

CATUOGNO, GUILLERMO
Control del flujo de



2013 72675

72675

MFN:
Clasif:
T. 827

72675



UNIVERSIDAD NACIONAL DE RÍO CUARTO

FACULTAD DE INGENIERÍA



Creer... Crear... Crecer...

Control del Flujo de Energía en Generadores de Imanes Permanentes con FEM Arbitraria

Disertación presentada

por

Guillermo Ricardo Catuogno

para la obtención del grado de

Doctor en Ciencias de la Ingeniería

Director: Dr.Ing. Guillermo O. Garcia

Co-Director: Dr.Ing. Daniel G. Forchetti

Río Cuarto, Córdoba, Argentina Marzo de 2013

**CONTROL DEL FLUJO DE ENERGÍA EN
GENERADORES DE IMANES PERMANENTES CON FEM
ARBITRARIA**

Por

Guillermo Ricardo Catuogno



Dr. Ing. Guillermo O. Garcia
Director



Dr. Ing. Daniel G. Forchetti
Co-Director

Aprobado por



Dr. Ing. Hector G. Chiacchiarini
Jurado



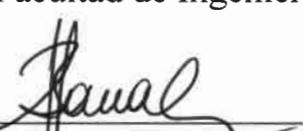
Dr. Ing. Fernando Botterón
Jurado



Dr. Ing. Sergio Gonzalez
Jurado



Dr. Leonardo Molisani
Secretario de Posgrado
de la Facultad de Ingeniería



Mg. Ing. Jorge Barral
Secretario de Posgrado y Cooperación Internacional
de la UNRC

Marzo de 2013

*a Maria Jesus, por su amor y paciente espera,
a mis padres, Maria Isabel y Carlos,
por enseñarme las cosas más importantes,
a mis hermanos, Marina, Carlos y Alicia,
por ser mis amigos, consejeros y ejemplos,
a Santi, Coty y Pachi, nuestro futuro,
a mis amigos de siempre, Sepu, Sebas y Juanon,
a mi tío Juan.*

"Siempre he creído que toda realidad futura se eleva sobre cimientos de ideales y utopías. Sin duda, soñar es tarea fecunda. Dejaría de existir si no tuviera por delante desafíos que involucren, por sobre todas las cosas, contribuir dentro y fuera de mi profesión al desarrollo ético del hombre."

"Debemos trabajar con pasión. Siempre habrá tiempo para el ocio, en beneficio de todos. Hemos de esforzarnos para mejorar individualmente pero entendiendo que somos parte de una sociedad que demanda nuestra participación. Cuanto más destacada sea nuestra posición más grande será nuestro compromiso social."

Rene Favaloro

Agradecimientos

Agradezco a mis directores de tesis, Daniel Forchetti y Guillermo Garcia. A Daniel la dedicación del día a día, siempre dispuesto a ayudarme para resolver cualquier problema y los posibles caminos para hacerlo. Guillermo aportando su experiencia y guía a lo largo de la tesis, a su vez brindándome la confianza para actuar con libertad en el desarrollo de mi tesis. Ambos han sido críticos de mi trabajo y me ha servido como parte de mi formación durante la misma.

También quiero extender mi agradecimiento a Roberto Leidhold por los aportes realizados a esta tesis.

Quiero dar las gracias a Guillermo Magallan y Marcelo Curti, por su amistad y la ayuda brindada durante la programación e implementación del hardware, también a Cristian De Angelo y Federico Serra con quienes comencé trabajando los primeros años de beca.

Es importante resaltar que, el buen clima, amistad y colaboración de todos los integrantes del Grupo de Electrónica Aplicada (GEA), han facilitado la elaboración de esta tesis.

Por último, el trabajo realizado en esta tesis fue posible gracias a las becas otorgadas por el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), a la Facultad de Ingeniería de la de la Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC) y la escuela de postgraduación de la UNRC.

Agradezco a la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de San Luis (UNSL) y Laboratorio de Control Automático (LCA) por su constante apoyo y su disposición para permitirme completar mi formación académica y continuar con actividades de docencia dentro de la institución.

Resumen

Esta tesis está dedicada al desarrollo de estrategias de control del flujo de energía en Generadores Síncronos de Imanes Permanentes (GSIP) con FEM arbitraria. Los objetivos específicos son, la minimización del ripple de par, la maximización de la densidad de potencia y la tolerancia a fallas de un GSIP de velocidad variable.

Para minimizar el ripple de par, se propone una estrategia de control de par basada en el conocimiento de la forma de onda de FEM y en el control de las corrientes del generador. Esta estrategia está basada en la teoría pq, la cual también permite reducir las pérdidas en el cobre.

Con el fin de maximizar la potencia, se propone una estrategia de control que considera las corrientes de secuencia cero, para esto el centro de estrella del generador es conectado a convertidores de potencia con topologías de 4 hilos.

Por último, una estrategia tolerante a fallas es propuesta. Esta estrategia está basada en un algoritmo de detección de fallas y un lazo de control para limitar las pérdidas en el generador una vez ocurrida la falla. Este sistema tolerante tiene la ventaja que no necesita reconfigurar ni la topología ni la estrategia de control de par una vez ocurrida la falla.

Para evaluar y validar las estrategias propuestas se obtuvieron resultados de simulación y experimentales. Para obtener estos resultados experimentales se diseñó y construyó un banco de ensayos específico, constituido por un GSIP de $4,5kW$, un inversor de 4 piernas y un controlador digital implementado con un DSP Texas TMS320F28335.

El principal aporte de este trabajo está relacionado con la propuesta de las es-

trategias de control aplicadas a sistemas de 4 hilos, las que permiten maximizar la potencia con tolerancia a fallas.

Abstract

This thesis consist in the development of energy flow control strategies in Permanent Magnet Synchronous Generators (PMSG) with arbitrary EMF. The specific objectives are to minimize the torque ripple, to maximize power density and fault tolerance in a variable speed PMSG with current control.

To minimize the torque ripple, a torque control strategy based on knowledge of the EMF waveform and the control of the generator currents is proposed. This strategy is based on pq theory, which also reduces the copper losses.

To maximize power, a control strategy that considers the zero sequence currents is proposed. For this, the neutral point of generator is connected to an inverter with a 4-wire topology.

Finally, a fault tolerant strategy is proposed. This strategy is based on a fault detection algorithm and control loop to limit power losses in the generator after the failure occurred. This tolerant system has the advantage that there is no need to reconfigure neither topology nor torque control strategy after the failure occurred.

For these strategies to be evaluated, simulation and experimental results were obtained. A specific laboratory experimental setup consisting of a $4.5kW$ PMSG, an inverter of four legs and a digital controller implemented in a DSP TMS320F28335 of Texas Instrument was designed and constructed for these experimental results.

The main contribution of this work is related to the proposed control strategies applied to 4-wire systems, which allow to maximize power with fault tolerant.

Índice general

Página de título	i
Dedicatoria	iii
Agradecimientos	v
Resumen	vii
Abstract	ix
Índice general	xi
Lista de Figuras	xv
Lista de Tablas	xvii
1 Introducción	1
1.1 Motivación	1
1.2 Objetivos	4
1.3 Antecedentes	5
1.3.1 Minimización del Ripple de Par y Pérdidas	5
1.3.2 Maximización de la Densidad de Potencia en MCAIP	7
1.3.3 Tolerancia a Fallas en MCAIP	8
1.4 Contribuciones de esta Tesis	9
1.4.1 Publicaciones	9
1.4.2 Desarrollo Tecnológico	10
1.5 Organización	11
2 Modelado de Máquinas de CA de Imanes Permanentes	13
2.1 Introducción	13
2.2 La Máquina de CA de Imanes Permanentes	14
2.3 Modelo Dinámico de la MCAIP con Forma de Onda de FEM Arbitraria	17
2.4 Diferentes Formas de Onda de FEM	21
2.5 Conclusiones	26
3 Estrategias de control optimo para un GSIP con FEM arbitraria	27
3.1 Introducción	27
3.2 Estrategia de Control de 6 Niveles	29

3.3	Propuesta de Control de Corriente Basado en la Teoría pq	31
3.4	Resultados de Simulación	34
3.5	Resultados Experimentales	37
3.6	Conclusiones	38
4	Maximización de la Potencia Desarrollada por un GSIP	41
4.1	Introducción	41
4.2	Potencia Reactiva Instantánea para 4 hilos	43
4.3	Maximización de la Potencia Desarrollada por un GSIP	46
4.3.1	Minimización de Perdidas en el Cobre a Potencia Constante	48
4.3.2	Maximización de Potencia con Pérdida en el Cobre Constante	50
4.4	Resultados de Simulación	53
4.4.1	Análisis Temporal de las Corrientes y Potencias Instantáneas	53
4.4.2	Análisis de Potencia Versus FEM	55
4.5	Resultados Experimentales	58
4.5.1	Minimización de Perdidas en el Cobre a Potencia Constante	58
4.5.2	Maximización de Potencia con Pérdida en el Cobre Constante	61
4.6	Conclusiones	64
5	Tolerancia a Fallas en GSIP con Control de Corriente de 4 hilos	65
5.1	Introducción	65
5.2	Tolerancia de Fallas para un GSIP con Control de Corriente	67
5.2.1	Algoritmo de de Detección de Fallas (ADF)	69
5.2.2	Limitación de Pérdidas en el Cobre P_{cu}	71
5.3	Resultados de Simulación	73
5.3.1	Falla: Dos Transistores de la Misma Pierna Abierta	73
5.4	Resultados Experimentales	75
5.4.1	Falla: Dos Transistores de la misma Pierna Abierta	76
5.5	Conclusiones	78
6	Conclusiones y Trabajos Futuros	81
6.1	Conclusiones	81
6.2	Trabajos Futuros	84
	Referencias	87
A	Implementación	95
A.1	Prototipo experimental	95
A.1.1	Generador de Imanes Permanentes	96
A.1.2	Inversor 4 hilos	97
A.1.3	Sensores	98
A.1.4	Procesador Digital de Señales	98
A.2	Programación	100

B	Demostración de ecuaciones de Lagrange	105
B.1	Potencia Constante	105
B.2	Potencia Máxima	108

Lista de Figuras

2.1	MCAIPs a) de rotor interior; b) de rotor exterior.	15
2.2	Circuito equivalente del GSIP en coordenadas $\alpha\beta 0$	19
2.3	Forma de onda de FEM de la MCAIP sinusoidal.	22
2.4	Espectro en frecuencias de la MCAIP Senoidal.	22
2.5	Forma de onda de FEM de la MCAIP IVS-4500.	23
2.6	Espectro en frecuencias de la MCAIP IVS-4500	24
2.7	Forma de onda de FEM de la MCAIP cuasi-cuadrada.	25
2.8	Espectro en frecuencias de la MCAIP cuasi-cuadrada	25
2.9	FEM: (rojo) IVS4500, (verde) <i>quasi</i> -cuadrada, (azul) Senoidal.	25
3.1	Formas de onda de FEM y corriente para un GSIP trapezoidal.	29
3.2	Diagrama de bloque de la estrategia de control 6 niveles.	30
3.3	Circulaciones de las componentes de las potencias instantaneas.	33
3.4	Diagrama de bloques de la estrategia para 3 hilos	34
3.5	Sistema No controlado.	35
3.6	Estrategia basada en el control de 6 niveles.	36
3.7	Estrategia basada en la teoría pq.	37
3.8	Corrientes medidas y de referencia para 3 hilos.	38
3.9	Potencias instantáneas para 4hCC.	39
4.1	Teoría pq para 4 hilos	45
4.2	Diagrama de bloques de la estrategia para 4 hilos	45
4.3	Topologías: a) 4hPE, b) 4hCC.	46
4.4	Minimización de pérdidas en el cobre a potencia constante con 3h	54
4.5	Minimización de pérdidas en el cobre a potencia constante con 4h	55
4.6	Maximización de potencia con pérdida en el cobre constante con 3h.	56
4.7	Maximización de potencia con pérdida en el cobre constante con 4h.	57
4.8	Corrientes medidas y de referencia para 3h.	58
4.9	Potencias instantáneas para 3h.	59
4.10	Corrientes medidas y de referencia para 4hCC.	59
4.11	Potencias instantáneas para 4hCC.	60

4.12	Corrientes medidas y de referencia para 4hPE.	60
4.13	Potencias instantáneas para 4hPE.	60
4.14	Corrientes medidas y de referencia para 3h.	61
4.15	Potencias instantáneas para 3h.	61
4.16	Corrientes medidas y de referencia para 4hCC.	62
4.17	Potencias instantáneas para 4hCC.	62
4.18	Corrientes medidas y de referencia para 4hPE.	63
4.19	Potencias instantáneas para 4hPE.	63
5.1	Fallas que permite tolerar el sistema propuesto.	66
5.2	Diagrama de bloques simplificado de la propuesta tolerante a fallas.	68
5.3	Algoritmo de detección de fallas (ADF).	70
5.4	Algoritmo de Detección de Fallas (ADF).	71
5.5	Lazo de control para limitar las P_{cu}	72
5.6	Corrientes medidas y de referencia para 4hPE.	74
5.7	Potencias instantáneas para 4hPE.	74
5.8	Corrientes medidas y de referencia para 4hCC.	75
5.9	Potencias instantáneas para 4hCC.	75
5.10	Corrientes de referencia para 4hPE.	76
5.11	Potencias instantáneas para 4hPE.	77
5.12	Corrientes de referencia para 4hCC.	77
5.13	Potencias instantáneas para 4hCC.	77
A.1	Prototipo experimental.	96
A.2	Diagrama en bloques del prototipo implementado.	97
A.3	GSIP INVAP IVS 4500.	98
A.4	Inversor de 4 hilos.	99
A.5	Placa de sensores de corriente de efecto hall.	100
A.6	Procesador digital de señales.	101
A.7	Diagrama de bloques del programa de DSP.	102
A.8	Formas de onda de FEM en variables $\alpha\beta$	103

Lista de Tablas

2.1	Componentes Armónicas de la FEM (<i>p.u.</i>) y Valor Eficaz	26
4.1	Potencia Activa Media en <i>p.u.</i> para los 3 Casos de FEM Analizados.	58
4.2	Potencia Activa Media en <i>p.u.</i> para la FEM IVS4500.	64
5.1	Residuos para los diferentes tipos de fallas.	70
A.1	Parámetros Nominales del GSIP.	97

Capítulo 1

Introducción

1.1 Motivación

Las Máquinas de Corriente Alterna con Imanes Permanentes (MCAIP) se utilizan ampliamente en aplicaciones donde la alta densidad de potencia, la buena relación par-inercia, y el alto rendimiento son importantes. Estas características han hecho que las MCAIP sean atractivas en muy diversas aplicaciones, como por ejemplo robótica, aviónica y tracción eléctrica, entre otras.

Una aplicación donde las MCAIP han tenido un gran desarrollo en los últimos años es la generación eléctrica a partir de fuentes renovables. Las fuentes de energía renovables tales como hidráulica, eólica, solar, geotérmica, mareomotriz y otras son en la actualidad una alternativa no contaminante muy atractiva para resolver el problema del abastecimiento de energía eléctrica [1], [2].

Los sistemas de generación renovables están constituidos por una fuente primaria de energía (eólica, hidráulica, etc.), la cual es convertida en energía mecánica rotante

por algún aparato (turbina), el que impulsa un generador eléctrico, el que, a través de una interconexión adecuada alimenta a los usuarios o inyecta la energía en una red de energía eléctrica convencional. En algunos casos es conveniente que el generador trabaje con velocidad variable, lo que implica generar frecuencia y tensión variables, lo que hace necesario procesar la energía producida por el generador con el objetivo de alimentar a los usuarios con frecuencia y tensión constantes. Esto puede conseguirse con diferentes topologías electrónicas de potencia que controlan las corriente de la máquina.

En aplicaciones de robótica, donde las MCAIP esta acoplada directamente a una articulación, el ripple de par produce un deterioro en el desempeño del sistema [3]. Otra aplicación de gran importancia en la industria es la relacionado con las maquina-herramientas con sistemas de control numérico, donde las superficies mecanizadas requieren alta precisión, las oscilaciones de par no son aceptables [4].

En la industria automotriz las MCAIP se están utilizando en diferentes aplicaciones, como por ejemplo el actuador en la dirección asistida eléctricamente, levanta cristales, moto generadores ("starter generators"), motores de intercambiadores de calor (aire acondicionado, electroventilador), entre otros. [4].

Otra aplicación de las MCAIP de mayor potencia son las destinadas a ascensores sin reductor mecánico, donde el ripple de par de las MCAIP, que pueden generar fatiga y estrés mecánico en sus componentes, especialmente a baja velocidad [5].

Los sistemas de generación electro eólicos, también se ven afectados por el ripple de par de las MCAIP, que pueden generar fatiga y estres mecánico en los componentes de la turbina y cajas multiplicadoras de velocidad [6], aunque estos generadores tienen

una gran inercia, la que puede filtrar dichas pulsaciones.

Como ya fue indicado anteriormente, una característica importante de las MCAIP es su densidad de potencia y par. Estas características pueden ser optimizadas a través de las formas de ondas de la fuerza electromotriz de la máquina, las que pueden ser modificadas con el diseño de la máquina, y también a través de la imposición de las formas de onda de corrientes, lo que se logra con convertidores de potencia que procesan las corrientes de la máquina. La máxima densidad de potencia se produce cuando tanto la forma de onda de la FEM como de la corriente se aproximan a una onda cuadrada, debido al incremento del valor eficaz de dichas ondas [7] aunque estas características no son realizables en la práctica, además su implementación incrementaría excesivamente el ripple de par.

Si bien existen muchos trabajos relacionados con el incremento del rendimiento de las MCAIP, generalmente están relacionados con el diseño de la maquina [8], [9] y no con la estrategia de control.

Una de las hipótesis iniciales del trabajo de tesis fue que la corriente de secuencia cero podría servir para incrementar la potencia desarrollada por la máquina manteniendo las pérdidas nominales. Para poder controlar la corriente de secuencia cero es necesario conectar el centro de estrella de la MCAIP a una topología electrónica de potencia de 4 hilos [10].

Otra de las hipótesis iniciales de este trabajo de tesis fue que la utilización de topologías de 4 hilos puede ser una ventaja para implementar estrategias tolerantes a fallas.

Existen muchas aplicaciones donde la robustez del sistema y la tolerancia a fallas

son fundamentales. Los sistemas tolerante a fallas poseen la capacidad de mantener la funcionalidad ante eventuales fallas, aunque normalmente con menor desempeño. Esto es crucial en determinadas aplicaciones, como las aeroespaciales [11], [12].

Los sistemas de generación electro eólica suelen estar instalados en lugares de difícil acceso (montañas, parques marinos u "off shore"), lo que hace que en el caso de una avería pueden pasar semanas hasta su reparación. Es por esto que los sistemas tolerantes a fallas en este tipo de aplicaciones es de gran interés [13], [14].

La motivación de esta tesis surge del interés del tesista en profundizar sus conocimientos en temas relacionados con las estrategias de control en maquinas de corriente alternas de imanes permanentes. Además de la motivación propia, esta tesis fue realizada en coincidencia con la concreción de un proyecto de desarrollo tecnológico entre INVAP Ing. S.A. y el GEA-UNRC, que tiene como objetivo desarrollar un sistema de generación electro-eólico de 30kW.

1.2 Objetivos

El objetivo general de esta tesis es proponer nuevas técnicas para controlar el flujo de energía en Máquinas de Corriente Alterna con Imanes Permanentes (MCAIP) con fem arbitraria. Los objetivos específicos de esta tesis son:

- proponer una estrategia que minimice el ripple de par,
- minimizar las pérdidas de las MCAIP a través de su control,
- maximizar la potencia desarrollada por una MCAIP manteniendo las perdidas nominales,
- proponer un sistema tolerante a fallas para MCAIP/GSIP.

1.3 Antecedentes

En esta sección se describe el estado del arte de los temas de estudio que son tratados en esta tesis.

1.3.1 Minimización del ripple de par y reducción de las pérdidas en MCAIP

Si bien las máquinas se diseñan para cumplir con determinados requerimientos, existen limitaciones constructivas que pueden producir efectos no deseados durante su funcionamiento. En particular, en las máquinas de imanes permanentes existen diferentes aspectos constructivos que producen pulsaciones en el par de la máquina. Estas pulsaciones de par pueden clasificarse de la siguiente manera [15]:

1) Ripple de Excitación: es originado por la interacción entre las corrientes que circulan por el estator y el flujo producido por los imanes permanentes (del rotor).

2) Ripple de Reluctancia: es el originado por la interacción entre la variación de reluctancia y,

a) las Corrientes de Excitación,

b) la variación del Flujo de los Imanes (no depende de la corriente del estator y su valor medio es nulo).

La suma de las componentes de par 1 y 2a es llamada "*Ripple de Par*", y el par definido en 2b es llamado "*Cogging Torque*".

En función de lo anterior, diferentes técnicas para la minimización del ripple de par se han propuesto en la literatura. En términos generales, estas técnicas pueden ser organizadas en dos grupos principales.

La primera clase consiste en técnicas que se concentran en el diseño de la maquina y principalmente minimizan el cogging torque [16], [17]. El inconveniente de estas técnicas de diseño de máquinas generalmente complica el proceso de producción y aumenta el costo final.

La segunda clase, la cual se desarrolla en esta tesis, consiste en técnicas de minimización de ripple de par a través del control de la máquina, lo que permite corregir las características constructivas no ideales de la máquina.

Una propuesta está basada en la cancelación de armónicos utilizando formas de onda de corriente preprogramada [18], [19]. Este método se basa en el conocimiento del ripple del par de la maquina, y utiliza un modelo para calcular corrientes óptimas que deben ser inyectadas para cancelar las componentes del par no deseados. Esta propuesta requiere de cálculos fuera de línea, y es sensible a variaciones de los parámetros y por lo tanto su rendimiento se degrada cuando cambian las condiciones de operación.

Para eliminar la variación de los parámetros durante el funcionamiento de la máquina, técnicas de estimación en línea se han propuesto en [20] y [21]. Estas técnicas utilizan información de las mediciones de variables eléctricas para estimar la forma de onda de par, lo cual permite un control más preciso, minimizando el ripple de par.

Otras propuestas se basan en el aprendizaje iterativo para minimizar las pulsaciones de par [22], [23]. Estas estrategias generan las referencias de corriente de

compensación en base al error entre el par deseado y el par real del motor. Para implementar la corrección, en [23] se utiliza un sensor de par, mientras que en [22] se emplea un estimador de par basado en principios de control por estructura variable.

1.3.2 Maximización de la Densidad de Potencia en MCAIP

Existen propuestas que mediante la estrategia de control es posible maximizar la potencia. En [10] y [24] utilizan la inyección de tercer armónico o componentes de secuencia homopolar para elevar la potencia disponible en las máquinas eléctricas polifásicas. Si bien es una alternativa interesante, la desventaja reside en el diseño y construcción de máquinas especiales polifásicas.

En [25] propone una mejora a la estrategia convencional de 6 pasos para MCAIP con forma de onda de FEM trapezoidal. La propuesta determina el ángulo de avance óptimo de la corriente para maximizar la producción de par en altas velocidades. Esto se debe a que a altas velocidades la dinámica de la corriente se ve afectada por las inductancias de estator, incrementando las pérdidas cuando se usa la estrategia convencional.

La propuesta presentada en [26] utiliza una MCAIP trifásica conectado a una topología de 4 hilos, en este trabajo se plantea una estrategia de minimización de pérdidas que considera las corrientes de secuencia homopolar con el objetivo de incrementar el rendimiento de la máquina.

Otros trabajos consideran utilizar algoritmos genéticos para calcular las corrientes de referencias con el objetivo de minimizar las pérdidas, de esta manera se logra incrementar el rendimiento de la MCAIP [27], [28].

1.3.3 Tolerancia a Fallas en MCAIP

En [29] se evaluó la fiabilidad de un accionamiento eléctrico que utiliza máquina síncrona de imanes permanentes, concluyéndose que aproximadamente el 50% de las fallas en estos sistemas corresponden a fallas de semiconductores de potencia. Es por este motivo que se han realizado grandes esfuerzos en la implementación de accionamientos tolerante a las fallas generadas en los semiconductores de potencia.

Existen numerosas topologías tolerantes a fallas basadas en la redundancia de componentes [30], [31], que aumentan el costo y complejidad del sistema debido al gran número de semiconductores de potencia utilizados.

En [32] se analizan y comparan diferentes topologías de accionamientos trifásicos tolerantes a falla concluyéndose que las topologías de 4 hilos tienen la ventaja de utilizar una menor cantidad de elementos extras en comparación con las demás estrategias, reduciéndose de esta manera su costo y complejidad. La desventaja de estas topologías es que solo se pueden aplicar a fallas de una o dos llaves de la misma pierna abiertas, o a fallas con una fase del generador abierta.

En [33] y [34] se analizan topologías de 4 hilos donde es necesario una llave adicional (Triac) para conectar la cuarta pierna una vez ocurrida la falla. En [33], además se propone un algoritmo de control que permite extraer el mismo par para el caso de la topología 4hPE (convertidor 4 piernas) y la mitad del par para el caso de la topología 4hCC (convertidor 3 piernas más divisor capacitivo) comparado con el sistema en funcionamiento normal. Esta propuesta presenta grandes oscilaciones de par. En [34] se propone un compensador *feedforward* en las tensiones de referencia para eliminar las componentes desequilibradas, presentando también oscilaciones de par.

En [35] se propone conectar la cuarta pierna de manera permanente, pero es necesario reconfigurar la estrategia de control una vez que ocurrió la falla, presentando también oscilaciones en el par.

La mayoría de las estrategias citadas tienen el inconveniente que una vez ocurrida la falla es necesario reconfigurar la topología del sistema mediante la apertura y cierre de llaves adicionales, como también reconfigurar la estrategia de control. Estas acciones requieren un tiempo determinado, lo cual permite que se incrementen las pérdidas en las llaves durante el transitorio, pudiendo ocasionar un daño permanente. Otro inconveniente de estas estrategias es que presentan oscilaciones en el par de la máquina, lo cual es recomendable evitar ya que producen estrés mecánico y fatiga de los elementos mecánicos [6].

1.4 Contribuciones de esta Tesis

1.4.1 Publicaciones

Las contribuciones más significativas durante el desarrollo de esta tesis fueron publicadas en diferentes congresos y revistas nacionales e internacionales. La mayoría de ellos son referidos a los temas que serán tratados en esta tesis.

- IEEE Transactions on Industrial Electronics'13. Improved Maximum Power Extraction Strategy for PMSM with 4-wire Topologies. (En Evaluación)
- IET Electric Power Applications'13. Fault Tolerance for Permanent Magnet Synchronous Machines in 4-wire Topologies. (En Evaluación)

- IEEE LatinAmerica Transactions'12. Maximizing Energy Transference in PMSG with Arbitrary EMF Waveform. (En Evaluación)
- IECON'12. Power flow control with losess minimization and fault tolerance for PMSG [36].
- ICIT'12. Energy Transference Maximization in Permanent Magnet Synchronous Generators [37].
- AADECA'12. Control del Flujo de Potencia en GSIP con Minimización de Pérdidas y Tolerancia a Fallas [38].
- ASADES'09. Estrategias de Control de Torque en Generadores de Imanes Permanentes para turbinas Eólicas. ISSN: 0329-5184 [39].
- RPIC'09. Control de Torque para GSIP basado en la Teoría de Potencia Activa-Reactiva Instantánea [40].
- ASADES'08. Detección de Desbalances en Generadores Eólicos de Baja Potencia Mediante Variables Eléctricas. ISSN: 0329-5184 [41].
- ASADES'08. Sistemas de Monitoreo en Turbinas Eólicas. ISSN: 0329-5184 [42].

1.4.2 Desarrollo Tecnológico

Esta tesis fue realizada en coincidencia con la concreción de un proyecto de desarrollo tecnológico entre INVAP Ing. S.A. y el GEA-UNRC, subsidiado por el Ministerio de Ciencia, Tecnología e Innovación Productiva (MinCyT), hicieron posible financiar

los trabajos de tesis, los que incluyeron el desarrollo de un generador especial de 30kW y su posterior transferencia.

El proyecto en el cual participa el tesista tiene como objetivo desarrollar un sistema de generación electro-eólico de 30kW. El sistema está compuesto por un generador eléctrico trifásico, el cual es acoplado directamente a la turbina eólica. El generador es conectado a una barra de corriente continua por medio de un convertidor CA-CC que permite controlar el flujo de potencia. Conectados a la barra de CC se encuentran un banco de baterías y un convertidor de frente activo que vincula el sistema con las cargas y permite la interconexión y sincronización con otros sistemas de generación existentes.

1.5 Organización

El presente trabajo de tesis está organizado de la siguiente manera. En la introducción, presentada en el Capítulo 1, se establece la motivación para el desarrollo del tema de tesis. Posteriormente se realiza una descripción del estado de arte de los temas que se encuentran involucrados en la misma, los objetivos propuestos y las contribuciones de la tesis.

En el Capítulo 2 se presentan la descripción de la Máquina de Imanes Permanentes. Se desarrolla un modelo dinámico de la máquina que permite incorporar las diferentes formas de onda de FEM inducida, y que será utilizado para el diseño y análisis de las estrategias propuestas en los capítulos siguientes.

En el Capítulo 3 se proponen una estrategia de control de par para MCAIP con FEM arbitraria. Esta técnica está basada en la potencia reactiva instantánea, la

cual permite reducir las pérdidas y minimizar el ripple de par. Esta estrategia es comparada con la estrategia convencional de 6 pasos para MCAIP con FEM con forma de onda trapezoidal. Resultados de simulación y experimentales son presentados.

En el Capítulo 4 se proponen una innovadora estrategia de control para MCAIP con FEM arbitraria. Esta técnica también basada en la potencia reactiva instantánea permite maximizar la potencia aprovechando las corrientes de secuencia cero. Para esto es necesario implementar una topología de 4 hilos. Dos propuestas son presentadas, la primera conecta el centro de estrella del generador al centro de un divisor capacitivo en el bus de CC, mientras que la segunda lo conecta a una cuarta pierna en el convertidor de potencia. Resultados de simulación y experimentales son presentados.

En el Capítulo 5 propone un sistema tolerante a fallas. Las ventajas de esta propuesta es que no es necesario reconfigurar la topología del convertidor ni la estrategia de control una vez ocurrida la falla. Las fallas que tolera este sistema son una o dos llaves de la misma pierna abiertas y una fase del generador abierta. Se propone un sistema de detección para conocer el instante en el que ocurre la falla. Resultados de simulación y experimentales son presentados.

En el Capítulo 6 se presentan las conclusiones finales y propuestas para trabajos futuros.

Capítulo 2

Modelado de Máquinas de CA de Imanes Permanentes

2.1 Introducción

Existen dos clasificaciones principales que pueden hacerse de MCAIP, las cuales pueden caracterizarse por la forma de onda de su FEM inducida: sinusoidal o trapezoidal. Bajo condiciones ideales, ambos tipos de máquinas son capaces de producir par perfectamente suave, sin pulsaciones. Sin embargo en la práctica, tanto por razones constructivas de la máquina como por limitaciones en el control de las corrientes de excitación, el par producido no es constante, sino que presenta pulsaciones que en algunas aplicaciones pueden resultar perjudiciales.

En este capítulo con el objetivo de analizar y diseñar estrategias de control que permitan minimizar las pulsaciones de par, al igual que maximizar la densidad de potencia en MCAIP con forma de onda de FEM arbitraria, es propuesto un modelo

que es capaz de representar una MCAIP con forma de onda de FEM arbitraria.

Este capítulo está organizado de la siguiente manera, en primer lugar, una descripción general de las máquinas de imanes permanentes es presentada, y a continuación un modelo dinámico de la misma, válido para MCAIP de FEM arbitraria. Por último se presenta en la sección 2.4 diferentes formas de onda de FEM con las que se evaluarán las estrategias de control en los siguientes capítulos.

2.2 La Máquina de CA de Imanes Permanentes

Las modernas MCAIP están compuestas por un rotor con imanes permanentes de alta densidad de energía y un estator con bobinado trifásico, el cual generalmente se alimenta mediante un inversor que permite controlar las corrientes de excitación necesarias para generar el par motor.

Estas máquinas pueden clasificarse de diferentes maneras según sus características constructivas. Una primera clasificación puede realizarse en base a la dirección del flujo magnético [43]:

- de flujo radial: la dirección del flujo es radial al eje del rotor;
- de flujo axial: la dirección del flujo es paralela al eje del rotor.

Las MCAIP de flujo radial son las más comunes, mientras que las de flujo axial son empleadas para aplicaciones especiales [44] [45].

Otra clasificación puede realizarse según la configuración del rotor, pueden ser rotor interior o rotor exterior, como se muestra en la Figura 2.1 para máquinas de flujo radial.

Entre las MCAIP con rotor interior otra clasificación que puede realizarse en

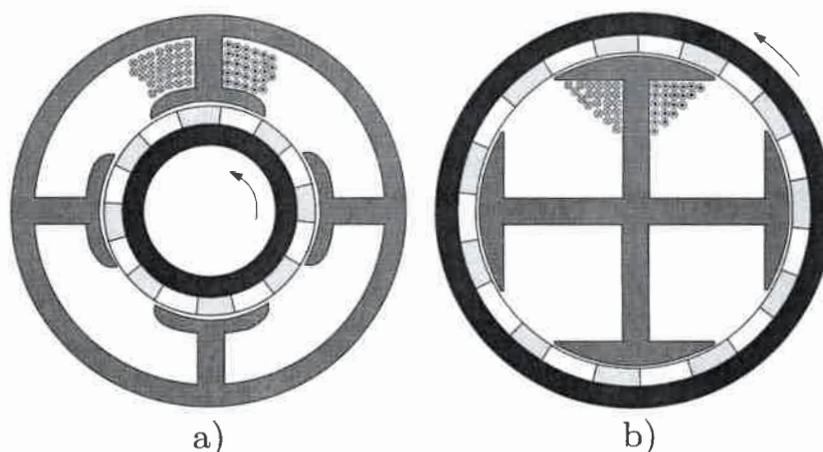


Figura 2.1: MCAIPs a) de rotor interior; b) de rotor exterior.

función de la disposición de los imanes es, con imanes superficiales o interiores. Las primeras presentan una mayor densidad de potencia debido a que el flujo en el entrehierro es mayor, sin embargo, tienen como desventaja una menor integridad estructural y menor robustez mecánica, es por ello que no se utilizan en aplicaciones de muy alta velocidad. Los rotores con imanes interiores presentan una superficie de rotor cilíndrica, y son mecánicamente más robustas que las de imanes superficiales por lo que son más utilizadas en aplicaciones de alta velocidad.

En las MCAIP con configuración de rotor exterior, todos los devanados tienen que ser colocados en la parte interior de la máquina, de modo que el espacio para las bobinas del estator sea menor que en la topología de rotor interior. Esto significa que el radio de separación de aire tiene que ser mayor que un cierto valor mínimo para que la configuración de rotor exterior sea eficiente en términos de par en comparación con el tipo de rotor interior. La principal ventaja de este tipo de máquinas es la posibilidad de elevar el número de polos y por consiguiente bajar la velocidad de

rotación, esta característica es atractiva para sistemas de generación eólica debido a que los generadores multipolo de imanes permanentes reemplazan a los generadores de alta velocidad con la caja de engranajes.

Por último, las MCAIP también pueden clasificarse según la forma de onda de su FEM inducida. Dicha forma de onda depende de la distribución de las espiras de los bobinados del estator y de la distribución de la densidad de flujo en el entrehierro. La distribución de la densidad de flujo en el entrehierro depende a su vez de la forma de los imanes y de su magnetización (paralela o radial), del entrehierro, del diámetro del rotor, del ancho del polo y del número de polos.

Según la forma de onda de su FEM inducida las MCAIP pueden clasificarse en [46]:

MCAIP Sinusoidales: Estas máquinas se caracterizan por poseer una forma de onda de FEM sinusoidal y se conocen normalmente como Máquinas Síncronas de Imanes Permanentes (Permanent Magnet Synchronous Machines - PMSM). Para ello se requiere que las bobinas del estator estén distribuidas sinusoidalmente sobre el entrehierro y/o que la densidad de flujo magnético generada por los imanes varíe sinusoidalmente a lo largo del entrehierro. En este tipo de máquinas las corrientes de excitación deben tener forma de onda sinusoidal con el fin de producir par libre de pulsaciones.

MCAIP Trapezoidales: También conocidas como Máquinas de Corriente Continua sin Escobillas (Brushless DC Machines - BLDCM), presentan notables diferencias con respecto a las anteriores. Estas máquinas se diseñan para desarrollar una FEM inducida con forma de onda trapezoidal, con una cresta (parte plana de la onda) lo más

ancha posible (por lo menos 120 grados eléctricos). Para cumplir con estos requerimientos se usan rotores con imanes superficiales, con magnetización preferentemente radial y bobinas de estator concentradas. Las corrientes de excitación deben poseer una forma de onda casi cuadrada (conmutada en seis pasos), con dos intervalos de corriente cero de 60 grados eléctricos por ciclo para producir par libre de pulsaciones.

Dado que en este trabajo se pretende estudiar el problema del control de MCAIP con FEM arbitraria, es necesario emplear un modelo que no se restrinja a FEM inducida sinusoidal o trapezoidal. Para ello, a continuación se desarrolla un modelo dinámico de la máquina que es válido para cualquier forma de onda de FEM.

2.3 Modelo Dinámico de la MCAIP con Forma de Onda de FEM Arbitraria

El modelo del MCAIP puede obtenerse como se propone en [47] para máquinas de CA de imanes permanentes. Para ello se supone que pueden despreciarse los efectos producidos por las ranuras del estator, como también las pérdidas en el hierro y la saturación del material magnético. De aquí en más se supondrá una máquina de imanes superficiales con entrehierro uniforme, por lo tanto las inductancias del estator son independientes de la posición.

Si se considera que los bobinados de las tres fases son simétricos (las tres fases poseen igual valor de inductancia y resistencia), las ecuaciones eléctricas del estator

en variables de la máquina abc pueden escribirse como,

$$\begin{bmatrix} v_a - v_n \\ v_b - v_n \\ v_c - v_n \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

donde v_a , v_b y v_c son las tensiones del estator, v_n es la tensión de neutro, i_a , i_b e i_c son las corrientes del estator, e_a , e_b y e_c son las FEM inducidas en cada fase del estator, R es la resistencia de estator, L y M son las inductancias propia y mutua de fase respectivamente. La corriente que circula por el neutro de la máquina, i_n , puede representarse en función de las corrientes de fase como,

$$i_n = i_a + i_b + i_c. \quad (2.2)$$

Con el objetivo de simplificar las ecuaciones del modelo en variables de la máquina puede emplearse la transformada de Clarke [48], \mathbf{K} , para representar el modelo dinámico (2.1) en variables referidas a un referencial estacionario, " $\alpha\beta$ ", las que serán denominadas de aquí en más variables " $\alpha\beta 0$ ", definidas como, "

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \mathbf{K} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

donde x son variables arbitrarias y,

$$\mathbf{K} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Aplicando la transformada **K** a (2.1) puede obtenerse el siguiente modelo de la máquina representado por el nuevo conjunto de variables $\alpha\beta 0$,

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L + 2M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ e_0 \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

donde $v_\alpha, v_\beta, v_0, i_\alpha, i_\beta, i_0, e_\alpha, e_\beta, e_0$, representan las componentes de tensión, corriente y FEM inducida respectivamente, en el marco referencial $\alpha\beta 0$. El circuito equivalente que se muestra en la Figura 2.2

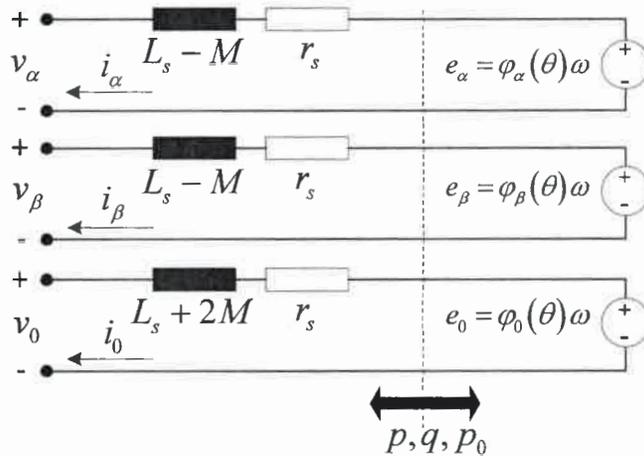


Figura 2.2: Circuito equivalente del GSIP en coordenadas $\alpha\beta 0$

La FEM inducida en cada fase puede calcularse como la derivada con respecto al tiempo del flujo enlazado por los bobinados del estator, ψ , pero como el flujo depende de la posición relativa entre el rotor y los bobinados, la FEM puede expresarse de la siguiente forma

$$e = \frac{d\psi}{dt} = \frac{d\psi}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = \varphi(\theta)\omega, \quad (2.6)$$

donde las funciones $\varphi(\theta)$, derivadas del flujo con respecto a la posición, determinan la forma de onda de la FEM inducida, que puede ser senoidal, trapezoidal o arbitraria.

Es importante destacar que para una dada velocidad la forma de onda de FEM depende exclusivamente de las funciones $\varphi(\theta)$ que a su vez dependen de la distribución de densidad de flujo en el entrehierro. Diferentes aspectos como la configuración de los bobinados eléctricos, la magnetización de los imanes en el rotor y el diseño magnético del estator determinan la forma de onda de flujo electromagnético en el entrehierro [15], [43].

Es posible determinar experimentalmente las funciones $\varphi(\theta)$ midiendo las tensiones v_{abc} en vacío en bornes de la máquina. Se considera que la máquina gira a velocidad constante y se desprecian las caídas de tensión en los bobinados estatoricos.

Para las diferentes estrategias de control que se proponen en esta tesis, las funciones $\varphi(\theta)$ son obtenidas experimentalmente para luego ser almacenadas en una tabla.

Luego, las componentes de la FEM inducida en variables $\alpha\beta 0$ pueden expresarse como,

$$\begin{aligned} e_\alpha &= \varphi_\alpha(\theta)\omega, \\ e_\beta &= \varphi_\beta(\theta)\omega, \\ e_0 &= \varphi_0(\theta)\omega. \end{aligned} \tag{2.7}$$

La ecuación del subsistema mecánico se obtiene de la ecuación de movimiento,

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{dt} &= \omega, \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J}T_e - \frac{B}{J}\omega, \end{aligned} \tag{2.8}$$

donde T_e e representa el par electromagnético producido por la máquina, J y B la inercia y el coeficiente de rozamiento dinámico, respectivamente.

Por último, el par electromagnético producido por la máquina puede obtenerse a partir de la potencia instantánea que es convertida por la máquina, esto es,

$$P = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta + e_0 i_0 = T_e \omega, \quad (2.9)$$

de la ecuación anterior puede obtenerse el par como,

$$T_e = \frac{e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta + e_0 i_0}{\omega}, \quad (2.10)$$

reemplazando la FEM por (2.7),

$$T_e = \varphi_\alpha(\theta) i_\alpha + \varphi_\beta(\theta) i_\beta + \varphi_0(\theta) i_0. \quad (2.11)$$

De la ecuación anterior puede concluirse que el par electromagnético es función de la sumatoria de los productos de las derivadas del flujo concatenado por cada uno de los bobinados estáticos respecto a la posición del rotor por las correspondientes corrientes.

2.4 Diferentes Formas de Onda de FEM

En esta subsección se presentan tres diferentes formas de onda de FEM, con el fin de establecer un punto de comparación entre los distintos criterios y el comportamiento de los que aprovechan la potencia homopolar cuando las formas de onda tienen distinto contenido armónico. En los 3 casos se consideró que el máximo V_{pico} de cada una no podía superar el valor 1 p.u.

GSIP con FEM Sinusoidal

Como se describió anteriormente en este tipo de máquinas para lograr una forma de onda de FEM senoidal requieren, que las bobinas del estator estén distribuidas sinusoidalmente sobre el entrehierro y/o que la densidad de flujo magnético generada por los imanes varíe sinusoidalmente a lo largo del entrehierro. Por este motivo se emplean normalmente imanes con magnetización paralela y un ancho de polo de alrededor de 150 grados. Los rotores de estas máquinas pueden diseñarse usando imanes montados superficialmente o interiormente.

En las Figuras 2.3 se presenta la forma de onda de FEM sinusoidal pura.

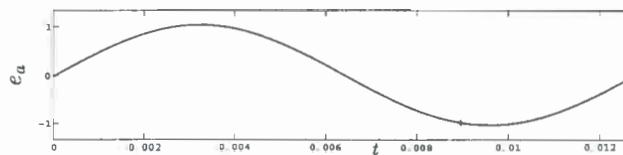


Figura 2.3: Forma de onda de FEM de la MCAIP sinusoidal.

Su correspondiente espectro en frecuencias, donde solo existe la frecuencia fundamental ($f = 80Hz$) se presenta en la Figura 2.4.

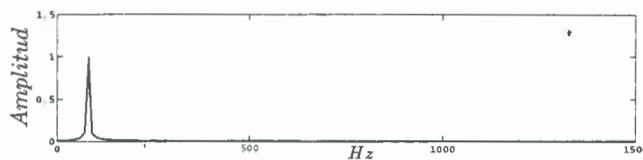


Figura 2.4: Espectro de frecuencias correspondiente a la forma de onda de la Figura 2.3.

GSIP de INVAP IVS-4500

Para la obtención de los resultados de simulación fueron utilizados los parámetros y características relevadas de la máquina INVAP IVS-4500, la que posee una forma de onda cuasi trapezoidal. Esta máquina también fue utilizada para implementar el sistema experimental con el que se validaron los resultados de simulación.

Esta máquina es de rotor exterior con un número de pares de polos $p = 8$. Los bobinados están compuestos por 6 espiras de 4 conductores en paralelo, cada bobina entra en una ranura, dejando dos ranuras libres (para las otras dos fases). La bobina que sigue de la misma fase se superpone en la ranura que entró la segunda parte de la primera bobina. Con lo cual pasan 12 alambres por ranura. En la ranura siguiente la otra fase y así.

En la Figura 2.5 se presenta la forma de onda de la FEM de del GSIP IVS-4500 la cual se relevó experimentalmente.

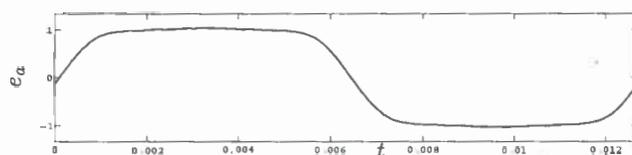


Figura 2.5: Forma de onda de FEM de la MCAIP IVS-4500.

En la Figura 2.6 se presenta el espectro de frecuencias con frecuencia fundamental ($f = 80Hz$) y los múltiplos de tercero y quinto armónico.

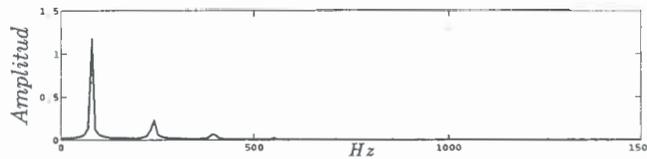


Figura 2.6: Espectro de frecuencias correspondiente a la forma de onda de la Figura 2.5.

GSIP con FEM Cuasicuadrada

Se considerará también una máquina que posee una forma de onda próxima a la cuadrada, la cual fue diseñada como parte de una tesis doctoral [7]. En esta tesis se obtuvo un modelo analítico que permite cuantificar el valor eficaz de la FEM inducida en función de las variables de diseño de la máquina y validado mediante simulaciones con el Método de Elementos Finitos (MEF).

La configuración de esta máquina de imanes permanentes es de paso fraccionario y bobinados concentrados lo cual resulta una alternativa conveniente por su densidad de potencia, la sencillez para la construcción del bobinado y principalmente con la reducción de pérdidas por efecto Joule, por la reducción del volumen de las cabezas de bobina respecto a bobinados distribuidos [49]. Además, utilizando distribución no uniforme de los dientes del estator se consigue aumentar el valor eficaz de la FEM inducida y obtener mayor contenido armónico [50] [49] [8] [9] [51].

En la Figura 2.7 se presenta la forma de onda de FEM de la máquina.

En la Figura 2.8 se observa el espectro en frecuencia de la FEM inducida de la máquina considerada.

Puede concluirse de las formas de onda presentadas que el contenido armónico aumenta a medida que la forma de onda se aproxima a la cuadrada, lo cual permite

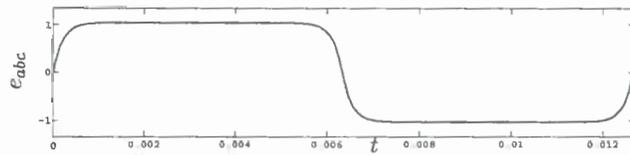


Figura 2.7: Forma de onda de FEM de la MCAIP cuasi-cuadrada.

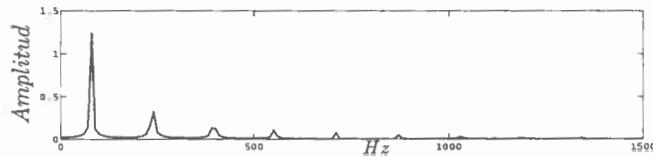


Figura 2.8: Espectro de frecuencias correspondiente a la forma de onda de la Figura 2.7.

incrementar el valor eficaz de la FEM y por consiguiente aumentar la densidad de potencia de la máquina [46].

A modo de resumen, se presenta en la Figura 2.9 las tres formas de onda que se utilizarán en el modelo de la máquina en esta tesis.

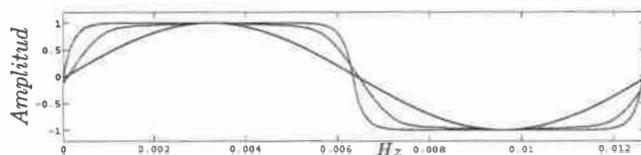


Figura 2.9: FEM: (rojo) IVS4500, (verde) *cuasi-cuadrada*, (azul) Senoidal.

En la Tabla 2.1 se presentan los porcentajes de contenido armónico de las tres formas de onda y el valor eficaz de las mismas. Se puede inferir de las curvas de FEM de la Figura 2.9 que mientras más cercana sea la FEM a una forma de onda cuadrada, mayor será su valor eficaz.

Tabla 2.1: Componentes Armónicas de la FEM (*p.u.*) y Valor Eficaz

Componente FEM	1 ^{er}	3 ^{er}	5 ^{to}	7 ^{mo}	9 ^{no}	Valor eficaz
Senoidal	1	0	0	0	0	0,707
IVS4500	1.189	0.263	0.091	0.02	0	0,8645
<i>quasi</i> -cuadrada	1.258	0.384	0.196	0.113	0.069	0,9502

2.5 Conclusiones

En este capítulo se presentó una revisión de las MCAIP según la dirección del flujo magnético, la disposición de los imanes en el rotor y la forma de onda de la fuerza electromotriz.

Luego se propuso un modelo dinámico para máquinas síncronas de imanes permanentes, este modelo es válido para máquinas con diferentes formas de onda de FEM inducida.

Por último se presentan tres diferentes formas de onda, las cuales fueron analizadas mediante la transformada de Fourier para determinar su contenido armónico. Se concluye de este análisis que mientras más cercana sea la forma de onda de FEM a una onda cuadrada, mayor será su valor eficaz y por consiguiente mayor la potencia extraíble para la misma corriente.

Estas tres formas de onda serán utilizadas en los siguientes capítulos con el fin de evaluar el desempeño de las estrategias propuestas.

Capítulo 3

Estrategias de control optimo para un GSIP con FEM arbitraria

3.1 Introducción

En este capítulo se presentan dos estrategias de control de par para máquinas de CA con imanes permanentes (MCAIP) con FEM arbitraria, basadas en el control de las corrientes de línea de la máquina. Se presenta como caso específico de estudio a un GSIP, no obstante las estrategias propuestas pueden ser utilizadas para cualquier tipo de MCAIP.

Los GSIP poseen mayor densidad de potencia, menor peso y volumen, y mayor rendimiento que otros tipos de máquinas eléctricas. Un problema que suelen presentar los GSIP es el ripple de par.

El ripple de par, es función de los valores instantáneos de las FEM y de las corrientes que circulan por la máquina, las que pueden ser controladas. De aquí surge

la hipótesis de que es posible minimizar el ripple de torque controlando las corrientes de excitación del GSIP.

Numerosas estrategias han sido propuesto con el objetivo de eliminar el ripple de par en las MCAIP [52], [53], [54], [55]. Este tipo de estrategias son fundamentales para aumentar la vida útil de los accionamientos eléctricos ya que disminuyen considerablemente las sollicitaciones mecánicas y fatigas generadas por el riple de par.

En este capítulo se presentan dos estrategias de control para MCAIP. La primera propuesta corresponde a la estrategia de control de 6 niveles ampliamente estudiada para generadores de FEM trapezoidal [56].

La segunda estrategia de control para MCAIP, que es una de las propuestas innovadoras de esta tesis, utiliza la teoría de la potencia reactiva instantánea o también conocida como teoría pq , que fue presentada por Akagi [57]. Esta teoría fue inicialmente desarrollada para filtros activos [58] y para analizar sistemas trifásicos de potencia con el objetivo de detectar problemas relacionados con armónicos, potencia reactiva y desbalance [59]. Esta teoría permite controlar la potencia reactiva de un sistema trifásico basado en mediciones instantáneas de tensión y corriente [39], [40].

La propuesta desarrollada en esta tesis utilizar la teoría pq con el objetivo de minimizar el ripple de par y las pérdidas por efecto joule en los bobinados de una MCAIP. Este capítulo está organizado de la siguiente manera, primero se analiza la estrategia de control de 6 niveles, luego se presenta una propuesta de control de par basado en la potencia reactiva instantánea. Resultados de simulación y experimentales son propuestos para validar las estrategias.

3.2 Estrategia de Control de 6 Niveles

La estrategia de control de corriente de 6 niveles es la estrategia más usada para controlar el par de una MCAIP con forma de onda de FEM trapezoidal (brushless DC machine). Consiste en ir conmutando las fases de la máquina, con la ayuda de un inversor, en una determinada secuencia en función de la posición del rotor, con el objetivo de que la corriente de excitación circule por 2 de las 3 fases de la máquina mientras que la tercera fase permanece desconectada. Además, a través de la modulación del inversor se consigue regular la amplitud de las corrientes, con lo que a su vez es posible controlar el par de la máquina con muy buena respuesta dinámica.

El algoritmo de control está basado en la definición de 6 sectores, función de la posición del rotor, tal como se ha representado en la Figura 3.1.

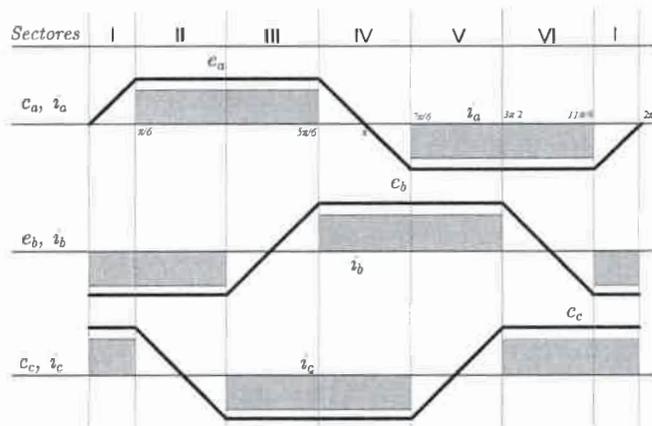


Figura 3.1: Formas de onda de fem, e_{abc} , y de corriente de fases, i_{abc} , correspondientes a un GSIP con forma de onda de FEM trapezoidal.

Considerando las formas de onda de la Figura 3.1, puede deducirse que la potencia eléctrica convertida en mecánica y viceversa puede expresarse como,

$$P = 2ie, \tag{3.1}$$

donde i y e representan la amplitud de las corrientes y la fuerza electromotriz con respecto a la posición del rotor [60]. De (3.1) puede deducirse que controlando la amplitud de la corriente es posible controlar el par y consecuentemente la potencia desarrollada por la máquina.

En la Figura 3.2 se presenta un diagrama de bloques de la estrategia de control, es necesario conocer la posición del rotor correspondiente a la transición de cada uno de los sectores de $60^\circ/p$ grados eléctricos mostrados en la Figura 3.1, donde p es el número de pares de polos. Para detectar la transición entre cada uno de los sectores pueden utilizarse sensores de efecto hall, los cuales son una solución de bajo costo. Es también posible detectar los ángulos de transición de cada uno de los sectores en función de la medición y evaluación de la FEM de los bobinados que no están conectados al inversor. Esta estrategia tiene como ventajas su sencillez y facilidad de

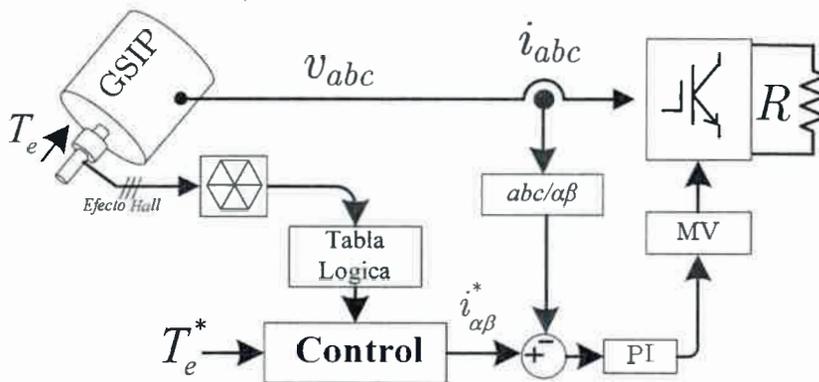


Figura 3.2: Diagrama de bloques de la estrategia de control 6 niveles.

implementación por lo cual es el método más usado en motores pequeños [61].

En los accionamientos que utilizan MCAIP de FEM trapezoidal con este esquema de control, pueden ocurrir problemas inherentes a la conmutación de las corrientes e

imperfecciones en la distribución de FEM inducida produciéndose ripple de par en el eje del generador. En aplicaciones donde se requieren bajas velocidades, esto puede llegar a ser un inconveniente [6].

3.3 Propuesta de Control de Corriente Basado en la Teoría pq

En esta sección se propone una estrategia de control de corriente para controlar el par de una MCAIP con FEM arbitraria que permite reducir las oscilaciones de par y las pérdidas por efecto Joule en los bobinados del generador. Este método está basado en la teoría de potencia reactiva instantánea [62], [63]. En la teoría de potencia reactiva instantánea se define como,

$$\begin{aligned} p &= e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta, \\ q &= e_\alpha i_\beta - e_\beta i_\alpha. \end{aligned} \tag{3.2}$$

donde p y q se denominan las potencias activas y reactivas instantáneas respectivamente. A su vez, estas potencias pueden descomponerse en sus componentes,

$$\begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p}, \\ q &= \bar{q} + \tilde{q}, \end{aligned} \tag{3.3}$$

donde, \bar{p} y \tilde{p} representan las componentes continua y oscilatoria de p , mientras que \bar{q} y \tilde{q} representan las componente continua y oscilatoria de q respectivamente.

Dado que p representa a la potencia activa, despreciando las pérdidas del generador, el par electromagnético desarrollado en el entrehierro del generador (T_e) puede

expresarse como,

$$T_e = p/\omega. \quad (3.4)$$

En función del par de referencia deseado (T_e^*) es posible despejar la potencia activa de referencia (p^*) necesaria para producirlo como

$$p^* = T_e^* \omega. \quad (3.5)$$

La potencia reactiva q , calculada según (3.2) representa la energía reactiva intercambiada en el entrehierro de la MCAIP. Como en las MCAIP el flujo es provisto por los imanes del rotor, es posible disminuir las pérdidas por efecto joule en la resistencia del estator minimizando la potencia reactiva en el entrehierro. Despreciando la energía alojada en las inductancias de dispersión del generador, puede anularse la potencia reactiva, por lo tanto,

$$q^* = \bar{q}^* + \tilde{q}^* = 0. \quad (3.6)$$

Para implementar el control de torque basado en la potencia instantánea, según (3.5) y (3.6), es posible excitar un GSIP a través de un inversor de tensión controlado en corriente, donde las referencias de corrientes se pueden obtener a partir de (2.6) y (3.2) como,

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta\omega} \begin{bmatrix} \varphi_\alpha(\theta) & -\varphi_\beta(\theta) \\ \varphi_\beta(\theta) & \varphi_\alpha(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$\Delta = \varphi_\alpha^2(\theta) + \varphi_\beta^2(\theta).$$

Puede observarse en (3.7) que esta ecuación presenta una singularidad cuando se anula la velocidad de rotación (ω). Es por este motivo que esta estrategia de control no

permite controlar el torque del GSIP cuando su velocidad es nula (rotor bloqueado), o en el instante en el cual la velocidad pasa por cero.

Reemplazando las ecuaciones (3.5) y (3.6) en (3.7) es posible generar las siguientes relaciones,

$$i_{\alpha}^* = \frac{1}{\Delta} \varphi_{\alpha}(\theta) T_e^*, \tag{3.8}$$

$$i_{\beta}^* = \frac{1}{\Delta} \varphi_{\beta}(\theta) T_e^*. \tag{3.9}$$

A partir de (3.8) y (3.9) se pueden obtener las referencias de corriente necesarias para implementar la estrategia de control propuesta.

En la figura 3.3 se han representado gráficamente las circulaciones de las diferentes componentes de las potencias instantaneas, de acuerdo con la teoría pq, en el caso de la interconexión de un GSIP.

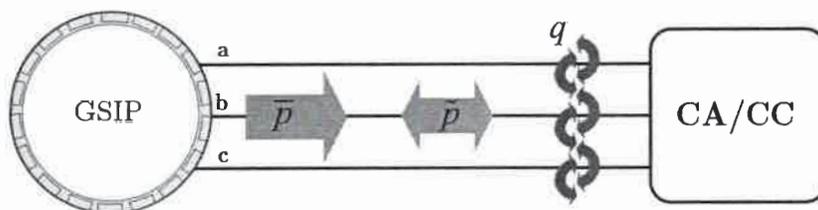


Figura 3.3: Circulaciones de las componentes de las potencias instantaneas.

En la Figura 3.4 se muestra un diagrama de bloques simplificado de la estrategia de control propuesta para el caso de 3 hilos. Puede observarse que las corrientes de estator se controlan por medio de un inversor fuente de tensión (Voltage Source Inverter, **VSI**) con un lazo de control de corriente con modulación vectorial que alimenta las fases del estator de la máquina.

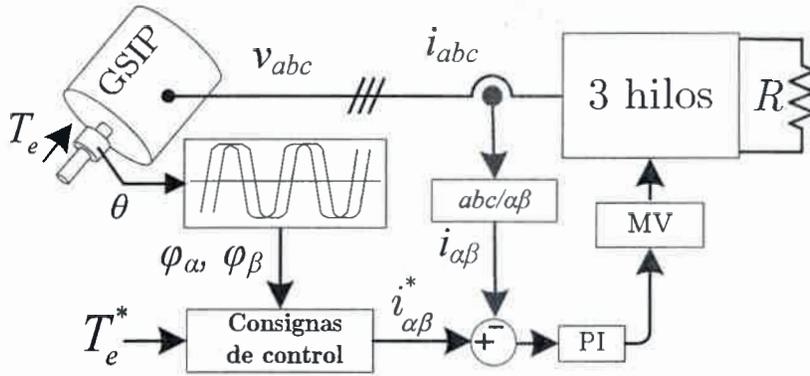


Figura 3.4: Diagrama de bloques simplificado de la estrategia de control propuesta para una interconexión de 3 hilos.

3.4 Resultados de Simulación

En esta sección se presentan resultados de simulación para tres casos de estudio, considerando un GSIP.

El primer caso de estudio consiste en un GSIP conectado a un rectificador no controlado,

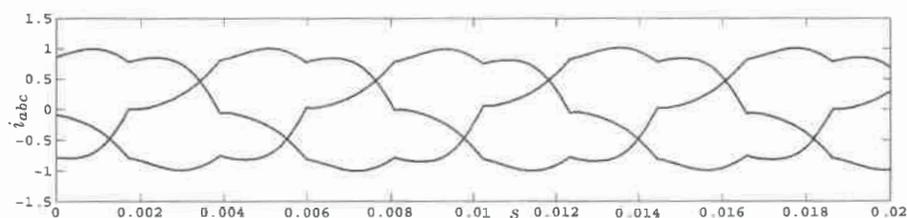
Como segundo caso de estudio se escogió un GSIP con control de corriente de 6 niveles conectado a un rectificador controlado.

Finalmente, como tercer caso se presenta un GSIP conectado a un rectificador controlado, con el control de corriente basado en la teoría pq, propuesto en esta tesis.

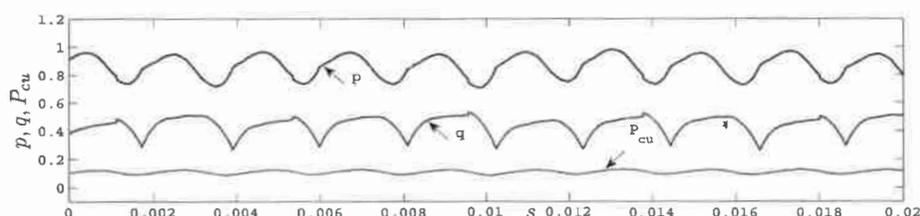
En todos los casos se considero el GSIP IVS-4500, cuya forma de onda de FEM fue presentada en la Figura 2.5.

En los resultados presentados a continuación, se presenta la evolución de las corrientes medidas y de referencia, las potencias instantáneas y las pérdidas en el cobre para los tres casos estudiados.

En la Figura 3.5 se presenta el sistema no controlado, la Subfigura 3.5(a) puede observarse la evolución de las corrientes medidas en bornes del GSIP, en la Subfigura 3.5(b) puede concluirse que para el sistema no controlado ambas potencias son pulsantes y el valor medio de la potencia reactiva es cercano al 50% de la potencia activa.



(a) Corrientes de referencia y medidas.

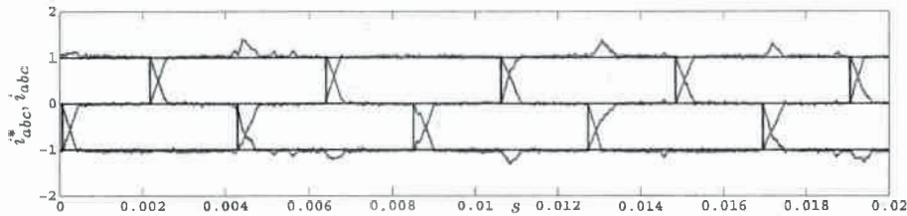


(b) Potencias instantáneas y pérdidas en el cobre.

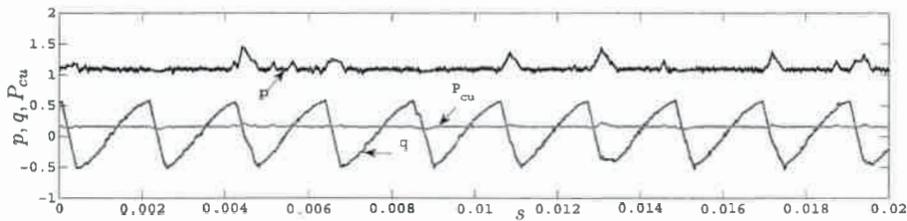
Figura 3.5: Resultados de simulación correspondientes al GSIP IVS-4500 sin control de corriente, conectado a un puente rectificador no controlado.

El la Figura 3.6 se presenta resultados para el caso de la estrategia de control de corriente de 6 niveles. En la Subfigura 3.6(a) se presentan las corrientes de referencia y medidas en bornes del MCAIP, en la Subfigura 3.6(b) puede concluirse que la potencia activa presenta pequeñas pulsaciones producto de la dinámica de la corriente y el valor medio de la potencia reactiva es inferior comparada con la del sistema no controlado.

En la Figura 3.7 presentan resultados correspondientes al control de corriente



(a) Corrientes de referencia y medidas.

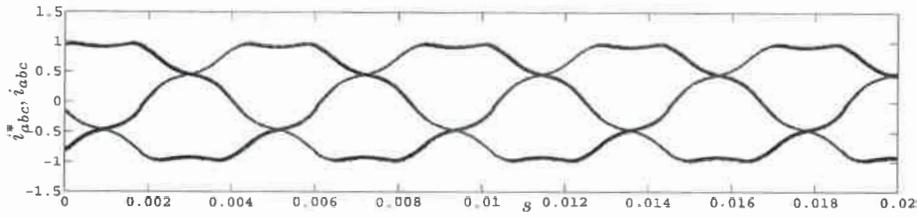


(b) Potencias instantáneas y pérdidas en el cobre.

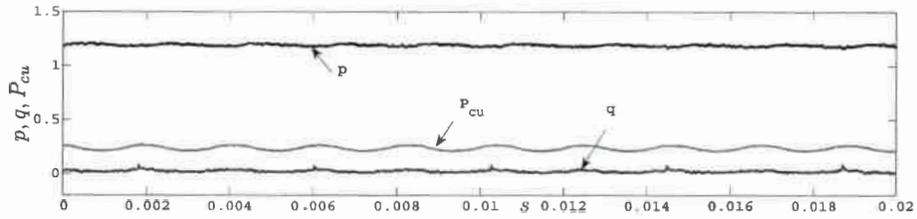
Figura 3.6: Resultados de simulación correspondientes al GSIP IVS-4500 con control de corriente de 6 niveles conectado a un puente rectificador controlado.

propuesto. En la Subfigura 3.7(a) puede observarse la evolución de las corrientes de referencia y medidas en bornes del GSIP. En la Subfigura 3.7(b) puede observarse que la potencia activa es constante y que la potencia reactiva es nula, tal como se propuso en las consignas de control. Dado que la velocidad de la máquina es constante y que además la potencia es constante puede deducirse que el par también es constante.

Por último, en las Figuras 3.5, 3.6 y 3.7 presentadas, se observa la evolución de las potencias de pérdidas para los tres casos analizados. Puede concluirse de esta figura que para el sistema sin control de corriente las pérdidas alcanzan un 18% de la potencia nominal del GSIP, con la estrategia con control de corriente de 6 niveles las pérdidas alcanzan un 15,4% mientras que con la estrategia propuesta las pérdidas se reducen a un 14%.



(a) Corrientes de referencia y medidas.



(b) Potencias instantáneas y pérdidas en el cobre.

Figura 3.7: GSIP con control de corriente basado en la teoría pq conectado a un puente rectificador controlado.

3.5 Resultados Experimentales

Con el objetivo de validar la teoría propuesta y los resultados de simulación presentados anteriormente, fue implementado un sistema experimental. Este sistema cuenta con un GSIP IVS-4500 de INVAP, con cuyos parámetros fueron obtenidos los resultados de simulación. La estrategia de control se programó en un DSP Texas Instruments TMS320F28335, en lenguaje C++. Las corrientes fueron medidas con sensores efecto Hall y luego ingresadas al DSP a través de su convertor A/D de 12 bits. Además, se midió la posición y la velocidad de la máquina mediante un encoder óptico de 1024 pulsos. En el Apéndice A se presentan más detalles respecto de la implementación del hardware y de los algoritmos de control desarrollados.

Con el objetivo de validar las estrategias de control propuestas y comparar los

resultados experimentales con los resultados de simulación obtenidos, se realizaron ensayos para los casos y condiciones analizadas en la Sección 3.4.

Debido a que el DSP no cuenta con salidas analógicas, el muestreo de las señales de corrientes de referencia, corrientes medidas y potencias instantáneas se realizó dentro del mismo DSP a la frecuencia de la interrupción, la cual está seteada en $25kHz$. Se adquirieron 512 muestras por cada señal obteniendo un tiempo de $20,48ms$ por ensayo, el cual es el mismo tiempo que se utilizó para los resultados de simulación.

En la Figura 3.8 se presentan las corrientes de referencia y medidas en variables abc . Es posible observar que las corrientes medidas siguen a las corrientes de referencia.

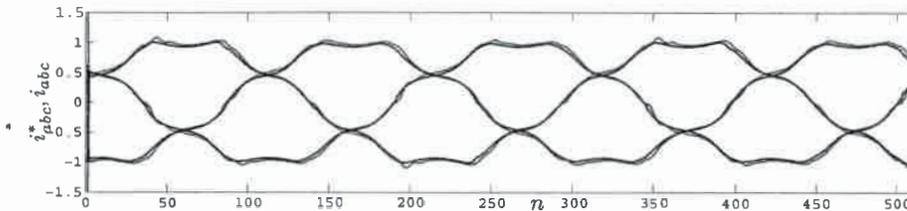


Figura 3.8: Resultados experimentales correspondientes a corrientes medidas y de referencia para 3 hilos.

En la Figura 3.9 se concluye que la estrategia basada en la teoría pq mantiene la potencia p constante y la potencia reactiva q es cercana a cero.

3.6 Conclusiones

En este capítulo se presentaron y compararon dos estrategias para controlar el par en GSIP, la primera basada en un control de corriente convencional de 6 niveles y la segunda basada en la estrategia propuesta en esta tesis, basada en la teoría de

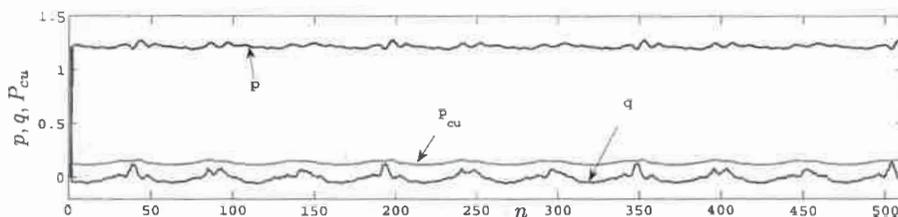


Figura 3.9: Resultados experimentales correspondientes a potencias instantáneas y pérdidas en el cobre.

potencia pq con minimización del ripple de par y de las pérdidas por efecto Joule.

Las ventajas de la estrategia de control de corriente propuesta fueron demostradas mediante resultados de simulación y experimentales, donde se comparó su desempeño con la técnica convencional y un sistema no controlado. Con ello se comprobó que el control de corriente propuesto mejora el desempeño del control de par con mínimo ripple y reduce las pérdidas por efecto joule.

Capítulo 4

Maximización de la Potencia

Desarrollada por un GSIP

4.1 Introducción

En este capítulo se propone una propuesta innovadora para maximizar la potencia desarrollada por una MCAIP. Diferentes algoritmos de optimización de control son presentados analizando la interacción entre las corrientes propuestas por las estrategias de control y diferentes formas de onda de FEM. Se presenta como caso específico de estudio a un GSIP, no obstante las estrategias propuestas pueden ser utilizadas para cualquier tipo de MCAIP.

Se propone aprovechar las corrientes de secuencia homopolar utilizando diferentes topologías de 3 y 4 hilos. Se consideraron dos topologías de 4 hilos. En la primera el centro de estrella del generador está conectado a una cuarta pierna del inversor (4hPE). En la segunda el centro de estrella del GSIP está conectado a un divisor

capacitivo (4hCC) dispuesto en la barra de CC del inversor que controla las corrientes del GSIP. Estas topologías permiten extraer potencia activa de secuencia homopolar del generador de manera tal que la potencia total extraíble del sistema es mayor que en el caso de sistemas de 3 hilos.

Con el objetivo de maximizar la potencia desarrollada por el GSIP se utilizó el método de los multiplicadores de Lagrange. Se planearon las ecuaciones como un problema de optimización restringida, donde existe una función objetivo la cual se quiere maximizar y una función de restricción la cual impone una limitación al sistema.

En el primer caso de estudio, se propuso minimizar las pérdidas en el cobre del generador con la restricción de que la potencia generada sea constante.

El segundo caso de estudio se propuso como función objetivo maximizar la potencia generada sujeta a la restricción de que la potencia de pérdida en el cobre sea constante en su valor máximo.

Los dos casos citados anteriormente fueron analizados en sistemas de 3 y 4 hilos.

Este capítulo está organizado de la siguiente manera, primero se realiza una breve introducción a la teoría de la potencia reactiva instantánea para 4 hilos, luego se propone una nueva estrategia de control para topologías de 4 hilos, luego mediante los distintos casos para realizar la optimización del sistema se calculan las corrientes de referencia, por último se muestran resultados de simulación y experimentales con el objetivo de validar de los diferentes casos propuestos.

4.2 Potencia Reactiva Instantánea para 4 hilos

La teoría de la potencia reactiva instantánea, o teoría de la potencia pq hace uso de la transformada $\alpha\beta 0$ también conocida como transformada de Clarke [48], la cual permite transformar las variables eléctricas de un sistema trifásico estacionario, variables abc , en variables equivalentes llamadas $\alpha\beta 0$, también en un marco de referencia estacionario. La transformada de Clarke puede definirse como,

$$f_{abc} = \mathbf{K}f_{\alpha\beta 0}, \quad (4.1)$$

donde

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 2/3 & 1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix}. \quad (4.2)$$

Con la ayuda de la teoría de la potencia pq , despreciando las pérdidas y la energía alojada en las inductancias de dispersión de la máquina, es posible definir las potencias activa, reactiva y de secuencia cero transferidas al entrehierro del GSIP, que pueden expresarse como,

$$\begin{aligned} p &= \frac{3}{2}(e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta), \\ q &= \frac{3}{2}(e_\beta i_\alpha - e_\alpha i_\beta), \\ p_0 &= 3(e_0 i_0). \end{aligned} \quad (4.3)$$

La potencia de secuencia cero p_0 aparece en el caso de un sistema de 4 hilos en donde el centro de estrella del generador es conectado a una cuarta pierna del inversor, para el caso de sistemas de 3 hilos la secuencia cero es nula. Cada una de las componentes de potencia definidas por (4.3) puede descomponerse en componentes continua y

oscilatoria, cuyo significado físico es el siguiente:

- *Potencia Activa instantánea:* $p = \bar{p} + \tilde{p}$

\bar{p} : es el valor medio de la potencia activa, corresponde al valor de energía transferida desde la fuente, en este caso el generador, a la carga.

\tilde{p} : es el valor oscilatorio de la potencia activa, esta potencia representa un intercambio de energía entre la fuente y la carga, pero no hay transferencia de energía neta ya que su valor medio es nulo, razón por la cual es deseable su eliminación o compensación.

- *Potencia Reactiva instantánea:* $q = \bar{q} + \tilde{q}$

\bar{q} : es el valor medio de la potencia reactiva.

\tilde{q} : es el valor oscilatorio de la potencia reactiva.

Las componentes de la potencia reactiva instantánea son energías que se intercambian entre las fases del sistema, no transfiriendo energía entre la fuente y la carga, razón por la cual también es deseable su eliminación o compensación.

- *Potencia de Secuencia cero:* $p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0$

\bar{p}_0 : es el valor medio de la potencia de secuencia cero, el cual es transferido desde la fuente a la carga. Normalmente esta potencia no es utilizada ya que representa una circulación de corriente en el neutro del sistema trifásico, generando pérdidas.

\tilde{p}_0 : es el valor oscilatorio de la potencia de secuencia cero, corresponde a la energía intercambiada entre la fuente y la carga. Dado que el valor medio de

esta energía es nulo, también es descable su eliminación o compensación.

En la figura 4.1 se han representado gráficamente las variables definidos anteriormente.

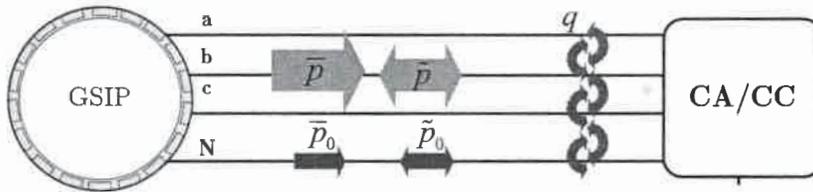


Figura 4.1: Circulaciones de las diferentes componentes de las potencias instantaneas, en el caso de la interconexión de 4 hilos de un GSIP.

Es importante resaltar que la componente continua \bar{p}_0 de la potencia homopolar no puede existir sin la presencia de la componente oscilatoria \tilde{p}_0 [59].

En la Figura 4.2 se presenta un diagrama de bloque que representa las estrategias de control propuestas para el caso de 4 hilos. Las corrientes de estator se controlan por medio de un inversor fuente de tensión (Voltage Source Inverter, **VSI**) con un lazo de control de corriente con modulación vectorial sobre las fases del estator del GSIP (el sistema de 3 hilos ya fue presentado en el capítulo 3).

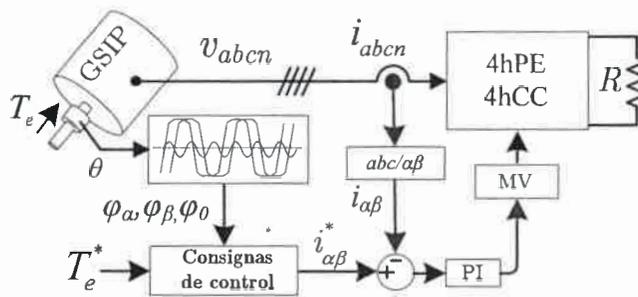


Figura 4.2: Diagrama de bloques simplificado que representa las estrategias de control para 4 hilos.

La Figura 4.3 representa las dos topologías de 4 hilos utilizadas, en una de ellas, el centro de estrella del generador está conectado a una cuarta pierna del convertidor (4hPE), mientras que en la otra topología, el centro del GSIP está conectado a un divisor capacitivo (4hCC). Estas configuraciones permiten la circulación de la corriente homopolar o de secuencia cero con el objetivo de contribuir junto con la potencia trifásica a la energía útil desarrollada por la máquina y así maximizar la potencia total desarrollada por la máquina. Además, el hecho de utilizar un VSI de cuatro piernas puede ser una ventaja en sistemas donde se quiera implementar estrategias de tolerancia a fallas [32], [64], tema que será desarrollado en el próximo capítulo.

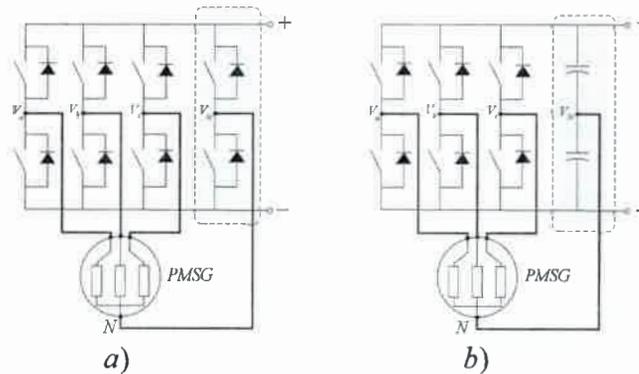


Figura 4.3: Topologías: a) 4hPE, b) 4hCC.

4.3 Maximización de la Potencia Desarrollada por un GSIP

En esta sección se presentan propuestas para maximizar la potencia desarrollada por un GSIP.

Se plantea la maximización como un problema de optimización restringida, donde existe una función objetivo la cual se quiere minimizar y una función de restricción la cual impone una limitación al sistema, se resolvió utilizando el método de los multiplicadores de Lagrange [65], el cual consiste en definir una función h que tiene la siguiente forma:

$$h(i_\alpha, i_\beta, i_0, \lambda) = f(i_\alpha, i_\beta, i_0) - \lambda[g(i_\alpha, i_\beta, i_0) = 0], \quad (4.4)$$

donde $f(i_\alpha, i_\beta, i_0)$ es la función objetivo, $g(i_\alpha, i_\beta, i_0)$ es la función restricción y λ es el multiplicador lagrangiano. El siguiente paso consiste en encontrar los máximos y mínimos para la función objetivo sujeto a la restricción, esto se logra calculando $\nabla h = 0$, es decir,

$$\frac{\partial h}{\partial x} = \frac{\partial f}{\partial x} + \lambda \frac{\partial g}{\partial x} = 0 \quad \text{con } x = i_\alpha, i_\beta, i_0, \lambda. \quad (4.5)$$

Una vez realizado el cálculo del gradiente, se obtiene un sistema de ecuaciones con cuatro incógnitas $(i_\alpha, i_\beta, i_0, \lambda)$, despejando λ y remplazándola en las ecuaciones de las corrientes es posible encontrar $(i_\alpha^*, i_\beta^*, i_0^*)$ que son las corrientes de referencia necesarias para cumplir los objetivos del criterio propuesto. Además, como la maquina utilizada en el sistema es un GSIP, el reactivo necesario para la magnetización la proveen los imanes, esto permite disminuir las pérdidas en el cobre de la maquina anulando la potencia reactiva, por lo tanto

$$q = \bar{q} + \tilde{q} = 0. \quad (4.6)$$

Esta consigna de control es aplicada a todos los casos analizados a continuación.

4.3.1 Minimización de Perdidas en el Cobre a Potencia Constante

- **Sistemas de 3 hilos**

Se propone como objetivos minimizar las perdidas en el cobre del generador con el objetivo de extraer mayor potencia en el GSIP, además este objetivo está sujeto a la restricción de que la potencia generada en la maquina sea constante, de esta manera las funciones f y g para un sistema de 3 hilos (la secuencia homopolar es cero) se puede expresar como:

$$f(i_\alpha, i_\beta) \rightarrow P_{cu} = \frac{3}{2}R(i_\alpha^2 + i_\beta^2), \quad (4.7)$$

$$g(i_\alpha, i_\beta) \rightarrow p_T = p = \frac{3}{2}(e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta). \quad (4.8)$$

Definidas la funciones objetivo y restricción y considerando la resistencia del estator R unitaria, se forma la función h como:

$$h(i_\alpha, i_\beta, \lambda) = \frac{3}{2}(i_\alpha^2 + i_\beta^2) - \lambda \left[\frac{3}{2}(e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta) - p \right], \quad (4.9)$$

calculando $\nabla h = 0$ y resolviendo el sistema de ecuaciones puede obtenerse las siguientes corrientes de referencia:

$$i_\alpha^* = \frac{e_\alpha p}{(e_\alpha^2 + e_\beta^2)}, \quad (4.10)$$

$$i_\beta^* = \frac{e_\beta p}{(e_\alpha^2 + e_\beta^2)}. \quad (4.11)$$

Recordando (2.7), la fuerza electromotriz se puede escribir como,

$$e_{\alpha\beta 0} = \omega [\varphi_{\alpha}(\theta), \varphi_{\beta}(\theta), \varphi_0(\theta)]^T. \quad (4.12)$$

Remplazando (4.12) en (4.10) y (4.11) se obtiene:

$$i_{\alpha}^* = \frac{1}{\Delta_{3h}} \varphi_{\alpha}(\theta) T_e^*, \quad (4.13)$$

$$i_{\beta}^* = \frac{1}{\Delta_{3h}} \varphi_{\beta}(\theta) T_e^*, \quad (4.14)$$

con

$$\Delta_{3h} = [\varphi_{\alpha}^2(\theta) + \varphi_{\beta}^2(\theta)]. \quad (4.15)$$

Se puede observar que las corrientes de referencia definidas por (4.13) y (4.14) son iguales a las encontradas en (3.8) y (3.9) desarrolladas en la Sección 3.3. La demostración del mínimo encontrado mediante las ecuaciones de Lagrange se desarrolla en el Apéndice B.

• Sistemas de 4 hilos

El propósito de utilizar un sistema con cuatro hilos es aprovechar las corrientes de secuencia homopolar, el criterio de optimización posee las mismas funciones objetivo y de restricción que el caso anterior de 3 hilos, solo que al considerar la corriente de secuencia cero se genera una potencia adicional p_0 que incrementa el valor de la potencia total útil generada. La potencia homopolar p_0 tiene la característica de ser pulsante, por lo que la potencia activa p deberá compensar esta pulsación para poder cumplir con la restricción de que la potencia p_T debe

ser constante. Las funciones f y g para este caso son:

$$f(i_\alpha, i_\beta, i_0) \rightarrow P_{cu} = R \frac{3}{2} (i_\alpha^2 + i_\beta^2 + i_0^2), \quad (4.16)$$

$$g(i_\alpha, i_\beta, i_0) \rightarrow p_T = p + p_0 = \frac{3}{2} (e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta) + 3e_0 i_0. \quad (4.17)$$

Considerando la resistencia del estator R unitaria, la función h queda:

$$h(i_\alpha, i_\beta, i_0, \lambda) = \frac{3}{2} (i_\alpha^2 + i_\beta^2 + i_0^2) - \lambda \left[\frac{3}{2} (e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta) + 3e_0 i_0 - p_T \right]. \quad (4.18)$$

Calculando $\nabla h = 0$ y utilizando (4.12) como en el sistema de tres hilos las ecuaciones de referencia obtenidas son las siguientes:

$$i_\alpha^* = \frac{1}{\Delta_{4h}} \varphi_\alpha(\theta) T_e^*, \quad (4.19)$$

$$i_\beta^* = \frac{1}{\Delta_{4h}} \varphi_\beta(\theta) T_e^*, \quad (4.20)$$

$$i_0^* = \frac{1}{\Delta_{4h}} \varphi_0(\theta) T_e^*, \quad (4.21)$$

con

$$\Delta_{4h} = [\varphi_\alpha^2(\theta) + \varphi_\beta^2(\theta) + 2\varphi_0^2(\theta)]. \quad (4.22)$$

4.3.2 Maximización de Potencia con Pérdida en el Cobre Constante

- Sistemas de 3 hilos

En este caso, el objetivo es maximizar la potencia del sistema, la función restricción del sistema es la potencia de pérdida del generador P_{cu} , la cual es mantenida en su valor máximo constante para el cual está diseñado el generador y la función objetivo es la potencia activa p , ambas funciones están representadas en las siguientes ecuaciones:

$$f(i_\alpha, i_\beta) \rightarrow p_T = p = \frac{3}{2}(e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta), \quad (4.23)$$

$$g(i_\alpha, i_\beta) \rightarrow P_{cu} = R \frac{3}{2}(i_\alpha^2 + i_\beta^2). \quad (4.24)$$

Considerando la resistencia del estator R unitaria, la función h queda:

$$h(i_\alpha, i_\beta, \lambda) = \frac{3}{2}(e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta) - \lambda \left[\frac{3}{2}(i_\alpha^2 + i_\beta^2) - P_{cu} \right]. \quad (4.25)$$

Realizando los cálculos y utilizando (4.12) las corrientes de referencia quedan definidas como,

$$i_\alpha^* = \varphi_\alpha \sqrt{\frac{2P_{cu}}{3\Delta_{3h}}}, \quad (4.26)$$

$$i_\beta^* = \varphi_\beta \sqrt{\frac{2P_{cu}}{3\Delta_{3h}}}, \quad (4.27)$$

con

$$\Delta_{3h} = [\varphi_\alpha^2(\theta) + \varphi_\beta^2(\theta)]. \quad (4.28)$$

La demostración del máximo encontrado mediante las ecuaciones de Lagrange se desarrolla en el Apéndice B.

- **Sistemas de 4 hilos**

En sistemas de 4 hilos puede utilizarse la corriente de secuencia cero, la cual producirá una potencia activa homopolar p_0 que aumenta el valor de la potencia activa total p_T . En el criterio anterior, el objetivo era lograr una p_T constante por lo que las potencias p y p_0 se compensaban cumpliendo con la consigna de control, en este caso, para lograr la máxima potencia las componentes oscilantes de las dos potencias \tilde{p} y \tilde{p}_0 deben estar en fase para maximizar la potencia con el costo de tener una potencia pulsante.

Las funciones objetivo y restricción para este caso quedan definidas como,

$$f(i_\alpha, i_\beta, i_0) \rightarrow p_T = p + p_0 = \frac{3}{2}(e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta) + 3e_0 i_0, \quad (4.29)$$

$$g(i_\alpha, i_\beta, i_0) \rightarrow P_{cu} = R \frac{3}{2}(i_\alpha^2 + i_\beta^2 + i_0^2). \quad (4.30)$$

Considerando la resistencia del estator R unitaria, la función h queda:

$$h(i_\alpha, i_\beta, i_0, \lambda) = \frac{3}{2}(e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta) + 3e_0 i_0 - \lambda \left[\frac{3}{2}(i_\alpha^2 + i_\beta^2 + i_0^2) - P_{cu} \right]. \quad (4.31)$$

Realizando los cálculos y utilizando (4.12), las corrientes de referencia quedan definidas como,

$$i_\alpha^* = \varphi_\alpha \sqrt{\frac{2P_{cu}}{3\Delta_{4h}}}, \quad (4.32)$$

$$i_\beta^* = \varphi_\beta \sqrt{\frac{2P_{cu}}{3\Delta_{4h}}}, \quad (4.33)$$

$$i_0^* = \varphi_0 \sqrt{\frac{2P_{cu}}{3\Delta_{4h}}}, \quad (4.34)$$

con

$$\Delta_{4h} = [\varphi_\alpha^2(\theta) + \varphi_\beta^2(\theta) + 2\varphi_0^2(\theta)]. \quad (4.35)$$

4.4 Resultados de Simulación

En esta sección se presentan resultados de simulación y se analizan los dos algoritmos presentados en la sección anterior, la Subsección 4.4.1 muestra la evolución de las corrientes de referencia y las potencias instantáneas del sistema, para esto se utilizó las características de un generador IVS4500 con FEM obtenida de resultados experimentales.

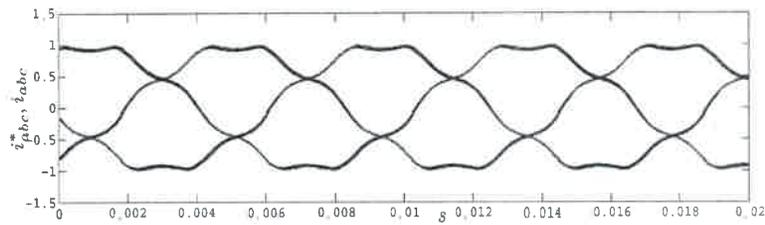
Es importante resaltar que en estas subsecciones solo se muestran resultados de los algoritmos para una de las dos topologías propuestas (4hPE o 4hCC) debido a que los resultados son muy similares, distinto es el caso para los resultados experimentales donde se analizan los resultados de las dos topologías.

En la Subsección 4.4.2 se presentan y comparan diferentes formas de onda de FEM, donde se observa que a mayor contenido armónico de secuencia cero, los sistemas de cuatro hilos producen una mayor potencia de secuencia homopolar, la que incrementa el valor de la potencia total.

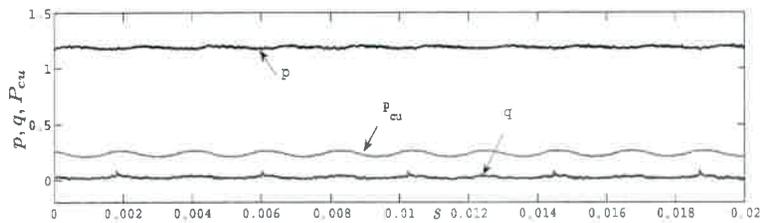
4.4.1 Análisis Temporal de las Corrientes y Potencias Instantáneas

En la Figura 4.4 se muestran resultados de la implementación del criterio de minimización de la pérdidas del GSIP con potencia constante para el caso de sistema de tres hilos. Las corrientes de referencia y medidas están presentadas en la subfigura 4.4(a) mientras que en la subfigura 4.4(b) se observa que la potencia p es constante y la potencia reactiva q es nula, cumpliendo con las consignas impuestas por el criterio

de optimización.



(a) Corrientes medidas y de referencia

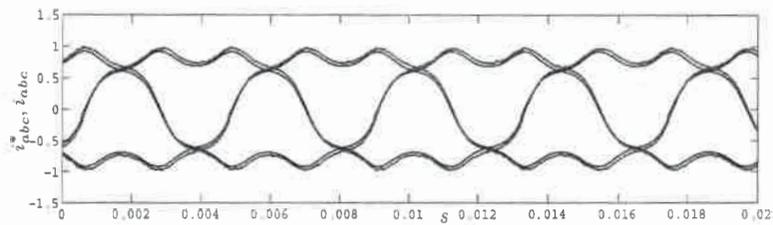


(b) Potencias instantáneas

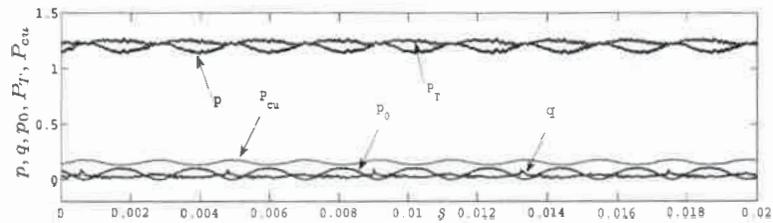
Figura 4.4: Resultados de simulación correspondientes a la minimización de pérdidas en el cobre a potencia constante

En el caso de un sistemas de cuatro hilos, las corrientes de referencia y simuladas están representadas en la subfigura 4.5(a), las potencias activas y reactiva en la subfigura 4.5(b) donde al ser un sistema de 4 hilos se observa en las graficas que aparece una potencia de secuencia cero p_0 y la suma de esta potencia con la potencia activa p da una potencia total p_T constante cumpliendo con las consignas de control, también se observa que la potencia reactiva es nula.

En las Figuras 4.6 y 4.7 se presenta el segundo criterio de optimización para sistemas de tres y cuatros hilos respectivamente, este propone maximizar la potencia manteniendo en su valor máximo la potencia de pérdida en el cobre en la maquina. En la subfigura 4.6(a) se muestra las corrientes de referencia y simuladas para este



(a) Corrientes medidas y de referencia



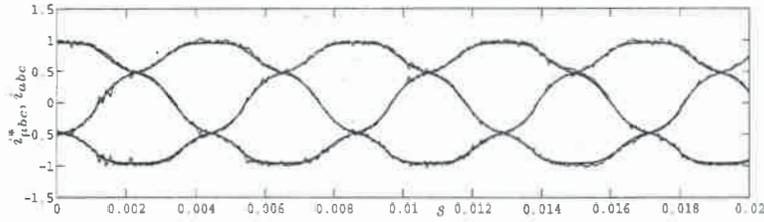
(b) Potencias instantáneas

Figura 4.5: Resultados de simulación correspondientes a la minimización de pérdidas en el cobre a potencia constante

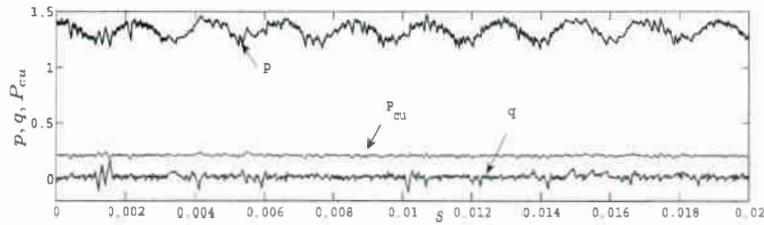
caso y las potencias en la subfigura 4.6(b) donde se observa que para potencia activa p es pulsante y la potencia reactiva q es nula. Para el sistema de 4 hilos las corrientes están representadas por la subfigura 4.7(a) y las potencias en las subfigura 4.7(b) donde se ve que aparece una potencia de secuencia homopolar p_0 que está en fase con la potencia activa p produciendo una potencia total p_T máxima.

4.4.2 Análisis de Potencia Versus FEM

La Tabla 4.1 se muestra la potencia activa media en $p.u.$ para los distintos casos propuestos y diferentes formas de onda de FEM. Los valores en $p.u.$ se calculan tomando como valores base las potencias generadas con un generador que tiene FEM con forma de onda senoidal.



(a) Corrientes medidas y de referencia



(b) Potencias instantáneas

Figura 4.6: Resultados de simulación correspondientes a la maximización de potencia con pérdida en el cobre constante

La potencia activa media (\bar{p}) se calcula como,

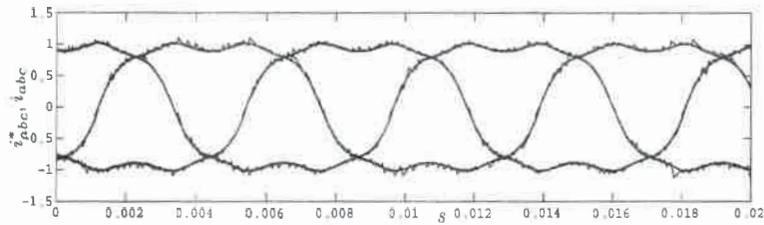
$$\bar{p} = \frac{1}{T} \int_0^T P_T dt, \quad (4.36)$$

y el valor pico a pico de la potencia total (ΔP_T) se calcula como,

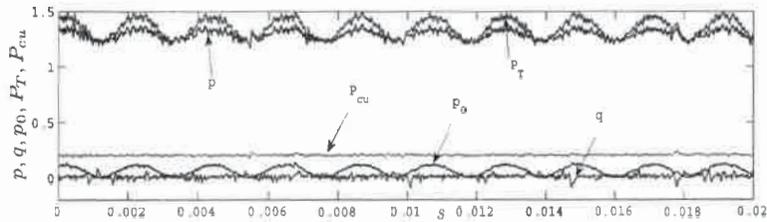
$$\Delta = \max(P_T) - \min(P_T), \quad (4.37)$$

donde T es un período completo de la onda P_T . Se tomo como valores base las potencias generadas con un generador que tiene FEM con forma de onda senoidal, la cual al no tener componentes armónicas de secuencia cero, las estrategias de 4 hilos no producen potencia de secuencia cero por lo tanto el control se comporta de la misma manera en ambas estrategias.

Los resultados de simulación del generador con FEM del IVS4500 se puede observar que con el criterio de potencia constante minimizando las pérdidas se logra



(a) Corrientes medidas y de referencia



(b) Potencias instantáneas

Figura 4.7: Resultados de simulación correspondientes a la maximización de potencia con pérdida en el cobre constante

un incremento del 19% con respecto al caso anterior en 3 hilos y con la potencia de secuencia homopolar se alcanza un 2% más en la potencia total activa, para el criterio de máxima potencia a pérdidas en el cobre constantes se incrementa un 18% para el sistema de 3 hilos y 24% con las potencias de secuencia cero, la desventaja de este criterio como se ve en las figuras 4.6 y 4.7 es que la potencia total P_T posee un ripple de 12% y 16% para sistemas de 3 y 4 hilos respectivamente. En el caso de la forma de onda de FEM cuasi-cuadrada, se observa en la Tabla 4.1 que el incremento de potencia debido a la forma de onda es de 25% aproximadamente para ambos criterios en sistemas de 3 hilos, y la ganancia de potencia debido a las potencias de secuencia homopolar es de 5% para el primer criterio y 12% para el segundo con ondulaciones de potencia de 13% y 18% respectivamente.

Tabla 4.1: Potencia activa media en p.u. para los distintos casos de FEM analizados.

FEM \ Criterio	Caso 1: 3 hilos	Caso 1: 4 hilos	Caso 2: 3 hilos	Caso 2: 3 hilos
FEM senoidal	1 p.u.	1 p.u.	1 p.u.	1 p.u.
FEM IVS4500	1.18 p.u.	1.21 p.u.	1.18 p.u.	1.24 p.u.
FEM cuasi-cuadrada	1.26 p.u.	1.31 p.u.	1.25 p.u.	1.37 p.u.

4.5 Resultados Experimentales

En esta sección se analizan resultados experimentales de los algoritmos propuestos en las Secciones 4.3.1 y 4.3.2 con las dos topologías consideradas.

Al igual que en el capítulo anterior, las variables se miden en el DSP durante un tiempo de 20,48ms, esto equivale a 512 datos muestreados a una frecuencia de 25kHz. Estos datos son almacenados en el DSP y luego son procesados con el software Matlab.

4.5.1 Algoritmo de Minimización de Perdidas en el Cobre a Potencia Constante

En la Figura 4.8 se presentan las corrientes de referencia y medidas en variables abc para el caso de 3 hilos. Este caso en particular es el mismo analizado en el Capítulo 3.

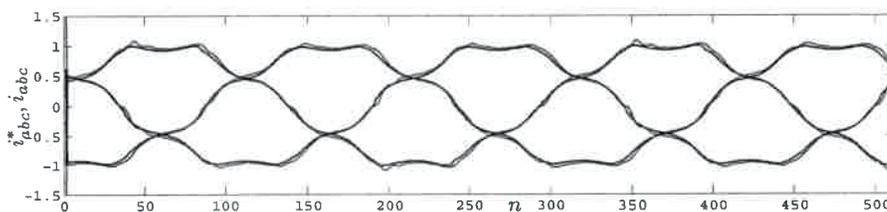


Figura 4.8: Resultados experimentales correspondientes a corrientes medidas y de referencia para 3h.

En la Figura 4.9 se concluye que la estrategia basada en la teoría pq mantiene la potencia p constante y la potencia reactiva q es cercana a cero.

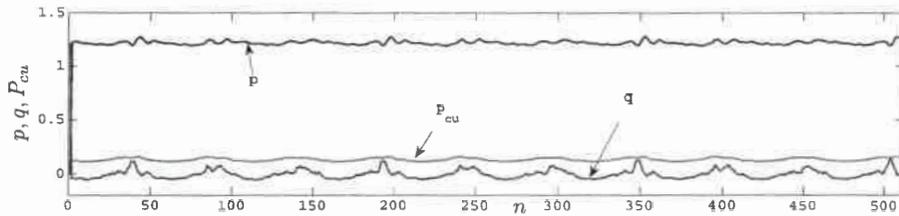


Figura 4.9: Resultados experimentales correspondientes a potencias instantáneas y pérdidas en el cobre para 3 hilos.

En la Figura 4.10 se observan las corrientes de referencia y medidas en variables abc para el caso de 4 hilos que considera la topología $4hCC$.

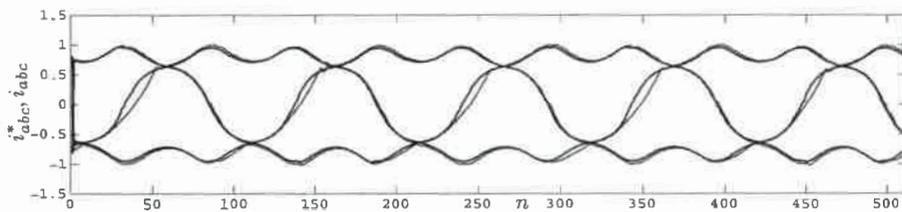


Figura 4.10: Resultados experimentales correspondientes a corrientes medidas y de referencia para $4hCC$.

La Figura 4.11 se presenta las potencias instantáneas y potencia de pérdida en el cobre, se ve que la estrategia cumple el objetivo de maximizar la potencia con la restricción que la potencia total P_T sea constante y la potencia reactiva q sea cercana a cero.

En las Figuras 4.12 y 4.13 se presentan las corrientes de referencia y medidas en variables abc y las potencias instantáneas respectivamente. En este caso la topología utilizada es la $4hPE$ que consiste en un inversor de 4 piernas. Se puede concluir de

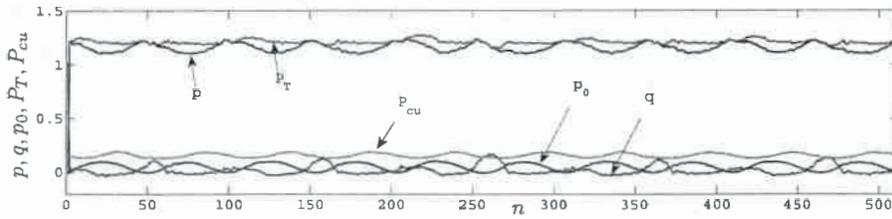


Figura 4.11: Resultados experimentales correspondientes a potencias instantáneas y pérdidas en el cobre para 4hCC.

estas Figuras que al igual que para la topología 4hCC la estrategia cumple con las consignas propuestas. También se puede observar pequeños errores entre las corrientes de referencia y medidas, los cuales se traducen en un incremento de la potencia reactiva q .

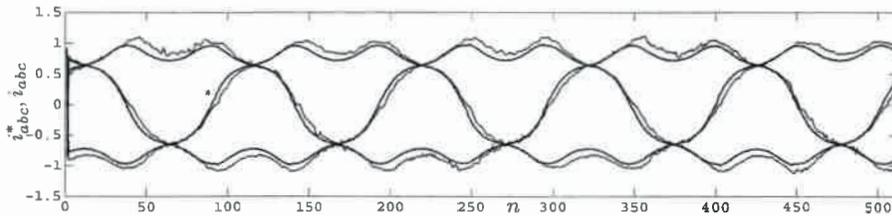


Figura 4.12: Resultados experimentales correspondientes a corrientes medidas y de referencia para 4hPE.

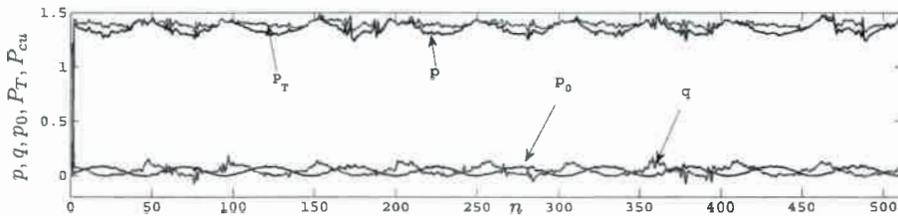


Figura 4.13: Resultados experimentales correspondientes a potencias instantáneas y pérdidas en el cobre para 4hPE.

4.5.2 Algoritmo de Maximización de Potencia con Pérdida en el Cobre Constante

En las Figura 4.14 se presentan las corrientes de referencia y medidas en variables abc para el algoritmo de maximización de potencia. Es posible observar que las corrientes medidas siguen a las corrientes de referencia.

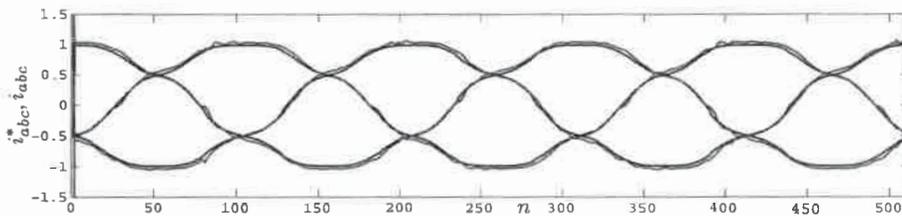


Figura 4.14: Resultados experimentales correspondientes a corrientes medidas y de referencia para 3h.

En la Figura 4.15 se presentan las potencias instantáneas, se concluye la potencia activa p está formada por la sumas de sus componentes continua \bar{p} y oscilatoria \tilde{p} , aunque esta última posee valor medio nulo. También se concluye de esta figura que la estrategia logra reducir las pérdidas obteniendo una potencia reactiva q cercana a cero.

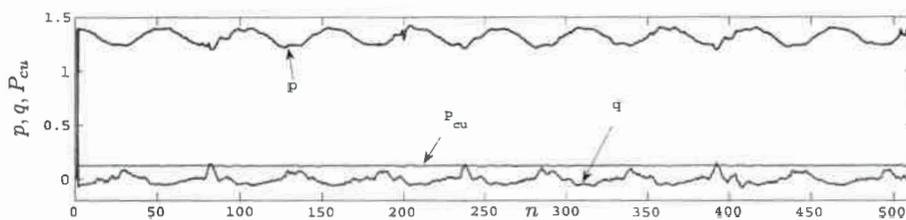


Figura 4.15: Resultados experimentales correspondientes a potencias instantáneas y pérdidas en el cobre para 3h.

En la Figura 4.16 se presentan las corrientes de referencia y medidas en variables

abc para la topología $4hCC$.

Es importante observar que para realizar los ensayos, en todos los casos se mantuvo el mismo valor pico de las corrientes, sin embargo, se puede observar en la Figura el algoritmo de máxima potencia incrementa el valor eficaz de la forma de onda de corriente, aprovechando los armónicos de la corriente de secuencia cero que circulan por el cuarto hilo.

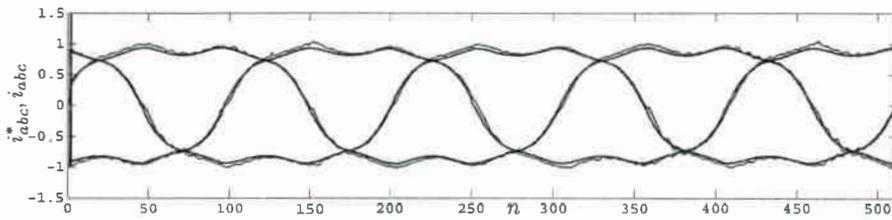


Figura 4.16: Resultados experimentales correspondientes a corrientes medidas y de referencia para $4hCC$.

En la Figura 4.17 se observa que a diferencia del algoritmo anterior, en este caso la potencia homopolar p_0 está en fase con la potencia activa p cumpliendo con la consigna de maximizar la potencia y reduciendo las pérdidas.

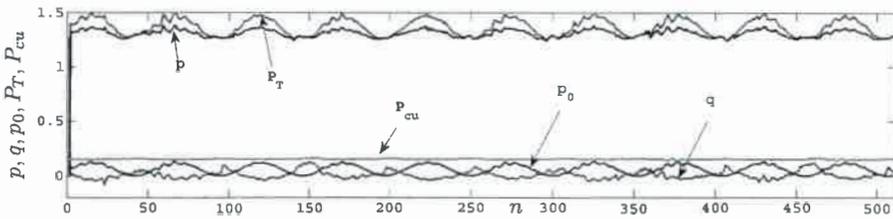


Figura 4.17: Resultados experimentales correspondientes a potencias instantáneas y pérdidas en el cobre para $4hCC$.

Por último se presentan resultados experimentales para la topología $4hPE$. las corrientes y potencias instantáneas son presentadas en las Figuras 4.18 y 4.19 respec-

tivamente. De las Figuras se puede concluir que los resultados obtenidos cumplen con el algoritmo planteado logrando maximizar la potencia con la restricción de la potencia de pérdida máxima admisible P_{cu} .

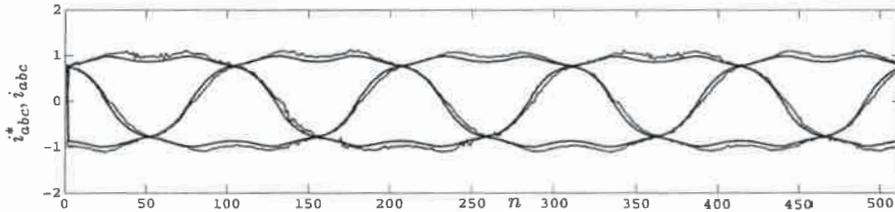


Figura 4.18: Resultados experimentales correspondientes a corrientes medidas y de referencia para 4hPE.

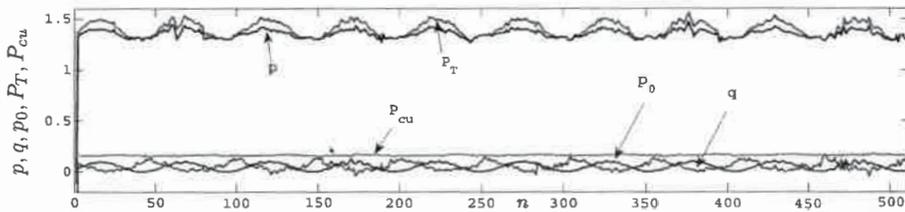


Figura 4.19: Resultados experimentales correspondientes a potencias instantáneas y pérdidas en el cobre para 4hPE.

A partir de los resultados experimentales obtenidos, se realiza la Tabla 4.2, al igual que los resultados de simulación, los porcentajes de potencia activa media obtenidos son iguales para las dos topologías utilizadas.

Se observa que con el criterio de potencia constante minimizando las pérdidas se logra un incremento del 19% con respecto a una FEM con forma de onda senoidal en 3 hilos y con la estrategia de control de 4 hilos se alcanza un 21,4% más en la potencia total activa. Para el criterio de máxima potencia a pérdidas en el cobre constantes se incrementa un 19% para el sistema de 3 hilos y 22,5% con las potencias de secuencia

zero, la desventaja de este criterio es que posee un ripple de par en la potencia total.

Tabla 4.2: Potencia activa media en p.u. para la FEM IVS4500 del prototipo experimental.

Criterio \ FEM	Caso 1: 3 hilos	Caso 1: 4 hilos	Caso 2: 3 hilos	Caso 2: 3 hilos
FEM IVS4500	1.19 p.u.	1.214 p.u.	1.19 p.u.	1.225 p.u.

4.6 Conclusiones

En este capítulo se propusieron dos algoritmos de optimización para GSIP que tienen diferentes objetivos de control, ambos fueron desarrollados para 3 y 4 hilos. Resultados de simulación y experimentales fueron presentados en diferentes topologías de 3 y 4 hilos.

El primer algoritmo propuesto en la Sección 4.3.1 es utilizada para extraer potencia continua en el eje del generador minimizando las pérdidas por efecto Joule dentro del generador.

El segundo algoritmo de control presentado en la Sección 4.3.2 es utilizado para extraer la máxima potencia media en el eje del generador manteniendo las pérdidas por efecto Joule en el cobre del generador en una valor constante igual a las pérdidas de diseño del generador.

Si bien con la segunda estrategia (4.3.2) se logra extraer mayor potencia media en comparación con la primera (4.3.1), tiene la desventaja que es oscilante lo cual se traduce en una ondulación de par en el eje del GSIP.

Capítulo 5

Tolerancia a Fallas en GSIP con Control de Corriente de 4 hilos

5.1 Introducción

La tolerancia a fallas es la capacidad que tiene un sistema para continuar operando después de una falla, hasta ser reparado en el momento oportuno sin disminuir su disponibilidad, aunque puedan degradarse sus prestaciones.

En este capítulo se propone una estrategia de control de corriente de 4 hilos para un GSIP, que incluye un algoritmo para tolerancia de fallas. Esta estrategia puede ser implementada con un inversor de 4 piernas (4hPE) o divisor capacitivo (4hCC).

Las fallas que se consideran son uno o dos transistores de la misma pierna abierta o una fase del generador abierta. Cuando ocurre una falla el sistema continúa operando con dos fases más el cuarto hilo que conecta el centro de estrella del GSIP a algunas de las dos topologías definidas. En la Figura 5.1 se presentan fallas consideradas.

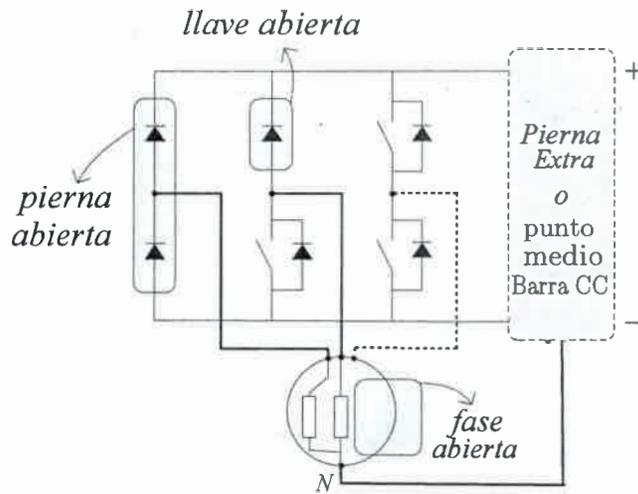


Figura 5.1: Fallas que permite tolerar el sistema propuesto.

Este sistema tolerante a fallas tiene como ventaja que el cuarto hilo está conectado de manera permanente evitando llaves adicionales. Además no es necesario reconfigurar la estrategias de control.

Este capítulo está organizado de la siguiente manera, en primer lugar se propone un sistema tolerante aplicado a la estrategia de control de corriente para GSIP desarrollada en la Sección 4.3.1. Luego se presenta un Algoritmo de Detección de Fallas (ADF) el cual es necesario para determinar la fase en falla. También propone un lazo de control de potencia para limitar las pérdidas, evitando con ello daños permanentes en el GSIP cuando ocurre una falla. Por último se proponen resultados de simulación y experimentales de las distintas fallas consideradas.

5.2 Propuesta de Tolerancia de Fallas para un GSIP con Control de Corriente

La estrategia de control de potencia depende del valor instantáneo de las corrientes y de la característica de la FEM del generador. De esta manera la potencia total transferida, P_T puede expresarse en variables abc como:

$$P_T = \hat{e}_a i_a + \hat{e}_b i_b + \hat{e}_c i_c. \quad (5.1)$$

En el caso de ocurrencia de falla en uno o dos transistores, o también en una fase del GSIP, la corriente por dicha fase será nula lo cual significa en términos de potencia transferida al entrehierro, uno de los términos de (5.1) se anula completamente.

Lo mismo sucede si la FEM de la fase con falla se anula completamente. Por ello, el objetivo de este sistema tolerante es anular la FEM de la fase en falla antes que las corrientes de referencia de la estrategia de maximización de potencia sean calculadas.

Para poder determinar cuándo ocurre una falla, se propone un Algoritmo de Detección de Fallas (ADF) que determina mediante los coeficientes K_i con $i = abc$ en que instante ocurre la falla.

En las ecuaciones presentadas en (5.2) los coeficientes K_i son obtenidos a través del ADF. Para el caso de funcionamiento normal, los coeficientes serán igual a la unidad, mientras que cuando ocurre una falla el coeficiente será cero anulando la

FEM en la fase con falla.

$$\begin{aligned} \hat{e}_a &= K_a e_a \\ \hat{e}_b &= K_b e_b \\ \hat{e}_c &= K_c e_c \end{aligned} \tag{5.2}$$

Cuando ocurre una falla, el sistema tolerante propuesto permite generar potencia constante sin transferir potencia a través de la fase bajo falla. Esta característica de funcionamiento incrementa las corrientes en las dos fases restantes y la corriente que circula por el neutro. Por este motivo un lazo de limitación de pérdidas en el cobre es propuesto para proteger el generador.

En la figura 5.2 se presenta un diagrama en bloques simplificado de la estrategia de control de corriente. Puede observarse que tanto el ADF como el lazo de limitación de pérdidas en el cobre depende de las corrientes instantáneas i_{abc} . Además se observa que el ADF actúa antes que las corrientes de referencia sean calculadas.

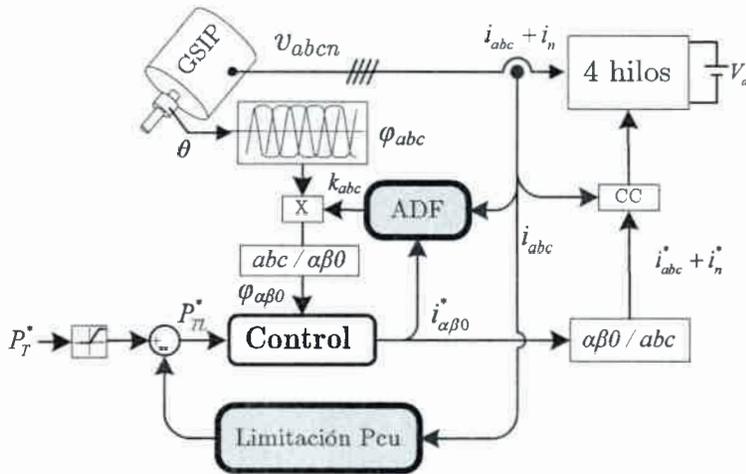


Figura 5.2: Diagrama de bloques simplificado de la propuesta tolerante a fallas.

5.2.1 Algoritmo de de Detección de Fallas (ADF)

Debido a la necesidad de conocer en qué fase se encuentra la falla, se propone un Algoritmo de Detección de Fallas (ADF) de fácil implementación que consiste en la comparación de las corrientes de referencia con las corrientes medidas en bornes del generador [66].

De esta comparación se obtienen los errores r_{abc} a los que se le aplica una transformación en un sistema de referencia estacionario desplazados 120 grados entre sí. Estas transformaciones se describen en (5.3).

$$\begin{aligned}
 T_a(0) &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} -1/2 & 1 & -1/2 \\ \sqrt{3}/2 & 0 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}, \\
 T_b(120) &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} -1/2 & -1/2 & 1 \\ -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 & 0 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}, \\
 T_c(240) &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}.
 \end{aligned} \tag{5.3}$$

El resultado de estas transformaciones son los residuos r_{1-9} , los que permiten identificar en que pierna se produce la falla. En la Figura 5.3 se presenta un esquema simplificado del algoritmo propuesto.

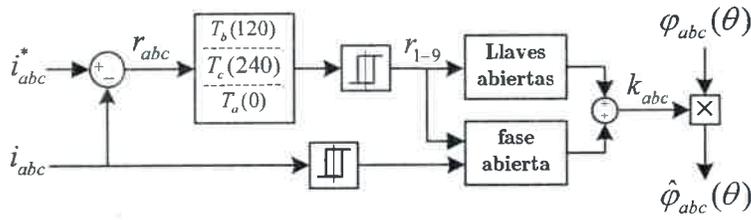


Figura 5.3: Algoritmo de detección de fallas (ADF).

Los errores r_{abc} y residuos r_{1-9} se expresan en la Tabla 5.1 donde es posible observar el comportamiento cuando ocurren las fallas y determinar en qué pierna se produce la falla.

Tabla 5.1: Residuos para los diferentes tipos de fallas.

error falla	r_a	r_b	r_c	r_1	r_2	r_3	r_4	r_5	r_6	r_7	r_8	r_9
S1 abierta	$-\Delta$	0	$+\Delta$	0	-1	0	+1	+1	0	-1	+1	0
S2 abierta	$+\Delta$	0	$-\Delta$	0	+1	0	-1	-1	0	+1	-1	0
S3 abierta	$+\Delta$	$-\Delta$	0	-1	+1	0	0	-1	0	+1	+1	0
S4 abierta	$-\Delta$	$+\Delta$	0	+1	-1	0	0	+1	0	-1	-1	0
S5 abierta	0	$+\Delta$	$-\Delta$	+1	+1	0	-1	+1	0	0	-1	0
S6 abierta	0	$-\Delta$	$+\Delta$	-1	-1	0	+1	-1	0	0	+1	0
fase a ab.	X	X	X	X	X	1	X	X	1	X	X	1
fase b ab.	X	X	X	X	X	1	X	X	1	X	X	1
fase c ab.	X	X	X	X	X	1	X	X	1	X	X	1

Debido a que para esta aplicación no es necesario conocer el signo de los coeficientes ki se reescriben (5.4) y (5.5) como funciones lógicas obteniendo las siguientes funciones:

Funciones para fallas en llaves abiertas:

$$\begin{aligned}
 k_{a1} &= (r_1 \oplus r_2)\bar{r}_3, \\
 k_{b1} &= (r_4 \oplus r_5)\bar{r}_6, \\
 k_{c1} &= (r_7 \oplus r_8)\bar{r}_9.
 \end{aligned}
 \tag{5.4}$$

Funciones para fallas en fase abierta:

$$\begin{aligned}
 k_{a2} &= (r_3 \oplus i_a)r_3, \\
 k_{b2} &= (r_6 \oplus i_b)r_6, \\
 k_{c2} &= (r_9 \oplus i_c)r_9,
 \end{aligned}
 \tag{5.5}$$

concluyendo,

$$\begin{aligned}
 k_a &= k_{a1} + k_{a2}, \\
 k_b &= k_{b1} + k_{b2}, \\
 k_c &= k_{c1} + k_{c2}.
 \end{aligned}
 \tag{5.6}$$

Lo cual puede representarse de la siguiente manera por cada fase:

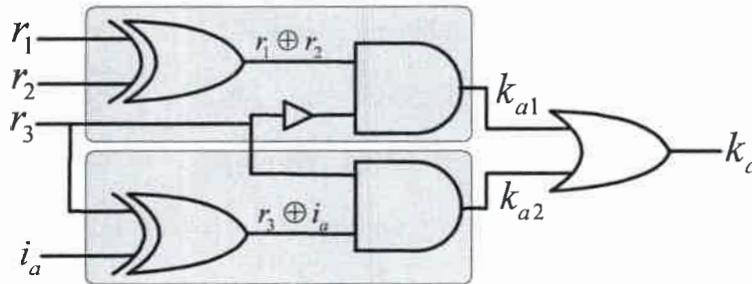


Figura 5.4: Algoritmo de Detección de Fallas (ADF).

5.2.2 Limitación de Pérdidas en el Cobre P_{cu}

En un GSIP la máxima capacidad de generación está limitada por su capacidad térmica, es decir por las pérdidas. Cuando una falla ocurre, se produce un aumento

en la magnitud de las corrientes y consecuentemente un incremento de las pérdidas. En estos casos es posible proteger al generador limitando las pérdidas en el cobre, P_{cu} , en su valor nominal. Para ello se propone implementar un lazo de control de potencia con limitación de pérdidas como el que se muestra en la Figura 5.5.

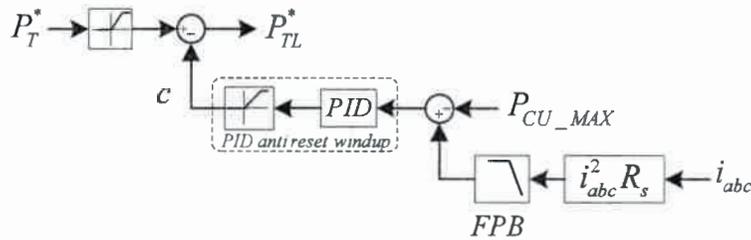


Figura 5.5: Lazo de control para limitar las P_{cu} .

Las pérdidas en el cobre, (P_{cu}), única pérdida considerada en esta tesis, es calculada a partir de las corrientes medidas en bornes del generador. Dado que en el caso particular del algoritmo implementado, estas pérdidas presentan un comportamiento oscilatorio, se hace pasar esta señal por un filtro pasa bajo (FPB) para obtener el valor medio de la potencia de pérdida. Este valor medio es comparado con las pérdidas nominales de la máquina, (P_{cu_MAX}), máximas pérdidas admitidas por el generador. El resultado de la comparación ingresa a un controlador PID con anti-reset windup con el objetivo de limitar su salida entre cero y el valor de potencia nominal del generador. Por otro lado, ingresa la consigna de potencia total solicitada al generador, limitada en el valor nominal del generador, a la cual se le resta la salida del PID. El resultado es la consigna de potencia limitada en función de las pérdidas. Si las pérdidas superan a su valor nominal la consigna de potencia será limitada.

5.3 Resultados de Simulación

En esta sección son presentados resultados de simulación con el objetivo de validar el comportamiento de la estrategia de control ante la ocurrencia de fallas.

Debido a que los resultados son similares para los diferentes tipos de fallas, un solo caso es presentado en simulación. Se presentan la evolución de las corrientes y potencias instantáneas cuando se produce la apertura de los dos transistores de una misma pierna.

No es el caso de los resultados experimentales (Sección 5.4), donde se ensayaron dos casos de falla.

5.3.1 Condición de Falla: Dos transistores de la misma pierna abierta

En esta subsección se analizan las formas de onda de las potencias correspondiente a una falla por apertura de dos llaves de la misma pierna.

Se simuló el sistema en condición sana y en el instante $t = 0,01s$ se aplicó la falla de apertura de llaves. En la Figura 5.6 y 5.7 se presentan la evolución de las corrientes y potencias instantáneas del sistema respectivamente.

Se puede concluir de las Figuras que cuando se anula la potencia transferida por una fase, la corriente de secuencia cero incrementa su magnitud al igual que las fases sin falla para compensar el sistema.

De la Figura 5.7 se puede inferirse que la potencia total (P_T) se mantiene constante, inclusive durante la falla.

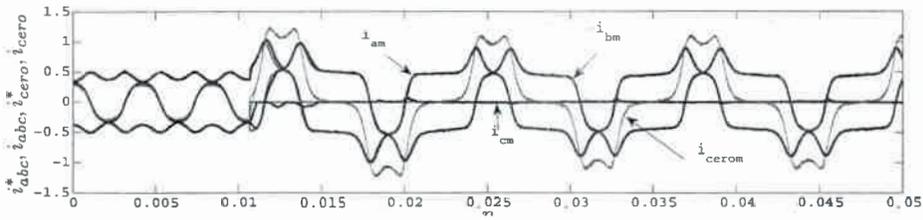


Figura 5.6: Resultados de simulación correspondientes a corrientes medidas y de referencias con la topología 4hPE.

Durante la falla la potencia total P_T presenta una reducción debido a la acción del lazo de limitación de potencia en función de las pérdidas, descrito en la Sección 5.2.2, demostrando la tolerancia del sistema implementado a este tipo de fallas.

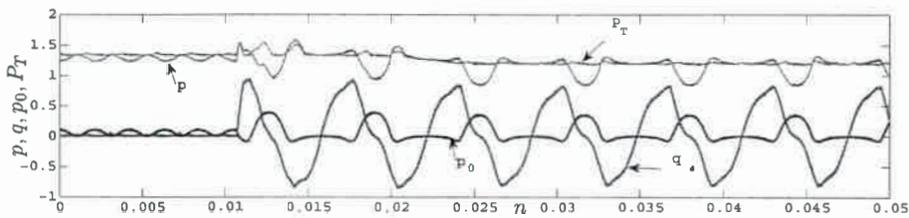


Figura 5.7: Resultados de simulación correspondientes a las potencias instantáneas para 4hPE.

En las Figuras 5.8 y 5.9 se observan las corrientes y potencias instantáneas cuando la topología es 4hCC, también para este caso la falla se aplica en el instante $t = 0,01s$.

Al igual que en la topología 4hPE, la potencia total, P_T , muestra una reducción debido a la acción del lazo de limitación de potencia en función de las pérdidas, demostrándose con esto la tolerancia del sistema implementado a este tipo de fallas.

Se puede observar que la potencia total (P_T) presenta pequeñas oscilaciones. Estas pulsaciones son proporcionales a los valores de capacidad que se tienen en las barras de CC, a mayor valor de capacidad, menor serán las pulsaciones. Para las simulaciones

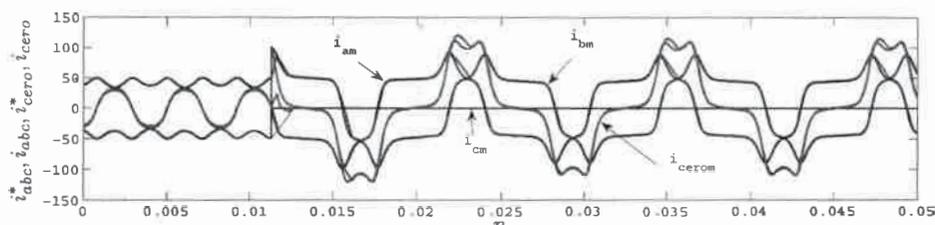


Figura 5.8: Resultados de simulación correspondientes a corrientes medidas y de referencias con la topología 4hCC.

se utiliza el mismo valor que el prototipo experimental, que es conformado por un banco con dos capacitores en serie de $4700\mu F$.

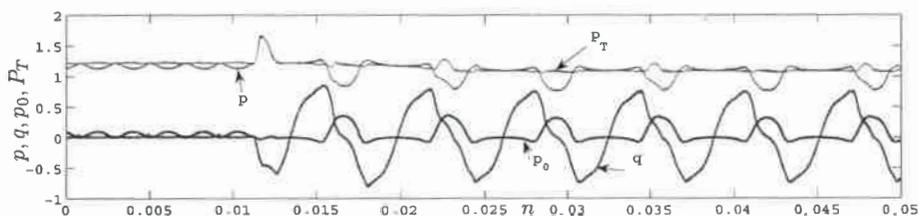


Figura 5.9: Resultados de simulación correspondientes a las potencias instantáneas para 4hCC.

5.4 Resultados Experimentales

En esta sección se presentan resultados experimentales para la falla cuando los dos transistores de la misma pierna están abiertos. Esta falla es evaluada con las dos topologías consideradas en esta tesis.

Para obtener los resultados experimentales se almacenaron 1024 datos muestreados a una frecuencia de $25kHz$ por variable. Debido a la limitación de memoria del DSP, los resultados para cada caso se adquieren en dos ensayos, primero se adquieren las corrientes medidas y de referencia y luego las potencias instantáneas.

5.4.1 Condición de Falla: Dos Transistores de la misma Pierna Abierta

En esta subsección se presentan resultados experimentales del sistema funcionando en condición normal y en el instante $t = 17,15ms$ ocurre la falla. Para ensayar este caso, se utilizó un botón pulsador conectado a una entrada digital del DSP, la activación de esta entrada permite bloquear el disparo de las dos llaves de una pierna del inversor.

En las Figuras 5.10 y 5.11 se ensayó el sistema con la topología 4hPE. Se presentan la evolución de las corrientes medidas i_{abc} y las potencias instantáneas respectivamente.

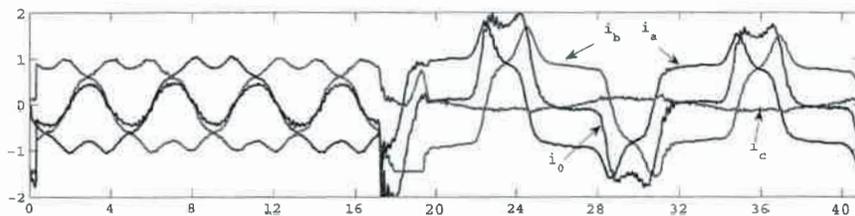


Figura 5.10: Resultados experimentales correspondientes a corrientes de referencia para 4hPE.

Se puede concluir de la Figura 5.11 que el sistema continúa funcionando con potencia total P_T constante. También se observa el incremento de las pérdidas en el cobre producen un incremento de la potencia reactiva q y que el lazo de limitación de potencia de pérdidas actúa una vez ocurrida la falla.

Cuando la topología implementada es 4hCC, la evolución de las corrientes y potencias instantáneas se presentan en las Figuras 5.12 y 5.13 respectivamente. Se puede observar en la Figura 5.13 aparece una pequeña pulsación en la potencia total

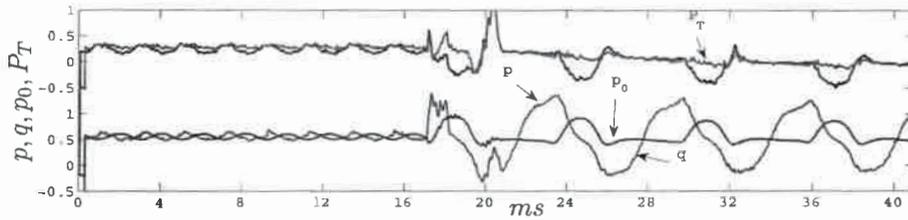


Figura 5.11: Resultados experimentales correspondientes a potencias instantáneas para 4hPE.

P_T debido a la corriente que continúa circulando por los diodos de la pierna en falla.

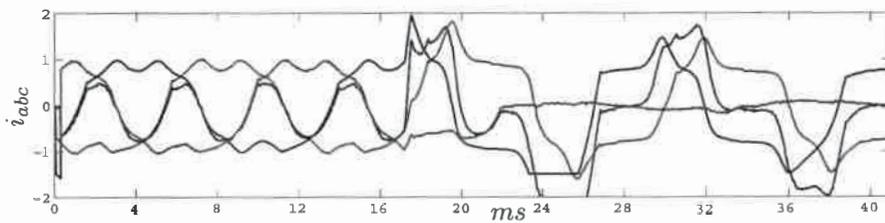


Figura 5.12: Resultados experimentales correspondientes a corrientes de referencia para 4hCC.

Como se menciona en los resultados de simulación, estas pulsaciones son pequeñas consecuencia de contar con un banco de capacitores con elevado valor de capacidad.

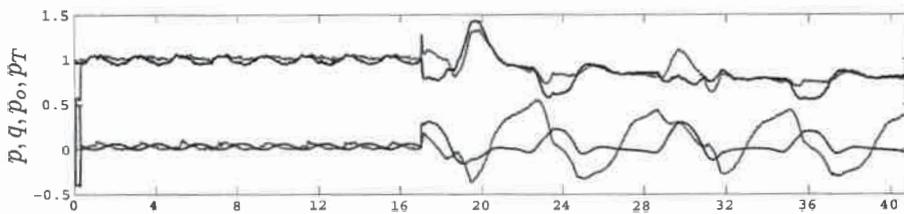


Figura 5.13: Resultados experimentales correspondientes a potencias instantáneas para 4hCC.

Por consiguiente, se puede concluir de los resultados experimentales, que para el prototipo desarrollado, el sistema tolerante se comporta de manera similar para ambas topologías.

5.5 Conclusiones

En este capítulo se propuso una estrategia tolerante a fallas en GSIP. La misma fue implementada en dos diferentes topologías de 4 hilos, la primera con el centro de estrella del generador conectado a una cuarta pierna de semiconductores de potencia, 4hPE, y la segunda el centro de estrella del generador conectado a un divisor capacitivo, 4hCC.

La estrategia propuesta tiene la ventaja de no necesita reconfigurar ni la topología de potencia ni la estrategia de control cuando ocurre una falla.

Los resultados de simulación y experimentales presentados demuestran que en funcionamiento normal (en condición sana) es posible extraer potencia nominal constante en el eje del generador y minimizar las pérdidas en el cobre de la máquina, tanto para la topología 4hPE como para la 4hCC.

Se propuso un algoritmo de detección de fallas de fácil implementación que no requiere sensores de medición adicionales, sin embargo se comprobó mediante resultados de simulación que el ADF es sensible a grandes variaciones instantáneas de velocidad y par.

En condición de falla los resultados permitieron verificar que para ambas topologías de potencia es posible limitar la potencia máxima de pérdidas usando el algoritmo de control, con el objetivo de proteger la vida útil del generador.

Por otro lado, pudo concluirse que durante las condiciones de falla la estrategia propuesta usando la topología 4hPE permite mantener la potencia activa total constante mientras que la topología 4hCC presenta pequeñas oscilaciones en esta potencia, consecuentemente oscilaciones en el par de la máquina, lo que puede producir

estrés y fatiga mecánica.

Capítulo 6

Conclusiones y Trabajos Futuros

6.1 Conclusiones

El objetivo de este trabajo fue contribuir al desarrollo de estrategias de control del flujo de energía en generadores síncronos de imanes permanentes con FEM arbitraria.

Inicialmente, en el Capítulo 1 se realizó un estudio del estado del arte de los temas involucrados en esta tesis, planteando los objetivos generales y particulares. Se ha puesto especial interés en diferentes problemáticas de control tales como, la minimización del ripple de par, la maximización de la densidad de potencia y la tolerancia a fallas.

En el Capítulo 2, se presentó y analizó un modelo dinámico de máquina síncrona de imanes permanentes. Este modelo es válido para máquinas con diferentes formas de onda de FEM inducida. Se propusieron tres formas de onda de FEM que posteriormente fueron usadas para evaluar las propuestas de control.

El Capítulo 3 propone una estrategia de control de par basada en la teoría de la

potencia reactiva instantánea para sistemas de 3 hilos. Esta estrategia tiene como objetivo la minimización del ripple de par y de las pérdidas por efecto Joule.

Las ventajas de la estrategia de control de corriente propuesta fueron demostradas mediante resultados de simulación y experimentales, donde se comparó su desempeño con la técnica convencional de 6 niveles y un sistema no controlado. Con ello se comprobó que el control de corriente propuesto mejora el desempeño del control eliminando ripple en el par y reduciendo las pérdidas por efecto joule a un 14% de la potencia nominal del generador.

En el Capítulo 4, se propone una innovadora estrategia de control de par para sistemas de 4 hilos, esta estrategia tiene como objetivo maximizar la densidad de potencia del GSIP.

La estrategia de control propuesta utiliza una topología de 4 hilos que permite aprovechar la circulación de las corrientes de secuencia cero.

Dos topologías de 4 hilos fueron evaluadas. En una de ellas, el centro de estrella del generador está conectado a una cuarta pierna del convertidor, mientras que en la otra topología, el centro del GSIP está conectado a un divisor capacitivo.

Se plantearon dos algoritmos de control. El primer algoritmo propuesto es utilizado para extraer potencia continua en el eje del generador minimizando las pérdidas por efecto Joule dentro del generador.

El segundo algoritmo de control es utilizado para extraer la máxima potencia media en el eje del generador manteniendo las pérdidas por efecto Joule en el cobre del generador en un valor constante igual a las pérdidas de diseño del generador.

Se obtuvieron resultados de simulación y experimentales de los dos algoritmos

propuestos. Se puede concluir que mediante estos algoritmos es posible incrementar la potencia para la misma máquina en un 3% con potencia constante y 6% con potencia máxima aprovechando la corriente homopolar. Es importante resaltar, que esta potencia incrementada puede ser mayor, en caso de contar con una MCAIP con una FEM cuasicuadrada.

Otra conclusión es que si bien con el segundo algoritmo de control se logra extraer mayor potencia media en comparación con el primero, tiene la desventaja que es oscilante lo cual se traduce en una ondulación de par en el eje del GSIP de un 15% de la potencia nominal.

En el capítulo 5 se planteó aprovechar las topologías de 4 hilos para proponer un sistema tolerante a fallas usando la misma la estrategia de control de par constante desarrollada en el Capítulo 4. Esta estrategia fue implementada en las dos topologías de 4 hilos utilizadas. Las fallas que permite tolerar son uno o dos transistores abiertos de la misma pierna o una fase del GSIP abierta.

La estrategia tolerante propuesta tiene la ventaja que no necesita reconfigurar ni la topología de potencia ni la estrategia de control cuando ocurre una falla.

Se definieron como objetivos del sistema de generación mantener la potencia constante, minimizar las pérdidas en el cobre de la máquina y limitar las pérdidas máximas, inclusive durante una falla.

Un Algoritmo de Detector de Fallas (ADF) fue propuesto con el fin de determinar en qué fase se produce la falla, la identificación de la fase en falla se realiza mediante la comparación de las corrientes medidas y de referencia.

Además se propuso un lazo de limitación de pérdidas en el cobre con el objetivo

de proteger al GSIP.

Se obtuvieron resultados de simulación y experimentales en condiciones de falla. Estos resultados permitieron verificar que para ambas topologías es posible limitar la potencia máxima de pérdidas usando el algoritmo de control, con el objetivo de proteger la vida útil del generador. Por otro lado, pudo concluirse que durante las condiciones de falla la estrategia propuesta usando la topología 4hPE permite mantener la potencia activa total constante mientras que la topología 4hCC presenta pequeñas oscilaciones en esta potencia, consecuentemente oscilaciones en el par del generador, lo que puede producir estrés y fatiga mecánica.

6.2 Trabajos Futuros

A continuación se proponen algunos temas que se derivan del trabajo realizado en esta tesis, y que pueden formar parte de futuras propuestas de trabajo:

Un tema de interés resulta de los resultados experimentales obtenidos en esta tesis, en los cuales es posible observar pequeños errores en el control de corriente, realizado en el marco de referencia $\alpha\beta 0$.

Si bien lo más conveniente para una buena regulación de los controladores PI es realizarlo con variables constantes o lentamente variantes, en los casos donde las corrientes son senoidales, un referencial síncrono con la velocidad del rotor sería una mejor solución. Sin embargo, cuando las corrientes no son sinusoidales, los componentes de frecuencia diferente a la fundamental aún resultan variables. En [67] se propone un cambio de variables que permite el control del GSIP de manera análoga a un control vectorial. Sería interesante extender esta propuesta a sistemas de 4 hilos

y aplicarla a las estrategias propuestas en esta tesis.

Otra característica en las propuestas presentadas en esta tesis, está dada en la información de la forma de onda de la FEM del GSIP, la cual es almacenada en una tabla. Sin embargo, resulta interesante estudiar la posibilidad de proponer estrategias de observación que permitan estimar la FEM inducida del generador, sin emplear sensores mecánicos de posición o velocidad. Además, mediante las estrategias de estimación, es posible tener en cuenta la variación de los parámetros durante el funcionamiento de la máquina.

Por último, en el sistema tolerante a fallas, se propuso un Algoritmo de Detección de Fallas (ADF), que es de fácil implementación y consiste en la comparación de las corrientes medidas y sus referencias. Sin embargo, mediante resultados de simulación se pudo observar que es sensible a los grandes cambios instantáneos de velocidad y par. Es por esto que sería interesante estudiar y proponer nuevos algoritmos/sistemas de detección de fallas [68].

Referencias

- [1] S. Bull, "Renewable energy today and tomorrow," *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, no. 8, pp. 1216 –1226, aug 2001.
- [2] M. Whittingham, "History, evolution, and future status of energy storage," *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, no. Special Centennial Issue, pp. 1518 –1534, 13 2012.
- [3] R. Wallace and D. Taylor, "Low-torque-ripple switched reluctance motors for direct-drive robotics," *Robotics and Automation, IEEE Transactions on*, vol. 7, no. 6, pp. 733 –742, dec 1991.
- [4] D. Xu and Y. Gao, "An approach to torque ripple compensation for high performance pmsm servo system," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 5, june 2004, pp. 3256 – 3259 Vol.5.
- [5] Z. Bingyi, F. Guihong, W. Fengxiang, W. Yiquan, W. Lifeng, L. Yan, and Z. Yu, "Optimized design of inner potential waveform of pmsm for low-speed high-torque drive systems," in *Power System Technology, 2002. Proceedings. Power-Con 2002. International Conference on*, vol. 2, 2002, pp. 1204 – 1209 vol.2.
- [6] H. Geng, D. Xu, B. Wu, and G. Yang, "Active damping for pmsg-based wecs with dc-link current estimation," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 4, pp. 1110 –1119, april 2011.
- [7] C. Ruschetti, "Diseño y análisis de máquinas eléctricas de imanes permanentes," Ph.D. dissertation, Universidad Nacional de Río Cuarto, Argentina, 2012.
- [8] S. P. Cheng and C. C. Hwang, "Design of high-performance spindle motors with single-layer concentrated windings and unequal tooth widths," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 2, pp. 802 –804, feb. 2007.
- [9] J. Xia, T. Dong, C. Wang, and J. Zhao, "Low speed high torque pmsm design based on unequal teeth structure," in *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*, oct. 2008, pp. 3274 –3277.

- [10] R. Lyra and T. Lipo, "Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 5, pp. 1351 – 1360, sep/oct 2002.
- [11] L. De Lillo, L. Empringham, P. Wheeler, S. Khwan-on, C. Gerada, M. Othman, and X. Huang, "Multiphase power converter drive for fault-tolerant machine development in aerospace applications," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 2, pp. 575 –583, feb. 2010.
- [12] L. De Lillo, P. Wheeler, L. Empringham, C. Gerada, and XiaoyanHuang, "A power converter for fault tolerant machine development in aerospace applications," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th*, sept. 2008, pp. 388 –392.
- [13] F. Mekri, S. Ben Elghali, and M. E. H. Benbouzid, "Fault-tolerant control performance comparison of three- and five-phase pmsg for marine current turbine applications," *Sustainable Energy, IEEE Transactions on*, vol. PP, no. 99, pp. 1 –9, 2012.
- [14] H. Polinder, H. Lendenmann, R. Chin, and W. Arshad, "Fault tolerant generator systems for wind turbines," in *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International*, may 2009, pp. 675 –681.
- [15] T. Jahns and W. Soong, "Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet ac motor drives—a review," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 2, pp. 321 –330, apr 1996.
- [16] R. Islam, I. Husain, A. Fardoun, and K. McLaughlin, "Permanent-magnet synchronous motor magnet designs with skewing for torque ripple and cogging torque reduction," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 1, pp. 152 –160, jan.-feb. 2009.
- [17] C. Borghi, D. Casadei, A. Cristofolini, M. Fabbri, and G. Serra, "Minimizing torque ripple in permanent magnet synchronous motors with polymer-bonded magnets," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 2, pp. 1371 –1377, mar 2002.
- [18] D. Hanselman, "Minimum torque ripple, maximum efficiency excitation of brushless permanent magnet motors," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 3, pp. 292 –300, jun 1994.
- [19] J. Hung and Z. Ding, "Design of currents to reduce torque ripple in brushless permanent magnet motors," *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, vol. 140, no. 4, pp. 260 –266, jul 1993.

- [20] H. Jia, M. Cheng, W. Hua, W. Zhao, and W. Li, "Torque ripple suppression in flux-switching pm motor by harmonic current injection based on voltage space-vector modulation," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 6, pp. 1527–1530, june 2010.
- [21] K. Gulez, A. Adam, and H. Pastaci, "A novel direct torque control algorithm for ipmsm with minimum harmonics and torque ripples," *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, vol. 12, no. 2, pp. 223–227, april 2007.
- [22] W. Qian, S. Panda, and J.-X. Xu, "Torque ripple minimization in pm synchronous motors using iterative learning control," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 2, pp. 272–279, march 2004.
- [23] W. Qian, S. Panda, and J. Xu, "Reduction of periodic torque ripples in pm synchronous motors using learning variable structure control," in *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, vol. 2, nov. 2002, pp. 1032–1037 vol.2.
- [24] B. Stumberger, G. Stumberger, A. Hamler, M. Trlep, M. Jesenik, and V. Gorican, "Increasing of output power capability in a six-phase flux-weakened permanent magnet synchronous motor with a third harmonic current injection," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 5, pp. 3343–3345, sept. 2003.
- [25] W.-S. Im, J.-P. Kim, J.-M. Kim, and K.-R. Baek, "Torque maximization control of 3-phase bldc motors in the high speed region," *Journal of Power Electronics (JPE)*, vol. 10-6-19, 2010.
- [26] F. Meinguet, E. Semail, and J. Gyselinck, "Enhanced control of a pmsm supplied by a four-leg voltage source inverter using the homopolar torque," in *Electrical Machines, 2008. ICEM 2008. 18th International Conference on*, sept. 2008, pp. 1–6.
- [27] F. Tahami, H. Nademi, and M. Rezaei, "A high-performance vector-controlled pmsm drive with maximum torque per ampere operation," in *Power and Energy Conference, 2008. PECon 2008. IEEE 2nd International*, dec. 2008, pp. 254–258.
- [28] ———, "Maximum torque per ampere control of permanent magnet synchronous motor using genetic algorithm," *TELKOMNIKA*, vol. 9, no. 2, pp. 237–244, 2011.
- [29] A. R. S. Schwab, H. Klöpper, and I. Ramesohl, "Reliability evaluation of a permanent magnet synchronous motor drive for an automotive application," in *Proc. Conf. Rec. Eur. Power Electron. Appl., Toulouse, France., 2003*.

- [30] R. Errabelli and P. Mutschler, "Fault-tolerant voltage source inverter for permanent magnet drives," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, no. 2, pp. 500–508, feb. 2012.
- [31] J. Zhu, N. Ertugrul, and W. L. Soong, "Detection and remediation of switch faults on a fault tolerant permanent magnet motor drive with redundancy," in *Industrial Electronics and Applications, 2007. ICIEA 2007. 2nd IEEE Conference on*, may 2007, pp. 96–101.
- [32] B. Welchko, T. Lipo, T. Jahns, and S. Schulz, "Fault tolerant three-phase ac motor drive topologies: a comparison of features, cost, and limitations," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 4, pp. 1108–1116, july 2004.
- [33] K. D. Hoang, Z. Q. Zhu, M. P. Foster, and D. A. Stone, "Comparative study of current vector control performance of alternate fault tolerant inverter topologies for three-phase pm brushless ac machine with one phase open - circuit fault," in *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 5th IET International Conference on*, april 2010, pp. 1–6.
- [34] S. Bolognani, M. Zordan, and M. Zigliotto, "Experimental fault-tolerant control of a pmsm drive," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 5, pp. 1134–1141, oct 2000.
- [35] F. Méinguet and J. Gyselink, "Control strategies and reconfiguration of four-leg inverter pmsm drives in case of single-phase open-circuit faults," in *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International*, may 2009, pp. 299–304.
- [36] G. Catuogno, D. Forchetti, G. Garcia, and R. Leidhold, "Power flow control with losses minimization and fault tolerance for pmsg," in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, oct. 2012, pp. 3566–3571.
- [37] G. Catuogno, D. Forchetti, G. Garcia, C. Ruschetti, and R. Leidhold, "Energy transference maximization in permanent magnet synchronous generators," in *Industrial Technology (ICIT), 2012 IEEE International Conference on*, march 2012, pp. 13–18.
- [38] G. Catuogno, D. Forchetti, G. Garcia, and R. Leidhold, "Control del flujo de potencia en gsp con minimización de pérdidas y tolerancia a fallas," in *AADECA*, 2012.
- [39] G. Catuogno, C. Ruschetti, C. De Angelo, and D. Forchetti, "Estrategias de control de torque en generadores de imanes permanentes para turbinas eólicas," *AVERMA, Avances en Energías Renovables y Medio Ambiente*, vol. 13, pp. 06.109–06.116, 2009.

- [40] C. Ruschetti, G. Catuogno, D. Forchetti, G. Bossio, and G. García, "Control de torque para gsp basado en la teoría de potencia activa-reactiva instantánea," in *RPIC XIII Reunión en Procesamiento de la Información y Control*, 2009.
- [41] G. Catuogno, F. Serra, C. De Angelo, and G. Bossio, "Detección de desbalances en generadores eólicos de baja potencia mediante variables eléctricas," *AVERMA, Avances en Energías Renovables y Medio Ambiente*, vol. 12, pp. 21–26, 2008.
- [42] F. Serra, G. Catuogno, C. De Angelo, and G. Bossio, "Sistemas de monitoreo en turbinas eólicas," *AVERMA, Avances en Energías Renovables y Medio Ambiente*, vol. 12, pp. 57–63, 2008.
- [43] D. Hanselman, *Brushless Permanent Magnet Motor Design*. The Writers Collective; 2 edition, 2003.
- [44] S. C. Oh and A. Emadi, "Test and simulation of axial flux-motor characteristics for hybrid electric vehicles," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 3, pp. 912 – 919, may 2004.
- [45] T. D. Nguyen, K.-J. Tseng, S. Zhang, and H. T. Nguyen, "A novel axial flux permanent-magnet machine for flywheel energy storage system: Design and analysis," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 9, pp. 3784–3794, sept. 2011.
- [46] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. CRC Press Taylor & Francis Group, 2009.
- [47] —, *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*. Prentice Hall, 2001.
- [48] E. Clarke, *Circuit Analysis of A-C Power Systems*. J. Wiley & sons, inc, 1943.
- [49] J. Cros and P. Viarouge, "Synthesis of high performance pm motors with concentrated windings," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 2, p. 248–253, 2002.
- [50] A. EL-Refaie, "Fractional-slot concentrated-windings synchronous permanent magnet machines: Opportunities and challenges," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 1, p. 107 –121, 2010.
- [51] H. Jussila, P. Salminen, M. Niemela, and J. Pyrhonen, "Guidelines for designing concentrated winding fractional slot permanent magnet machines," in *Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2007. POWERENG 2007. International Conference on*, april 2007, pp. 191 –194.

- [52] Y. Liu, Z. Zhu, and D. Howe, "Direct torque control of brushless dc drives with reduced torque ripple," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 2, pp. 599 – 608, march-april 2005.
- [53] ———, "Commutation-torque-ripple minimization in direct-torque-controlled pm brushless dc drives," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 4, pp. 1012 –1021, july-aug. 2007.
- [54] C. Xia, Y. Wang, and T. Shi, "Implementation of finite-state model predictive control for commutation torque ripple minimization of permanent-magnet brushless dc motor," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 3, pp. 896 –905, march 2013.
- [55] S. Bharatkar, R. Yanamshetti, D. Chatterjee, and A. Ganguli, "Dual-mode switching technique for reduction of commutation torque ripple of brushless dc motor," *Electric Power Applications, IET*, vol. 5, no. 1, pp. 193 –202, january 2011.
- [56] A. Halvaei Niasar, A. Vahedi, and H. Moghbeli, "Torque control of brushless dc motor drive based on dsp technology," in *Electrical Machines and Systems, 2007. ICEMS. International Conference on*, oct. 2007, pp. 524 –528.
- [57] Y. K. H. Akagi and A. Nabae, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits," in *Proc. of the International Power Electronics Conference (IPEC83) Tokyo*, no. 1375-1381, 1983.
- [58] H. Akagi, "Control strategy and site selection of a shunt active filter for damping of harmonic propagation in power distribution systems," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 12, pp. 354–363, 1997.
- [59] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. Piscataway, NJ/New York: IEEE Press/Wiley-Interscience, 2007.
- [60] R. Leidhold, G. Bossio, C. De Angelo, G. Garcia, A. Agüero, and C. Candiani, "Accionamiento para tracción eléctrica: Controlador y resultados experimentales del accionamiento," in *VIII Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control - 23 al 25 de septiembre de 1999 - Mar del Plata*, vol. 1, 1999.
- [61] Y. Murai, Y. Kawase, K. Ohashi, K. Nagatake, and K. Okuyama, "Torque ripple improvement for brushless dc miniature motors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 25, no. 3, pp. 441 –450, may/jun 1989.
- [62] M. Aredes, "Active power line conditioners," Tesis Doctoral, Von Fachbereich 12 Elektrotechnik der Technischen Universität Berlin, Berlin., 1996.

- [63] R. Leidhold and G. Garcia, "Pmac motor control strategy, based on the instantaneous active and reactive power, for ripple-torque and copper-losses minimization," in *Industrial Electronics Society, 2000. IECON 2000. 26th Annual Conference of the IEEE*, vol. 2, 2000, pp. 1401–1405 vol.2.
- [64] M. Beltrao de Rossiter Correa, C. Brandao Jacobina, E. Cabral da Silva, and A. Nogueira Lima, "An induction motor drive system with improved fault tolerance," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 3, pp. 873–879, may/jun 2001.
- [65] D. P. Bertsekas, *Constrained Optimization and Lagrange Multiplier Methods*. Athena Scientific, Belmont, Massachusetts, 1996.
- [66] R. de Araujo Ribeiro, C. Jacobina, E. da Silva, and A. Lima, "Fault detection of open-switch damage in voltage-fed pwm motor drive systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 2, pp. 587–593, mar 2003.
- [67] C. De Angelo, G. Bossio, J. Solsona, G. Garcia, and M. Valla, "Minimizaci3n de ripple de par en m3quinas de ca con imanes permanentes," in *AADECA 2004 - XIX - Congreso Argentino de Control Autom3tico*, 2004.
- [68] B. Lu and S. Sharma, "A literature review of igbt fault diagnostic and protection methods for power inverters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 5, pp. 1770–1777, sept.-oct. 2009.

Apéndice A

Implementación

En este apéndice se describe el prototipo experimental realizado con el fin de validar las estrategias propuestas. Se presentan además detalles de los algoritmos desarrollados en la implementación del DSP.

A.1 Prototipo experimental

El prototipo experimental fue realizado en el laboratorio del Grupo de Electrónica Aplicada (GEA) de la Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC), y consta de un banco de ensayos con un GSIP IVS-4500 trabajando como generador. Este se encuentra acoplado mecánicamente a un motor de inducción (MI) el cual es alimentado por un accionamiento comercial y cumple la función de impulsar el generador.

El GSIP está conectado a un inversor CA/CC de 4 hilos, este inversor puede configurarse como 4hPE o 4hCC según se requiera. Las barras de corriente continua del inversor se conectan a la carga, que en este caso es resistiva pura.

Para el control del GSIP se empleó un DSP de punto flotante, En la Figura A.1 se muestra diagrama una imagen del prototipo implementado.

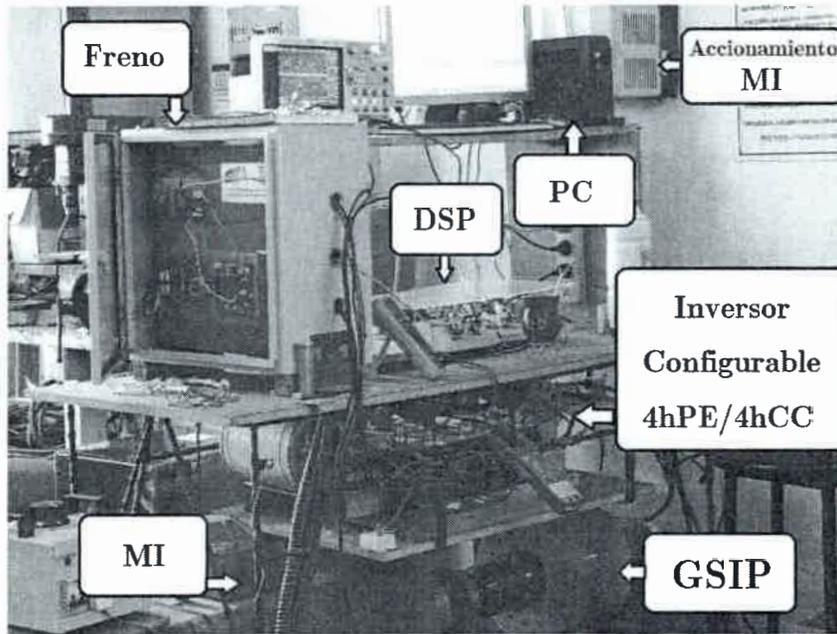


Figura A.1: Prototipo experimental.

Un diagrama en bloque simplificado de el prototipo propuesto se presenta en la Figura A.2. A continuación se describen las partes mas importantes de la implementación.

A.1.1 Generador de Imanes Permanentes

Para la validación experimental se utilizó el generador trifásico IVS-4500 multipolo con imanes permanentes de flujo radial. Las características de dicha máquina, cuya imagen se muestra en la Figura A.3, se presentan en la Tabla A.1.

En [7] se presentan ensayos de de vacio, con carga resistiva y un análisis térmico

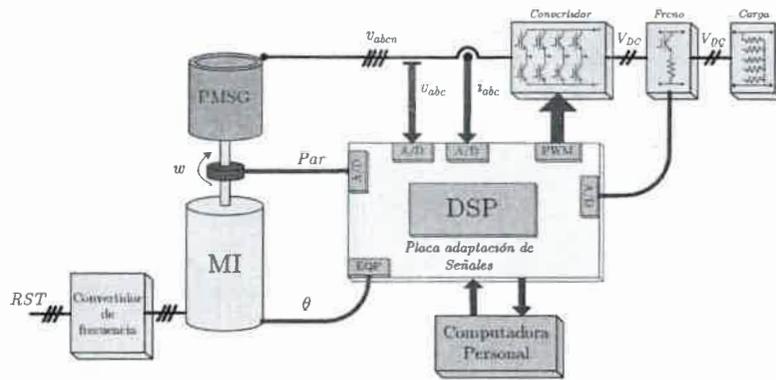


Figura A.2: Diagrama en bloques del prototipo implementado.

Tabla A.1: Parámetros Nominales del GSIP.

Parámetro	Valor
Potencia	5 kW
Polos	16
ω_n	600 rpm
v_f	48 V
r_s	0.215 Ω
L_s	1.12 mH

para el GSIP IVS-4500.

A.1.2 Inversor 4 hilos

El inversor empleado para alimentar el generador consta cuatro módulos de IGBT de 300A 1200V, con sus correspondientes drivers aislados de la empresa Semikron, y una barra de CC con punto medio formada por capacitores de 4700 μ F. En la Figura A.4 se muestra una imagen del inversor empleado.

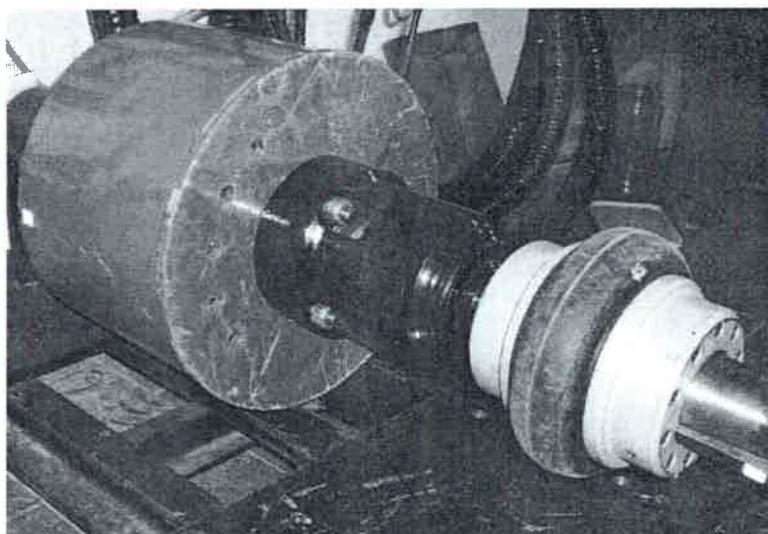


Figura A.3: GSIP INVAP IVS 4500.

A.1.3 Sensores

Para la medición de corrientes se utilizaron tres sensores aislados de efecto Hall de flujo cero. En la Figura A.5 se presenta la placa diseñada con los sensores de corriente.

La posición del rotor del generador se mide por medio de un encoder óptico de la marca Heidenhain. La resolución es de 1024 pulsos por revolución con dos fases de salida lo que permite alcanzar una resolución de 4096 pulsos.

A.1.4 Procesador Digital de Señales

Los algoritmos de control fueron implementados en un DSP de Texas Instruments para control de motores. El DSP empleado es un TMS320F28335 de punto flotante que opera a 150MHz , este controlador cuenta con periféricos tales como 16 canales

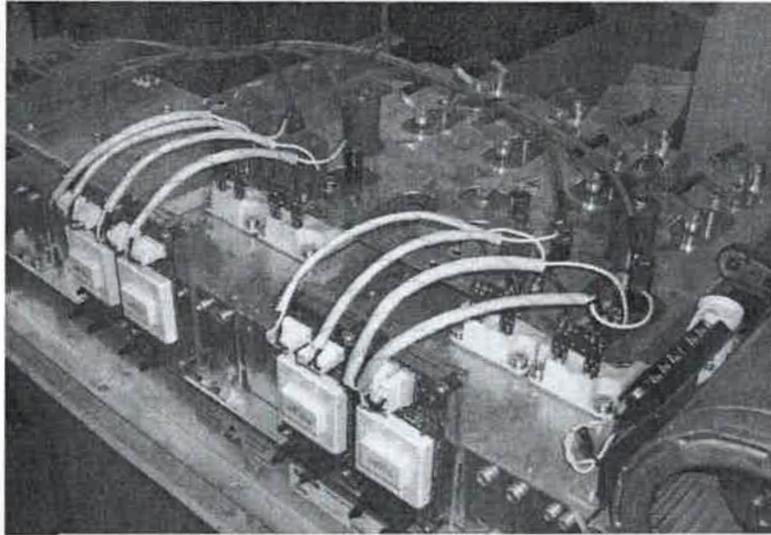


Figura A.4: Inversor de 4 hilos.

analógico digital (A/D) de 12 bits con frecuencia de conversión de hasta 25MHz . Además cuenta con 12 salidas para modulación por ancho de impulso (*PWM*), 4 entradas de captura, líneas digitales que se pueden programar para que operen como entradas o salidas. Para la comunicación cuenta con interface CAN 2.0 y RS-232 integrados en placa.

Para adaptar las señales que ingresan y salen del DSP, se diseñó en el GEA una placa de adaptación que cuenta con la posibilidad de conectar 9 entradas analógicas, 1 entrada de encoder, 8 salidas de *PWM*, entre otras.

En la Figura A.6 se presenta una imagen de la placa de adaptación con el DSP.

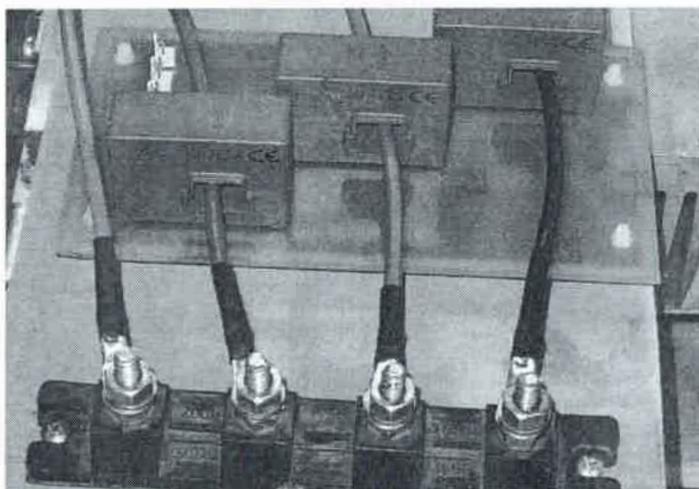


Figura A.5: Placa de sensores de corriente de efecto hall.

A.2 Programación

Los algoritmos de control propuestos se programaron en lenguaje C++, todos los algoritmos se desarrollaron en punto flotante.

El control de las corrientes en una interrupción generada por el PWM que se ejecuta cada $40\mu s$ ($25kHz$).

La programación de la interrupción está dividida en tres etapas, la primera consiste en la generación de la formas de ondas de las funciones $\varphi_{\alpha\beta 0}$, luego se calculan las corrientes de referencia según el caso propuesto y la última etapa es la programación del control de corriente.

Los datos que convierte el ADC son leídos al comienzo de la interrupción, cuando la misma llega a su fin, envía un *Flag* para arrancar la nueva conversión del ADC.

En la Figura A.7 se presenta un diagrama de bloques del programa implementado en el DSP.

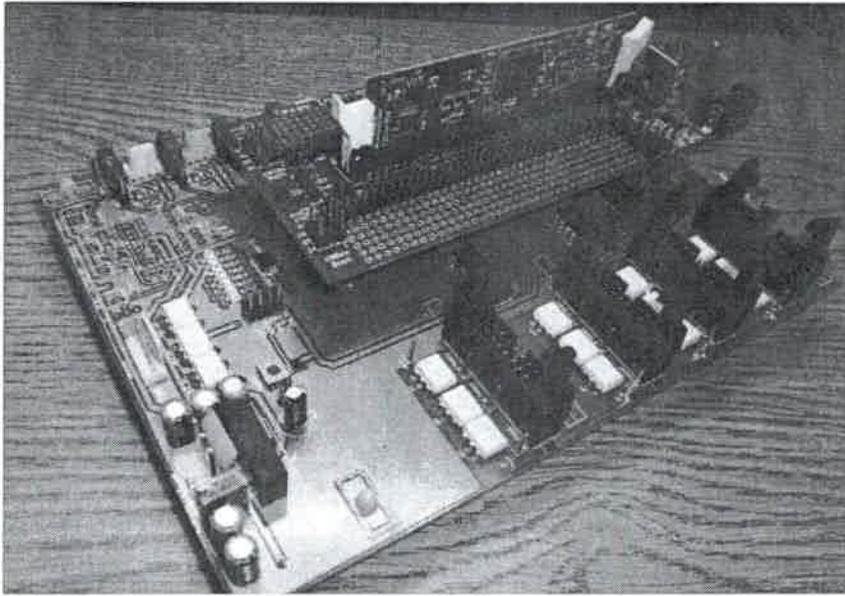


Figura A.6: Procesador digital de señales.

Las funciones $\varphi_{\alpha\beta 0}$ fueron almacenadas en tres tablas, cada tabla contiene 128 puntos correspondientes a un cuarto de onda ($T/4$) de las variables φ_α , φ_β y φ_0 . En la Figura A.8 se observa un periodo completo de las formas de onda, y en trazo más grueso se resaltan los datos almacenados en el DSP. Mediante un algoritmo, estas tablas son recorridas por un puntero en función de la posición del rotor.

Obtenidas las funciones φ_α , φ_β y φ_0 en función de la posición del rotor, diferentes algoritmos de control son propuestos.

A continuación se enumeran los distintos casos implementados en el DSP:

- Control de Minimización de ripple de Par en 3 hilos. Capítulo 2 Ecuaciones 3.8 y 3.9.
- Control de Potencia Constante en 3 hilos. Capítulo 4 Ecuaciones 4.14 y 4.13.

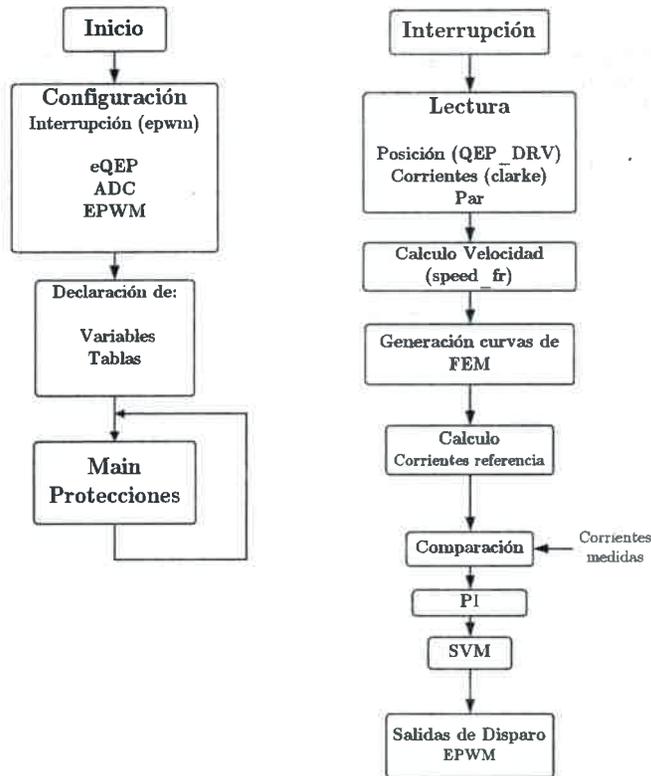


Figura A.7: Diagrama de bloques de la estructura del programa implementado en el DSP.

- Control de Potencia Constante en 4 hilos. Capítulo 4 Ecuaciones 4.19, 4.20 y 4.21.
- Control de Máxima Potencia en 3 hilos. Capítulo 4 Ecuaciones 4.26 y 4.27.
- Control de Máxima Potencia en 4 hilos. Capítulo 4 Ecuaciones 4.32, 4.33 y 4.34.

Calculadas las corrientes de referencia y obtenidas las corrientes medidas, se implementó una modulación vectorial para realizar el control de corriente. Para esto, se utilizaron bloques de las librerías "Motor Control" de Texas Instruments. Los bloques

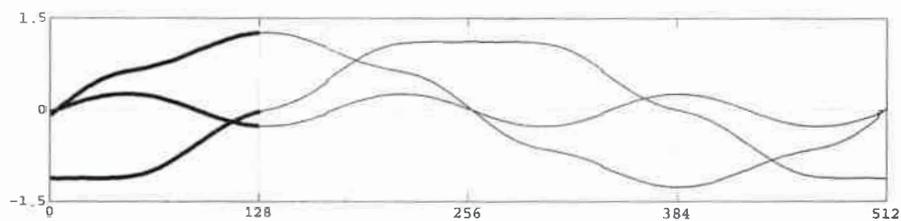


Figura A.8: Formas de onda de FEM en variables $\alpha\beta_0$.

que se utilizaron fueron PID y SVM. En los ensayos donde se controlan 4 hilos, en especial las 4 piernas ($4hPE$), se implementó modulación Seno-Triangulo debido a que no se logró llegar a implementar la modulación vectorial para 4 hilos.

Apéndice B

Demostración de ecuaciones de Lagrange

En este apéndice se demuestran que las corrientes de referencia obtenidas para los criterios de optimización propuestos en el Capítulo 4 corresponden a mínimos y máximos.

B.1 Potencia Constante

El primer criterio de optimización analizado, es descrito en la Subsección 4.3.1, en la que se considera una función objetivo que minimiza las pérdidas con la restricción de la potencia constante.

Una función f tiene un mínimo en x_0 si se cumple que:

$$f(x_0 + \Delta x) > f(x_0) \quad y \quad f(x_0 - \Delta x) > f(x_0), \quad (\text{B.1})$$

de igual modo, la función f tiene un máximo en x_0 si:

$$f(x_0 + \Delta x) < f(x_0) \quad y \quad f(x_0 - \Delta x) < f(x_0). \quad (\text{B.2})$$

Si recordamos la función objetivo propuesta en 4.7,

$$f(i_\alpha, i_\beta) \rightarrow P_{cu} = \frac{3}{2}R(i_\alpha^2 + i_\beta^2), \quad (\text{B.3})$$

la cual está sujeta a la restricción que la potencia generada sea constante,

$$g(i_\alpha, i_\beta) \rightarrow p_T = p = \frac{3}{2}(e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta), \quad (\text{B.4})$$

calculando la ecuación de Lagrange se obtienen las siguientes corrientes de referencia,

$$\begin{aligned} i_\alpha^* &= \frac{2}{3} \frac{1}{\omega \Delta_{3h}} \varphi_\alpha(\theta) P_T^*; & i_\beta^* &= \frac{2}{3} \frac{1}{\omega \Delta_{3h}} \varphi_\beta(\theta) P_T^*; \\ \text{con } \Delta_{3h} &= [\varphi_\alpha^2(\theta) + \varphi_\beta^2(\theta)]. \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

Si se reemplazan estas corrientes en la función objetivo descrita en (B.3), se obtiene la siguiente expresión de

$$P_{cu} = \frac{3}{2}R \frac{p^2}{(e_\alpha^2 + e_\beta^2)} \quad (\text{B.6})$$

Realizando el mismo procedimiento con las siguientes corrientes de referencia,

$$\begin{aligned} i_\alpha^* &= \frac{2}{3} \frac{1}{\omega \Delta_{3h}} \varphi_\alpha(\theta) P_T^* + \Delta i_\alpha; & i_\beta^* &= \frac{2}{3} \frac{1}{\omega \Delta_{3h}} \varphi_\beta(\theta) P_T^* + \Delta i_\beta; \\ \text{con } \Delta_{3h} &= [\varphi_\alpha^2(\theta) + \varphi_\beta^2(\theta)], \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

se obtiene la siguiente expresión de potencia de pérdidas,

$$\frac{\Delta}{P_{cu}} = \frac{3}{2}R \left[\frac{p^2}{(e_\alpha^2 + e_\beta^2)} + \frac{2p(\Delta i_\alpha e_\alpha + \Delta i_\beta e_\beta)}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} + (\Delta i_\alpha)^2 + (\Delta i_\beta)^2 \right]. \quad (\text{B.8})$$

Realizando la diferencia de las potencias obtenidas,

$$\Delta P_{cu} = P_{cu} - \frac{\Delta}{P_{cu}} = \frac{3}{2}R \left[\frac{2p(\Delta i_\alpha e_\alpha + \Delta i_\beta e_\beta)}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} + (\Delta i_\alpha)^2 + (\Delta i_\beta)^2 \right]. \quad (\text{B.9})$$

De (B.9) se puede observar que hay tres términos que compiten por el signo de ΔP_{cu} , dos que son netamente positivos y uno que podría ser negativo y sumar (restar más que los otros dos).

De todas formas, trabajando con el corchete,

$$\frac{2p(\Delta i_\alpha e_\alpha + \Delta i_\beta e_\beta)}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} + (\Delta i_\alpha)^2 + (\Delta i_\beta)^2 = \frac{2p\Delta i_\alpha e_\alpha + 2p\Delta i_\beta e_\beta + (e_\alpha^2 + e_\beta^2)\Delta i_\alpha^2 + (e_\alpha^2 + e_\beta^2)\Delta i_\beta^2}{e_\alpha^2 + e_\beta^2}. \quad (\text{B.10})$$

Es posible verificar que con las formas de onda disponibles el denominador es siempre positivo. Luego el numerador puede escribirse como,

$$\begin{aligned} & 2p\Delta i_\alpha e_\alpha + 2p\Delta i_\beta e_\beta + (e_\alpha^2 + e_\beta^2)\Delta i_\alpha^2 + (e_\alpha^2 + e_\beta^2)\Delta i_\beta^2 = \\ & e_\alpha^2\Delta i_\alpha^2 + 2p\Delta i_\alpha e_\alpha + p^2 - p^2 + e_\beta^2\Delta i_\alpha^2 \\ & e_\beta^2\Delta i_\beta^2 + 2p\Delta i_\beta e_\beta + p^2 - p^2 + e_\alpha^2\Delta i_\beta^2, \end{aligned} \quad (\text{B.11})$$

agrupando

$$(\Delta i_\alpha e_\alpha + p)^2 + (\Delta i_\beta e_\beta + p)^2 + e_\beta^2\Delta i_\alpha^2 + e_\alpha^2\Delta i_\beta^2 - 2p^2, \quad (\text{B.12})$$

y reemplazando,

$$\Delta P_{cu} = \frac{3}{2}R \left[\frac{(\Delta i_{\alpha}e_{\alpha} + p)^2 + (\Delta i_{\beta}e_{\beta} + p)^2 + e_{\beta}^2\Delta i_{\alpha}^2 + e_{\alpha}^2\Delta i_{\beta}^2 - 2p^2}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2} \right]. \quad (\text{B.13})$$

Los cuatro primeros términos son positivos y el último es el que resta. Si bien es esperable que

$$\Delta i_{\alpha} = \Delta i_{\beta} = 0 \rightarrow \Delta P_{cu} = 0. \quad (\text{B.14})$$

Ahora bien, cualquiera sea el signo de los Δi_{α} , Δi_{β} los 4 primeros términos son positivos y mayores que $2p^2$ ya que,

$$2p^2 \leq (\Delta i_{\alpha}e_{\alpha} + p)^2 + (\Delta i_{\beta}e_{\beta} + p)^2 + e_{\beta}^2\Delta i_{\alpha}^2 + e_{\alpha}^2\Delta i_{\beta}^2, \quad (\text{B.15})$$

esto se ve de que cualquiera sea el valor de $\Delta i_{\alpha} \rightarrow 0$, $\Delta i_{\beta} \rightarrow 0$ inclusive de $e_{\alpha} \rightarrow 0$, $e_{\beta} \rightarrow 0$, es decir,

$$\lim_{\substack{\Delta i_{\alpha} \rightarrow 0 \\ \Delta i_{\beta} \rightarrow 0}} (\Delta i_{\alpha}e_{\alpha} + p)^2 + (\Delta i_{\beta}e_{\beta} + p)^2 + e_{\beta}^2\Delta i_{\alpha}^2 + e_{\alpha}^2\Delta i_{\beta}^2 \rightarrow 2p. \quad (\text{B.16})$$

Demostrando que el valor de (B.13) es siempre positivo lo que se encuentra es un Mínimo.

B.2 Potencia Máxima

El segundo criterio de optimización propone una función objetivo que maximice la potencia con la restricción que del valor máximo admisible de las pérdidas en el

cobre. De esta manera las corrientes obtenidas no pueden dejar la región descrita por la función restricción considerada,

$$P_{cu} = \frac{3}{2}R (i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2), \quad (\text{B.17})$$

esta función representa una circunferencia, la cual reparametrizando obtenemos:

$$\begin{aligned} i_{\alpha} &= e_{\alpha} \sqrt{\frac{2P_{cu}}{3R}} \cos(\theta) \\ i_{\beta} &= e_{\beta} \sqrt{\frac{2P_{cu}}{3R}} \sin(\theta). \end{aligned} \quad (\text{B.18})$$

Describen los mismos puntos que (B.17). Reemplazando (B.18) en la función objetivo de potencia generada máxima obtenemos,

$$p = e_{\alpha}i_{\alpha} + e_{\beta}i_{\beta} = e_{\alpha}^2 \sqrt{\frac{2P_{cu}}{3R}} \cos(\theta) + e_{\beta}^2 \sqrt{\frac{2P_{cu}}{3R}} \sin(\theta). \quad (\text{B.19})$$

La potencia generada queda como función de una única variable θ de manera tal que es posible derivar como,

$$\frac{d}{d\theta}(p) = -e_{\alpha}^2 \sqrt{\frac{2P_{cu}}{3R}} \sin(\theta) + e_{\beta}^2 \sqrt{\frac{2P_{cu}}{3R}} \cos(\theta), \quad (\text{B.20})$$

igualando a cero para encontrar extremo,

$$e_{\beta}^2 \cos(\theta) - e_{\alpha}^2 \sin(\theta) = 0 \rightarrow e_{\alpha}^2 \sin(\theta) = e_{\beta}^2 \cos(\theta), \quad (\text{B.21})$$

despejando $\sin(\theta)$ y $\cos(\theta)$ de B.21,

$$e_{\alpha}i_{\beta} = e_{\beta}i_{\alpha}, \quad (\text{B.22})$$

reemplazando en la ecuación B.17 se pueden obtener los resultados obtenidos en la Subsección 4.3.2, lo cual nos indica que las funciones escogidas en la reparametrización son correctas,

$$\begin{aligned} i_{\alpha}^{opt} &= e_{\alpha} \sqrt{\frac{2P_{cu}}{3R(e_{\beta}^2 + e_{\alpha}^2)}} \\ i_{\beta}^{opt} &= e_{\beta} \sqrt{\frac{2P_{cu}}{3R(e_{\beta}^2 + e_{\alpha}^2)}} \end{aligned} \quad (\text{B.23})$$

De esta manera, derivando por segunda vez (B.19) obtenemos el TIPO de extremo,

$$\frac{d^2}{d^2\theta}(p) = -e_{\alpha} \sqrt{\frac{2P_{cu}}{3R}} \cos(\theta) - e_{\beta} \sqrt{\frac{2P_{cu}}{3R}} \sin(\theta) \quad (\text{B.24})$$

El signo de esta ecuación nos dice si es mínimo o máximo o punto de inflexión se obtiene un cero. Reemplazando las funciones trigonométricas de (B.24) por las ecuaciones (B.18),

$$\frac{d^2}{d^2\theta}(p) = -\sqrt{\frac{2P_{cu}}{3R}} (e_{\alpha} i_{\alpha} + e_{\beta} i_{\beta}) = -\sqrt{\frac{2P_{cu}}{3R}} p \quad (\text{B.25})$$

De manera tal que si la potencia generada (p) tiene signo positivo, la derivada segunda es siempre negativa y lo que tengo es un Máximo.



72675

U.N.R.C
Biblioteca Central



72675

GARCIA ARJONA, FERNA
Resincronizacion de

2013

72676

72676

MFN:
Clasif:
T. 020