, "Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions," *IEEE Transactions on Industrial Electronic*, vol. 45, pp. 953-959 1999.
- [111] C. B. Jacobina, M. B. R. Correa, T. M. Oliveira, A. M. N. Lima, and E. R. C. d. Silva, "Current control of unbalanced electrical systems," *IEEE Transactions on Industries Electronic*, vol. 48, pp. 517-525, 2001.
- [112] S. Park, S. B. Han, B.-M. Jung, S. H. Choi, and H. G. Jecag, "A current control scheme based on multiple synchronous reference frames for parallel hybrid active filter," in *Power Electronic and Motion Control Conference IPEMC*, Beijing, 2000, pp. 218-223.
- [113] X. Yuan, W. Merk, H. Stemmler, and Allmeling, "Stationary-frame generalized integrators for current control of APF with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions," *IEEE Transactions on Industries Applications*, vol. 38, pp. 523-532, Mar./Apr. 2002.
- [114] D. N. Zmood, D. G. Holmes, and G. H. Bode, "Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators," *IEEE Transactions on Industries Applications*, vol. 37, pp. 601-610, Mar./Apr. 2001.
- [115] T. M. Rowan and R. J. Kerkman, "A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated PWM inverters,," *IEEE Transactions Industries Appl*, vol. IA-22, pp. 678-690, Jul. 1986.
- [116] L. R. Limongi, R. Bojoi, G. Griva, and A. Tenconi, "Digital Current Control Schemes," *IEEE Ind. Elect. Magazine*, vol. 3, pp. 136 - 141, 2009.
- [117] J. G. Hawang, P. W. Lehn, and M. Winkelkemper, "A generalized class of stationary frame-current controllers for grid-connected AC - DC converters," *IEEE Trans. Power Del*, vol. 25, pp. 2742-2751, Oct. 2010.
- [118] C. A. Busada, S. G. Jorge, A. E. Leon, and J. A. Solsona, "Current controller based on reduced order generalized integrators for distributed generation systems," *IEEE Transactions on Industries Electronic*, vol. 59, pp. 2898-2909, 2012.
- [119] P.Mattayelli, "Implementation of synchronous-frame harmonic control for high performance AC power supplies," *IEEE Trans. Ind. Appl*, vol. 37, pp. 864 - 872 May 2001.
- [120] P. Mattayelli and F. P. Marafao, "Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters," *IEEE Trans. on Ind. Elect*, vol. 51, pp. 1018-1024, Oct. 2004.

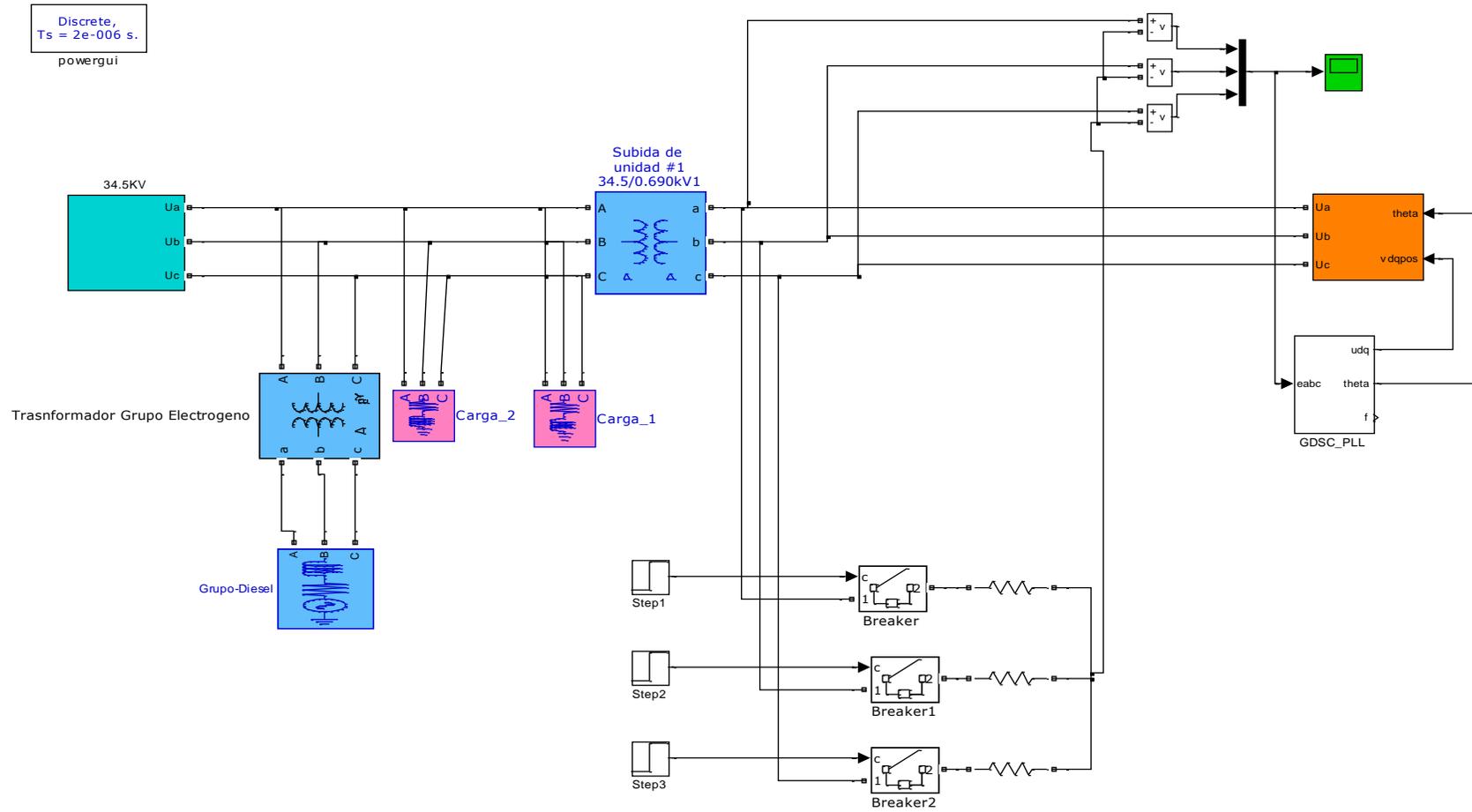
- [121] R. Pena, J. C. Clare, and G. M. Asher, "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation," *IEEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 143, pp. 231 - 241 May 1996.
- [122] V. Kaura and V. Blasko, "Operation of phase locked loop system under distorted utility conditions," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 23, pp. 58-63, Jan./Feb. 1997.
- [123] S.-K. Chung, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 15, pp. 431–438, May 2000.
- [124] L. N. Arruda, S. M. Silva, and B. J. C. Filho, "PLL structures for utility connected systems," in *Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*. vol. 4, 2001, pp. 2655–266.
- [125] P. Rodríguez, J. Pou, J. Bergas, I. Candela, R. Burgos, and D. Boroyevich, "Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 22, pp. 584–592, 2007.
- [126] P. Rodríguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. Timbus, M. Liserre, and F. Blaabjerg, "New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions," in *Proc. IEEE PESC*, 2006, pp. 1-7.
- [127] X. Guo, W. Wu, and Z. Chen, "Multiple-complex coefficient-filterbased phase-locked loop and synchronization technique for three-phase grid-interfaced converters in distributed utility networks," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 58, pp. 1194–1204, 2011.
- [128] J. Svensson, M. Bongiorno, and A. Sannino, "Practical implementation of delayed signal cancellation method for phase-sequence separation," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, pp. 18–26, 2007.
- [129] G. Saccomando and J. Svensson, "Transient operation of grid connected voltage source converter under unbalanced voltage conditions," in *Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, 2001, pp. 2419–2424.
- [130] H. E. P. d. Souza, F. Bradaschia, F. A. S. Neves, M. C. Cavalcanti, G. M. S. Azevedo, and J. P. Arruda, "A method for extracting the fundamental frequency positive-sequence voltage vector based on simple mathematical transformations," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 56, pp. 1539–1547, 2009.
- [131] F. A. S. Neves, M. C. Cavalcanti, H. E. P. d. Souza, F. Bradaschia, E. Bueno, and M. Rizo, "A generalized delayed signal cancellation method for detecting fundamental-frequency positive-sequence three-phase signals," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 25, pp. 1816–1825, 2010.
- [132] F. A. S. Neves, H. E. P. d. Souza, M. C. Cavalcanti, and E. Bueno, "Low effort digital filters for fast sequence components separation of unbalanced and distorted three-phase signals," in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron*, 2010, pp. 2927–2932.
- [133] M. S. Pádua, S. M. Deckmann, and F. P. Marafão, "Frequency-adjustable positive sequence detector for power conditioning applications," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, 2005, pp. 1928–1934.
- [134] V. Moreno, M. Liserre, A. Pigazo, and A. Dell'Aquila, "A comparative analysis of real-time algorithms for power signal decomposition in multiple synchronous reference frames," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 22, pp. 1280 - 1289, 2007.
- [135] F. Neves, H. d. Souza, F. Bradaschia, M. Cavalcanti, M. Rizo, and F. Rodriguez, "A space-vector discrete fourier transform for unbalanced and distorted three-phase signals," *IEEE Transactions on Industries Electronic*, vol. 57, pp. 2858-2867, Aug. 2010.
- [136] M. F. Martinez-Montejano, G. Escobar, and R. E. Torres-Olguin, "Fixed reference frame phase-locked loop (FRF-PLL) for unbalanced line voltage conditions," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, 2008, pp. 4723–4728.

- [137] K. Borisov and H. Ginn, "A novel reference signal generator for active power filters based on recursive DFT," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Exhib*, 2008, pp. 1920–1925.
- [138] S. Srianthumrong and S. Sangwongwanich, "An active power filter with harmonic detection method based on recursive DFT," in *Proc. Conf. Harmon. Quality Power*, 1998, pp. 128–132.
- [139] T. Funaki and S. Tanaka, "Error estimation and correction of DFT in synchronized phasor measurement," in *Proc. IEEE/PES Transm. Distrib. Conf. Exhib*, 2002, pp. 448–453.
- [140] F. A. S. Neves, M. Cabral, H. E. P. d. Souza, F. Bradaschia, E. Bueno, and M. Rizo, "A Generalized Delayed Signal Cancellation Method for Detecting Fundamental-Frequency Positive-Sequence Three-Phase Signals " *IEEE Transactions on power delivery*, vol. 25, pp. 1816 - 1825, July 2010.
- [141] E. J. Bueno, F. J. Rodriguez, F. Espinosa, and S. Cobrecas, "SPLL design to flux oriented of a VSC interface for wind power application," in *Proc. IEEE Annu. Conf. Industrial Electronics Soc*, 2005, pp. 1-6.
- [142] M. A. C. A. Francisco Neves, Gustavo M. S. Azevedo, and L. T. L. V. Helber E. P. de Souza, "The SVFT-Based Control," *IEEE Transactions on Industrial electronics* ,vol. 61, pp. 4152 - 4160, 2014.
- [143] F. Neves, H. d. Souza, M. Cavalcanti, F. Bradaschia, and E. Bueno, "Digital filters for fast harmonic sequence component separation of unbalanced and distorted three-phase signals," *IEEE Transactions on Industries Elect.*, vol. 59, pp. 3847 -3859, Oct 2012.
- [144] P. Mattavelli, "Synchronous-frame harmonic control for highperformance AC power supplies," *IEEE Trans. Ind. Appl*, vol. 37, pp. 864–872, May 2001.
- [145] C. H. Chen, B. D. Liu, J. F. Yang, and J. L. Wang, "Efficient recursive structures for forward and inverse discrete cosine transform," *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol. 52, pp. 2665–2669, 2004.
- [146] H. A. Darwish and M. Fikri, "Practical considerations for recursive DFT implementation in numerical relays," *IEEE Trans. Power Deliv*, vol. 22, pp. 42–49, 2007.
- [147] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, and O. L. J. Doval-Gandoy, "Analysis and design of resonant current controllers for voltage-source converters by means of nyquist diagrams and sensitivity function," *IEEE Trans. Ind. Elect*, vol. 58, pp. 5231–5250, Nov. 2011.
- [148] H. Kim, M. Degner, J. Guerrero, F. Briz, and R. Lorenz, "Discrete-time current regulator design for AC machine drives," *IEEE Trans. Ind. Appl*, vol. 46, pp. 1425–1435, Jul./Ago. 2010.
- [149] R. A. Mastromauro, M. Liserre, T. Kerekes, and A. D. Aquila, "A single-phase voltage-controlled grid-connected photovoltaic system with power quality conditioner functionality," *IEEE Trans. Ind. Elect*, vol. 56, pp. 2436–2444, Nov. 2009.

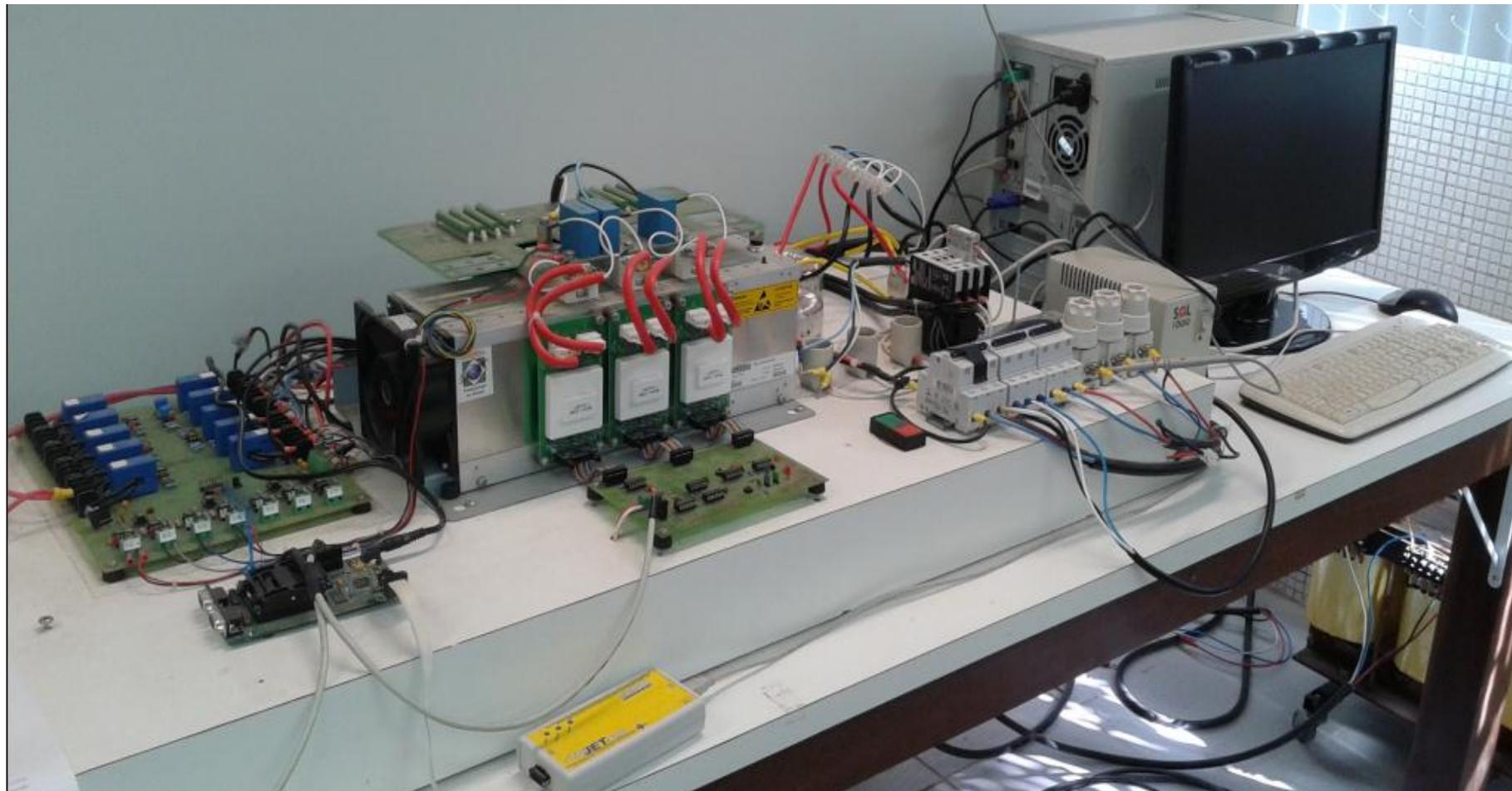
ANEXO 1. Modelo del generador de inducción.



ANEXO 2 Sistema donde se conecta el DFIG.



ANEXO 3. Fotos del montaje experimental



ANEXO 4 Fotos de la placa acondicionadora de las señales medidas y placa del DSP

