



PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATOLICA DE CHILE

ESCUELA DE INGENIERIA

**DISEÑO DE UN NUEVO SISTEMA DE CONTROL SIN
SENSOR DE POSICION PARA UN GENERADOR DE
RELUCTANCIA CONMUTADA, EN APLICACIONES DE
GENERACION EOLICA**

ESTANISLAO JUAN PABLO ECHENIQUE SUBIABRE

Tesis para optar al grado de Magíster en Ciencias de la Ingeniería

Profesor Supervisor:

Juan Salterio Dixon Rojas

Santiago de Chile, marzo de 2008

© 2008, Estanislao Juan Pablo Echenique Subiabre

*A mis Padres, por el esfuerzo y sacrificio que significó
para ellos mi educación.*

*A Quién me enseñó a trabajar con alegría, sin dejar de
poner la última piedra.*

AGRADECIMIENTOS

Detrás de este trabajo hay un grupo de personas que no por casualidad encontré en mi camino. Soy consciente de que en este proyecto hay un poco de cada uno de ellos.

En primer lugar quiero agradecer a mi profesor guía, Juan Dixon Rojas, por toda la dedicación que me brindó en estos dos años de investigación. Por la confianza que puso en mí y por las innumerables veces que me animó. Por su sencillez y trato humano, y por su sabiduría como tutor.

También quiero agradecer al profesor Roberto Cárdenas Dobson por su apoyo, buena voluntad e interés que puso en mi trabajo, desde que viajé a Punta Arenas hasta el día en que finalicé esta investigación. Agradezco también la ayuda que me prestó Rubén Peña y todo el personal de la Facultad de Ingeniería Eléctrica de la UMAG. Aprovecho de agradecer al Núcleo Milenio, NEIM, especialmente al profesor Jorge Pontt, por permitir mi estadía en Punta Arenas, y en el fondo, por haber creído en mi trabajo

Quiero agradecer a todos mis compañeros del laboratorio, por su buena disposición en ayudarme, cada vez que lo necesité: Patricio Flores, Micah Ortuzar, Rodrigo Carmi, Gerardo Perez, Gonzalo Peñailillo y Alex Varchavsky. Con especial cariño, quiero agradecer a Eduardo Cea, por su simpatía y buen sentido del humor. A Carlos Álvarez y a Virginia Meza, porque transformaron mi lugar de trabajo en un lugar acogedor.

A mis compañeros del grupo 21, por haber sido comprensivos en los momentos difíciles.

RESUMEN

En este trabajo se presenta el análisis, diseño e implementación de un nuevo estimador de posición para el control de generadores de reluctancia conmutada (SRGs), de velocidad variable. La estimación de posición se obtiene a partir de la información contenida en la inductancia insaturada instantánea. Ésta es estimada calculando, en tiempo real, la pendiente de la corriente de fase y utilizando una red neuronal (NN) cuyas entradas son la corriente promedio y la inductancia saturada. El estimador propuesto requiere menos esfuerzo computacional que los métodos tradicionales de estimación de posición, y puede ser implementado en un DSP de bajo costo, con un mínimo de componentes adicionales. El método de control propuesto puede ser aplicado a un sistema de conversión de energía eólica, donde el SRG es utilizado como generador de velocidad variable. Esta aplicación ha sido desarrollada puesto que el SRG tiene conocidas ventajas como su robustez, bajo costo de fabricación y buena relación de tamaño-potencia. Las simulaciones y resultados experimentales presentados en este trabajo, se han realizado en un prototipo de 8/6 polos, de 2.5kW de potencia.

Palabras Claves: Generador de reluctancia conmutada, Generador eólico sin sensor de posición, Redes neuronales.

ABSTRACT

In this thesis, the analysis, design and implementation of a novel rotor position estimator for the control of variable speed Switched Reluctance Generators (SRGs) is presented. The rotor position is obtained from the information contained in the unsaturated instantaneous inductance. This unsaturated inductance is estimated calculating the slopes of phase currents and using a reduced size neural network (NN) whose inputs are the average current and the saturated inductance. The proposed estimator requires less processing time than traditional methods and can be fully implemented using a low cost DSP with very few additional analog/digital components. The rotor position estimator presented in this work can be applied to a Wind Energy Conversion System (WECS) where the SRG is used as a variable speed generator. This application is currently being studied because the SRG has well known advantages as robustness, low manufacturing cost and good size to power ratio. Simulation and experimental results are presented using a 2.5kW, 8/6 SRG prototype.

Keywords: Switched reluctance generator, Sensorless wind generator, Neural Networks.

1. Introducción

Una de las metas propuestas para el año 2020, en materia de abastecimiento energético, es que el 5% del total de la energía eléctrica utilizada en nuestro país provenga de fuentes de energías renovables no convencionales (ERNC)¹. La meta no deja de ser ambiciosa y por ello también es importante que la investigación desarrollada en nuestro país se oriente a buscar soluciones prácticas, eficientes, y aptas para ser implementadas en el territorio nacional. Históricamente se ha tendido a importar las tecnologías del exterior, sin embargo sería interesante que se desarrollasen, en alguna de sus etapas, dentro de nuestro país. La generación eólica, hidráulica y geotérmica apuntan a ser las alternativas más viables para nuestro país, dadas nuestras condiciones geográficas.

Por otra parte la demanda mundial de generadores eólicos ha crecido notablemente en el último tiempo y los fabricantes de generadores no dan abasto para cubrir la creciente demanda. Una parte importante del costo de fabricación y mantención de un generador eólico está en la máquina eléctrica que realiza la conversión mecánica-eléctrica. La investigación centrada en el diseño y control de la máquina es la que puede entregar un mayor aporte en la mejora de la eficiencia del sistema eólico completo, ya que la eficiencia aerodinámica de las aspas o palas actuales, es muy cercana a su límite teórico de aproximadamente 59.3% (Burton, Sharpe, Jenkins y Bossanyi, 2001). No es irreal pensar que en Chile se puede llegar a construir un generador eólico de bajo costo, de mediana potencia (mayor a 20kW) y esta tesis pretende ser un aporte en este sentido, por cuanto se ha estudiado una máquina que potencialmente es un candidato para ser utilizado en generación eólica.

1.1 Objetivos de la Tesis

El objetivo de esta tesis es diseñar e implementar un nuevo método de control basado en un estimador de posición para el generador de reluctancia conmutada, o SRG (*Switched Reluctance Generator*), y demostrar la factibilidad de operación, bajo este nuevo esquema de control propuesto, en generación de velocidad variable.

Entre los objetivos específicos de la tesis está: 1) Diseñar e implementar una plataforma de control basada en DSP (*Digital Signal Processor*) de bajo costo, con un requerimiento mínimo de circuitos externos (evitando uso de integradores analógicos y osciladores), 2) Desarrollar un método de estimación de la inductancia de la máquina en tiempo real, en base a la determinación de la derivada numérica de las corrientes (Chen y Liu, 2003), por el método estadístico de los mínimos cuadrados (Dixon, Rodríguez, y Huerta,), 3) A partir de esta variable estimada, diseñar e

¹ Fuente: www.cne.cl

implementar una red neuronal (*Neural Network*) de un número mínimo de neuronas que permita relacionar la inductancia saturada con la inductancia insaturada, y por último, 4) Analizar el desempeño del nuevo método propuesto frente a cambios en la velocidad del rotor, y a la potencia generada. Estos resultados permitirán comparar el método propuesto con los métodos existentes, y demostrar la factibilidad del nuevo diseño para ser utilizado en un SRG de velocidad variable

1.1.1 Alcances de la Tesis

La máquina de reluctancia conmutada², o SRM (*Switched Reluctance machine*), presenta notables características para ser utilizada como generador de velocidad variable, pero aún hace falta simplificar su control electrónico debido a que normalmente se utilizan sofisticados modelos matemáticos en su manejo. Adicionalmente en la SRM se requiere conocer la posición del rotor para la correcta excitación de sus bobinas. Los sensores de posición no sólo significan un costo y complejidad adicional, sino que aumentan la vulnerabilidad de los sistemas electrónicos. En algunas aplicaciones las condiciones ambientales no permiten el uso de sensores de posición (Ehsani y Fahimi, 2002), por ello se hace necesario utilizar algoritmos de control que sean capaces de estimar la posición del rotor por sí mismos. Esta tesis pretende ser un aporte en el control del SRG por cuanto se simulará, diseñará e implementará un sistema de control simple en un microcontrolador de bajo costo, que no requerirá de un sensor de posición para operar. El nuevo algoritmo de control desarrollado pretende ser eficiente en el uso de los recursos computacionales de un DSP, de modo que este último sea capaz de realizar las tareas necesarias de control en un breve tiempo, y controlar satisfactoriamente el SRG a distintas velocidades mecánicas.

En esta investigación se ha desarrollado un modelo computacional del SRG, que ha sido la base para la implementación práctica del método de control propuesto. El modelo computacional es simple, rápido y económico en el uso de recursos, y está implementado en el software PSIM. Por ello, con los resultados experimentales también se está validando el modelo computacional, constituyendo a este último como una base para desarrollar nuevos avances en el uso del SRG, tanto en estrategias de control como en el diseño de los circuitos de potencia que controlan la máquina.

1.1.2 Estructura de la Tesis

El capítulo 1 de esta tesis consiste en una breve descripción de la SRM, su historia, usos más comunes, ventajas y desventajas respecto a las demás máquinas eléctricas que tradicionalmente se utilizan en generación. También se describe su principio de operación elemental y las características constructivas de ésta. Posteriormente se trata su uso como generador, que es más reciente, y una revisión del estado del arte. Luego se revisan las técnicas para operar la máquina sin sensor de posición, el estado

² La SRM y el SRG corresponden a la misma máquina. La distinción se hace para referirse a su operación como motor o generador.

del arte del tema en particular y los posibles requerimientos para un SRG de velocidad variable.

El capítulo 2 consiste en la descripción analítica del modelo de la SRM, haciendo un especial énfasis en su operación como generador, y en entregar la base matemática necesaria para entender con profundidad la estimación de posición.

El capítulo 3 consiste en la simulación del SRG, explicando más detalladamente los esquemas de control y la topología del circuito electrónico de potencia o convertor, que se utilizará en las pruebas experimentales. Las simulaciones están simplificadas en el sentido en que se usa un modelo lineal del SRG.

El capítulo 4 consiste en el diseño y simulación del algoritmo de control "sensorless". Se presenta un desarrollo matemático que es la base del método propuesto, y la simulación se realiza con un modelo no lineal de la SRM.

El capítulo 5 contiene el diseño detallado de la plataforma de control del SRG, es decir, se trata principalmente del DSP utilizado, los periféricos añadidos y los circuitos de aislación e instrumentación. También se explican las modificaciones realizadas al convertor para operar el SRG como generador en una carga constante.

El capítulo 6 contiene la implementación práctica de los algoritmos de control en el DSP y los resultados experimentales.

El capítulo 7 contiene las conclusiones y un resumen del trabajo futuro propuesto.

1.2 Antecedentes y aplicaciones de la SRM

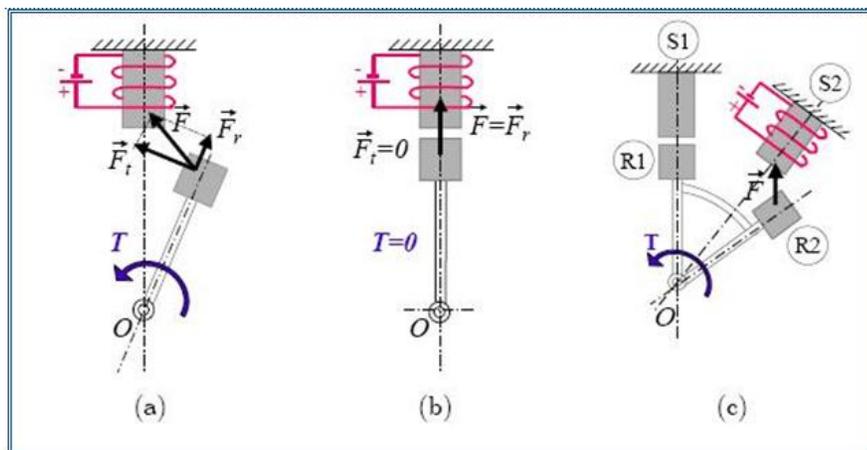
La SRM es una máquina eléctrica que se conoce desde hace bastante tiempo, puesto que fue inventada en 1838, sin embargo su uso se popularizó a finales de la década del 70 del siglo pasado gracias a la introducción de los interruptores de estado sólido (IGBT's, MOSFET's, etc). Con este tipo de semiconductores de potencia, es posible conmutar la excitación de las distintas fases de la máquina, a una velocidad suficientemente rápida como para obtener un giro y torque útiles. La SRM ha despertado un fuerte interés en la comunidad científica, puesto que es posible encontrar publicaciones a partir de 1970 hasta nuestros días. En la industria no ha tenido una fuerte participación. De todos modos el uso principal que se la ha dado es en su operación como motor, en el campo de los electrodomésticos (lavadoras, sistemas de aire acondicionado, aspiradoras, calefactores, etc.) y de tracción eléctrica.

En la industria, la principal participación la tienen las máquinas de corriente alterna (AC), que cubren casi todo el mercado, y lo que no cubren estas máquinas, lo hacen los motores de corriente continua (DC) (Benavides, 2006).

1.3 Principio de Operación elemental

La SRM es una máquina de doble saliencia y no cabe dentro de ninguna de las dos categorías antes mencionadas (AC o DC), puesto que el torque no se produce por la interacción de flujo magnético y corriente eléctrica sino por la tendencia del rotor a alinearse en la posición de mínima reluctancia (o máxima inductancia). Es decir, es una máquina eléctrica cuyo principio de operación es similar al de un electroimán.

Figura 1-1: Fuerzas de atracción en un electroimán (Matveev, 2006).



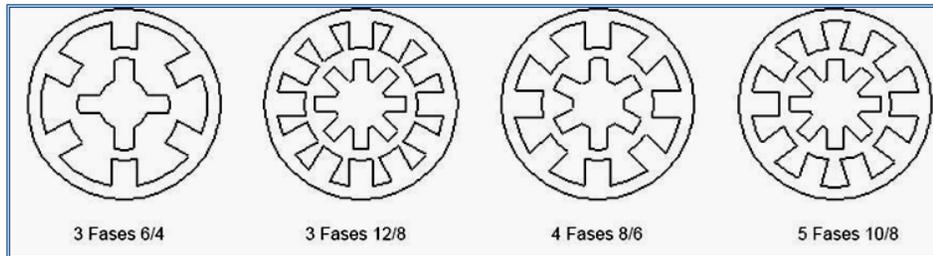
En la Figura 1-1 se muestra el principio de funcionamiento de la SRM. Al excitar una de las bobinas, se produce un campo magnético que atrae el trozo de hierro mediante

una fuerza \vec{F} . La fuerza tiene dos componentes, una tangencial \vec{F}_t y otra radial \vec{F}_r .

La fuerza radial atrae hacia la posición de alineamiento o mínima reluctancia. Si el hierro está fijado en uno de sus vértices inferiores, punto O, entonces la fuerza tangencial se manifiesta en un torque T que produce un movimiento radial en torno al punto O. Para lograr un movimiento continuo como en (c), es necesario que apenas se esté en alineación con S2, se excite la bobina siguiente para que el movimiento continúe hacia S1.

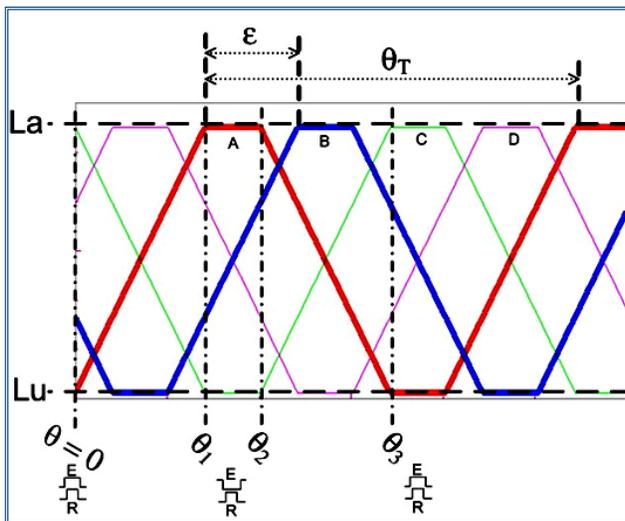
La construcción de la SRM no requiere de colectores, ni escobillas, ni devanado eléctrico en el rotor. Tampoco requiere de imanes permanentes, puesto que está constituida por una estructura reluctante con polos salientes tanto en el estator como en el rotor. En los polos del estator se ubican las bobinas concentradas que se conectan entre sí en serie en pares diametralmente opuestos formando las fases de la máquina. Las configuraciones más habituales son 6/4 (6 polos en estator y 4 polos en el rotor) y 12/8 para los accionamientos trifásicos, 8/6 y 16/12 para los tetrafásicos y 10/8 para los pentafásicos, como se muestra a continuación en la Figura 1-2.

Figura 1-2: Distintas topologías de la SRM.



La construcción de la máquina tiene que ser tal que el número de polos del rotor impida que para cualquier posición, se produzca un alineamiento completo con todos los polos del estator, ya que esto significaría una condición de torque nulo en la partida para todas las fases simultáneamente. Sin embargo, en aplicaciones de generación no se requiere cumplir con esta condición, debido a que el torque de partida es proporcionado externamente.

Figura 1-3: Patrón de inductancias en una SRM de configuración 8/6.



La Figura 1-3 representa la variación de la inductancia con respecto a la posición del rotor. Como referencia se toma el instante donde el polo del rotor comienza a alinearse con el polo del estator, en la fase A. Las ecuaciones que determinan los valores de los ángulos son:

$$\theta_1 = \min(\beta_r, \beta_s) \quad (5.1)$$

$$\theta_2 - \theta_1 = \max(\beta_r, \beta_s) - \min(\beta_r, \beta_s) \quad (5.2)$$

$$\theta_T = \frac{2\pi}{N_r} \quad \text{conocido como rotor pole pitch} \quad (5.3)$$

$$\varepsilon = \frac{2\pi}{\frac{N_r N_s}{2}} \quad , \text{ conocido como ángulo de avance (Stroke)} \quad (5.4)$$

En esta investigación se ha utilizado una máquina de configuración 8/6, por lo que todos los ejemplos y simulaciones serán referidos a esta máquina. Los valores específicos de esta máquina son:

$$\beta_r = 30^\circ = \frac{\pi}{6} [\text{rad}]$$

$$\beta_s = 21^\circ = \frac{7\pi}{60} [\text{rad}]$$

$$\theta_1 = \frac{7\pi}{60} [\text{rad}]$$

$$\theta_2 - \theta_1 = 9^\circ = \frac{\pi}{20} [\text{rad}]$$

$$\theta_T = 60^\circ = \frac{\pi}{3} [\text{rad}]$$

$$\varepsilon = 15^\circ = \frac{\pi}{12} [\text{rad}]$$

$L_u = 12[\text{mH}]$ (inductancia en la posición desalineada)

$L_a = 50[\text{mH}]$ (inductancia en la posición alineada)

$R_{\text{ph}} = 0.6\Omega$ (Resistencia total de cada fase con sus dos bobinas en serie)

Donde β_r y β_s corresponden a los arcos de ángulo de polo del rotor y estator, respectivamente, medidos en radianes (ver Figura 1-4). N_r y N_s

número de polos del rotor y estator respectivamente. La Figura 1-3 es una forma ideal de presentar la variación de la inductancia. La forma real de la inductancia se explicará más adelante. Por ahora servirá para explicar algunos conceptos básicos como la dirección del torque con respecto a la posición del rotor. Dependiendo de la posición del rotor y del sentido de giro de la máquina se definen dos zonas de torque: torque de motor y toque de generación. Como primera aproximación, el torque de motor es aquél que va en el mismo sentido de giro de la máquina. Por el contrario, el torque de generación es aquél que se opone al movimiento de la máquina.

Figura 1-4: Arcos β_s y β_r en la SRM

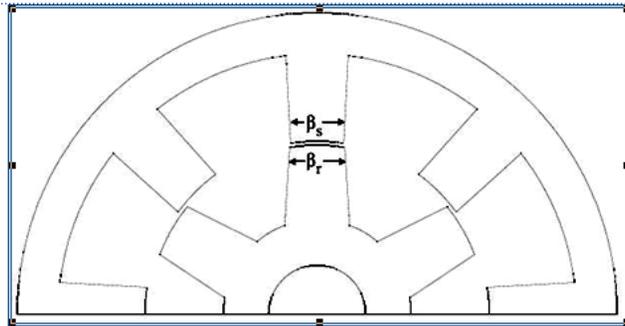
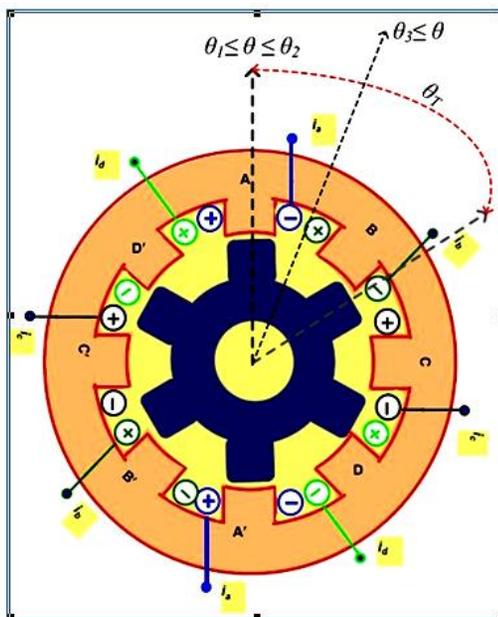


Figura 1-5: Corte Transversal de una SRM de 8/6 polos de 4 fases.



En la Figura 1-5 el rotor se encuentra alineado con respecto a la fase AA'. En esa posición el torque que se puede obtener al excitar las bobinas de la fase A es cero. Si el rotor gira en sentido horario, el torque se opondrá al sentido del movimiento y por tanto se denomina torque de generación. En esa zona la inductancia de la fase A comienza a decrecer hasta alcanzar un valor constante, igual a L_u , donde nuevamente

el torque es nulo. Si el rotor está cercano a la posición alineada ($\theta \approx \theta_3$), por el

izquierdo del polo del estator B, al excitar las bobinas de la fase BB' se obtendrá un torque en dirección horaria, al cuál se le denomina torque de motor. En esa zona, la inductancia aumenta conforme el rotor comienza a alinearse con B. Con lo tratado hasta aquí, se ve que la SRM requiere de un convertidor de potencia, que encienda y apague la excitación de cada par de bobinas, y de un control que sincronice los instantes de conmutación con la posición relativa del rotor respecto al estator, de modo de obtener el torque necesario para operar como generador o motor, según corresponda.

1.4 Aspectos constructivos de la SRM

Como se ha mencionado anteriormente, la SRM es una máquina de doble saliencia de excitación simple. Esto significa que tiene polos salientes tanto en el estator como en el rotor, pero sólo hay bobinas en el estator. El rotor no tiene bobinas ni imanes permanentes y es un ensamblado de hierro laminado. Su eficiente desempeño e inherente bajo costo de fabricación son características sobresalientes. Sus ventajas pueden ser resumidas en:

Tanto rotor como estator son de fácil construcción. En el caso del estator, las vueltas de las bobinas son cortas y robustas, y no hay un entrecruzamiento entre fases distintas.

Las principales pérdidas aparecen en el estator que es relativamente fácil de enfriar. Esto ayuda a producir una máquina de tamaño pequeño para una potencia dada.

El torque eléctrico no depende de la polaridad o sentido de la corriente. Esto permite que, en principio, el convertidor usado sea el mismo tanto en la operación de motor como de generador.

La máquina puede operar en un rango muy amplio de velocidades, y se puede obtener una alta eficiencia de conversión electromecánica.

El control de la máquina es relativamente sencillo.

Tiene una baja inercia en el rotor, por lo que la razón torque-inercia es alta en comparación a las otras máquinas.

Todas estas ventajas la hacen ser un excelente candidato para la generación eólica. La robustez y los bajos costos de mantención que puede requerir son características atractivas para cualquier tipo de generador. Más aún si el generador está ubicado en un lugar de difícil acceso. Una buena eficiencia en un amplio rango de velocidades permite aprovechar mejor la energía del viento cuando las velocidades de éste son bajas. La mayoría de los generadores eólicos tienen una baja eficiencia a bajas velocidades. También es destacable el hecho de que esta máquina puede ser instalada en un generador eólico sin la necesidad de requerir de una caja multiplicadora de velocidades (Mueller, 2005). La mayor parte de los costos de construcción y mantención de un generador eólico se centran en este dispositivo cuya función es adaptar la velocidad de giro de las aspas a la velocidad nominal del generador eléctrico.

La máquina presenta algunas desventajas como por ejemplo:

Torques altamente pulsantes

Ruido acústico notoriamente mayor que el de otras máquinas.

Aún cuando es más eficiente que las otras máquinas, requiere de circuitos de potencia de mayor factor de utilización. Por ello su uso en altas potencias de generación no se ha popularizado (250kW).

Sin embargo puede ser un aporte en generación distribuida donde las potencias requeridas no son del orden de los MW. Frente a las primeras dos desventajas se han desarrollado controles electrónicos más sofisticados que permiten reducir notoriamente estos defectos (Husain y Ehsani, 1996). Además, el ruido que puede generar la turbina de viento es mayor que el que podría generar el SRG (Cárdenas, 1996).

1.5 Investigaciones de la maquina de reluctancia como generador

El uso de la SRM como generador de electricidad ha sido estudiado desde hace 20 años, y una de las ventajas más apreciadas de esta máquina es su alta densidad de potencia, robustez y capacidad de operar en condiciones de falla. Debido a que las fases de la máquina están aisladas unas de otras, la falla de una de ellas (cortocircuito o desconexión) no afecta la operación de las demás. Sin embargo, estas características no han motivado su uso comercial como generador. Esta situación es atribuible al notorio ruido audible que produce, y también a que sus ventajas son desconocidas en la actualidad.

Los primeros usos como generador en la SRM, se encuentran en aplicaciones aeronáuticas y aeroespaciales, como máquina de partida-generador, en amplios rangos de velocidad de operación (MacMinn y Jones, 1989) (Richter y Ferreira, 1995). También en (Ferreira, Jones, Heglund, y Jones, 1995) se detalla el diseño de una turbina a gas de alta velocidad de 30kW, y por último como máquina de partida-alternador en algunos automóviles (B. Fahimi, Emadi, y Sepe Jr, 2004).

En cuanto a su uso como generador eólico, los primeros estudios aparecen en (Fulton, 1986) donde se mencionan los beneficios que puede tener esta máquina, pero no se especifican más detalles acerca del diseño y control. En (R. Cardenas et al., 2005) se presenta un trabajo experimental de una turbina eólica construida con una SRM, por medio de la emulación de la potencia del viento. El estudio se hace utilizando un generador que opera entre 600 y 1500 rpm; se muestra un análisis detallado del esquema de control utilizado y de cómo el SRG inyecta energía a la red eléctrica a través de un inversor PWM.

En (Ogawa, Yamamura, y Ishda, 2006) se presenta un generador eólico de pequeña potencia (800W), de velocidad variable, utilizando un MPPT (Maximun Power Point Tracking), para disipar la potencia generada en una carga resistiva.

En (Fleury, De Andrade, Dos Santos E Silva, Felipe, y Domingos, 2007), se presenta un sistema complementario a la generación eólica con conexión a la red eléctrica, también en una máquina de baja potencia, donde se pone énfasis en que el SRG puede ser un sistema de apoyo a la generación eólica cuando la velocidad del viento es baja.

En (Lopez y Diong, 2004) y (Radimov, BenHail, y Rabinovici, 2006) se presenta un SRG que genera directamente en AC. Para ello se propone un nuevo esquema de convertidor denominado *Sparse*.

En (Mueller, 2005) se presenta la primera aplicación de un generador eólico en base a un SRG que opera a bajas velocidades (100 rpm) sin requerir de una caja multiplicadora de velocidades (*direct drive*). El generador de 20kW, especialmente diseñado para esta aplicación, alcanza eficiencias de hasta 92%.

Otras investigaciones apuntan a lograr una mayor eficiencia del generador, tanto en los parámetros de diseño de la máquina como en las variables de control (Asadi, Ehsani, y Fahimi, 2006). De especial interés es lo publicado por (Kioskeridis y Mademlis, 2006; Mademlis y Kioskeridis, 2005) puesto que basándose en un modelo lineal de la máquina presentan ecuaciones analíticas sencillas, para resolver el problema de optimizar la potencia generada, siendo que la mayor parte de las publicaciones apuntan a resolver el problema mediante el uso de elementos finitos, algoritmos de búsqueda, etc. En el SRG no es posible obtener una ecuación analítica que relacione la potencia generada con: velocidad de la máquina, ángulos de encendido y apagado, inductancia y corriente por fase.

Todos los trabajos mencionados en cuanto al uso del SRG requieren de un sensor de posición o "encoder" para la sincronización correcta de los interruptores de potencia con la posición del rotor. Por lo tanto hasta la fecha, no existe ninguna publicación de un SRG sensorless, que opere bajo un esquema de corriente regulada, en un amplio rango de velocidades mecánicas. El objetivo de esta tesis es presentar una aplicación de SRG sensorless, y por ello es necesario revisar los trabajos precedentes en cuanto a las técnicas sensorless de la SRM. Esto se verá en la sección 1.6

1.5.1 Ventajas del SRG en generación eólica

El SRG no tiene ninguna ventaja si es usado en turbinas eólicas de velocidad fija, sin embargo, esta máquina sí presenta ventajas competitivas cuando se compara frente a generadores de velocidad variable (Cárdenas, 1996).

Los dos tipos de máquinas más utilizadas en aplicaciones eólicas son la máquina de imanes permanentes de tipo sincrónica (PM) y la máquina de inducción de doble excitación (DFIG). La primera (PM) es comúnmente utilizada en aplicaciones de medianas potencias (kW), mientras que la segunda (DFIG) es ampliamente utilizada en generación de grandes potencias (MW). Los costos de los materiales utilizados en la fabricación de la PM son altos, aún cuando la eficiencia de generación es alta, especialmente en máquinas de pequeña potencia, menores a 20kW (Ogawa et al., 2006). El rango de velocidad de operación de la PM está más limitado en comparación a la SRM. Otra desventaja de esta máquina es que los imanes permanentes se ven afectados por las altas temperaturas. La DFIG, un caso particular de MI, requiere de un convertidor de solo una fracción de la potencia de la máquina, pero es una máquina más grande, en comparación a una SRM de potencia similar, debido al bobinado presente en el rotor de la MI.

1.6 Operación de la máquina de reluctancia sin sensor de posición

Gran parte de las investigaciones realizadas en la SRM, se han focalizado en el estudio de la operación sensorless, y en particular, cuando es utilizada como motor. Pero antes de explicar las distintas técnicas es necesario señalar que en la SRM hay una definición propia de lo que significan bajas y altas velocidades. Bajas velocidades se refiere al rango de velocidades donde la magnitud de la tensión inducida (*back-emf*) es menor que la magnitud de la fuente de alimentación (*dc link*). Por el contrario, altas velocidades corresponden al rango en que la magnitud de tensión inducida es mayor que la magnitud de la fuente de alimentación. Por ello la región de operación depende de: el voltaje con que se esté alimentando la SRM, las características magnéticas de ésta y la velocidad dinámica del rotor. Así, una máquina de determinadas características puede estar operando a una baja velocidad mecánica (por ejemplo 100 rpm) y estar en la región de alta velocidad. Para cada región se aplica un control específico de corriente.

Las características magnéticas de la SRM, o más específicamente el flujo enlazado varían con la posición del rotor. Este es el principio fundamental en el que se basan los métodos sensorless. Las variables medidas son típicamente el voltaje, la corriente, los tiempos de subida y bajada de la corriente chopeada. Las variables estimadas son la inductancia, el flujo enlazado, etc. y a partir de ellas se determina la posición del rotor.

Las técnicas desarrolladas en las últimas dos décadas pueden ser clasificadas de acuerdo a (Ehsani y Fahimi, 2002):

Métodos basados en el uso de hardware adicional

Son aquellos que requieren de circuitería externa, puesto que inyectan señales de prueba en las bobinas.

Métodos basados en el almacenamiento de datos

Son aquellos que requieren, por lo general, de grandes tablas (*lookup tables*) que almacenen las características magnéticas de la máquina y mediante una estimación o lectura de variables determinan el ángulo del rotor.

Métodos basados en la velocidad de procesamiento de datos

También conocidos como métodos basados en modelos matemáticos, son aquellos que requieren de microprocesadores muy rápidos (DSPs comúnmente) capaces de realizar millones de operaciones por segundo. En esta categoría caben los observadores de estado, redes neuronales, lógica difusa, métodos basados en estimación de inductancia, etc.

El control sensorless del generador ha sido desarrollado para operación a altas velocidades bajo esquema de control de pulso único (Edrington, Sepe Jr., Ray B., y Fahimi, 2002; Jones y Drager, 1997). Hasta la fecha no hay publicaciones que presenten un SRG sensorless a velocidad variable, que opere a bajas, medias y altas

velocidades, bajo esquema de corriente regulada. Existen algunas publicaciones en la operación como motor que señalan que sus métodos son aplicables al generador. A continuación se hará una revisión de las distintas técnicas publicadas hasta la fecha.

1.6.1 Estado del arte

El avance actual en el desempeño de los actuales microcontroladores, ya sea en su velocidad de procesamiento como en su relación costo-efectividad, ha abierto una nueva etapa en el desarrollo de las técnicas sensorless. Las nuevas técnicas no requieren, por lo general, de hardware adicional. Por ello las publicaciones en los últimos años han seguido la línea de (c). Estos métodos pueden reducir los costos e incrementar el rango de velocidad de operación. Por esta razón, la revisión bibliográfica se focalizará en este tipo de técnicas. Por último, los métodos que almacenan las características magnéticas de la máquina no sólo requieren tablas de gran tamaño, que significan uso de memoria adicional, también se ven afectados por el paso del tiempo, ya que una SRM puede cambiar sus características magnéticas. En ese caso se requeriría una actualización de la tabla, que puede ser un trabajo tedioso.

La mayor parte de las técnicas implementadas a bajas velocidades se basan en la inyección de señales exploratorias. Evidentemente estas requieren de circuitería externa y no son aptas para altas velocidades mecánicas. Por otro lado, los métodos implementados a altas velocidades no utilizan señales de inspección, sino que utilizan como variable de entrada o referencia el flujo enlazado, haciendo una estimación de éste mediante la integración de la ecuación de flujo de la máquina. A bajas velocidades esta técnica puede ser utilizada, pero presenta dificultades importantes pues el error de integración es considerable y genera errores significativos en la estimación de posición. Para corregir este problema se deben implementar algoritmos para estimar la resistencia de la fase, o utilizar integradores analógicos (Visinka, 2002).

a) Métodos basados en estimación de inductancia

Existen métodos que no requieren de circuitería externa, ni utilizan el flujo enlazado, y que funcionan a bajas velocidades. Entre ellos está el método de la determinación de la inductancia mediante los tiempos de bajada y subida de la corriente chopeada (o regulada), pero es para rangos reducidos de velocidad, aun cuando es simple y no requiere de hardware adicional (N. Liu, Kalpathi, Blackburn, y Reuter, 2000). El método es sencillo de implementar, sin embargo el principal problema es que requiere conocer la tensión inducida cuando la máquina opera a mayor velocidad, lo que representa una dificultad adicional.

Otro método novedoso, propuesto por (T. Liu y Chen, 2002), en el cual se basa parte importante de este trabajo, es el de determinar las derivadas de las corrientes. La premisa del método es que la inductancia instantánea depende del voltaje aplicado y del cambio de la derivada de la corriente. El método es aplicable en un rango amplio de velocidades (asumiendo que la corriente se conmuta en algún momento, y por lo tanto está siendo chopeada). No se ve afectado por cambios en la resistencia de la fase ni por efectos de interferencia mutua con otras fases, ni por la influencia del back-emf. Sin embargo, como estima la inductancia, a altas corrientes no tiene un buen desempeño.

Los métodos hasta aquí descritos utilizan la estimación de la inductancia, que tiene un comportamiento ambiguo en su relación uno a uno con la posición del rotor, cuando las corrientes de fase son altas. Por ello las siguientes estrategias corrigen este defecto excitando otras fases cuando la fase correspondiente ya no aporta buena información.

En (Gao, Salmasi, y Ehsani, 2004) se presenta una técnica novedosa en donde se estima la inductancia de la fase activa, determinando nuevamente la derivada de la corriente, pero sin requerir de conmutaciones de voltaje. Utilizando la representación de Fourier de la inductancia en sus tres primeros términos, determina la posición del rotor. La técnica es inmune a la interferencia mutua entre fases. El modelo analítico requiere de mínimos datos experimentales para su desarrollo, mínima memoria y puede ser fácilmente actualizado si las características magnéticas cambian con el tiempo. Para solucionar el problema de saturación que produce soluciones múltiples, el algoritmo realiza una estimación de la inductancia de la fase siguiente, generando pequeños torques en dirección opuesta al movimiento (en caso de que este esquema se aplicara a generación, se generarían torques motoreados). Los ángulos de encendido y apagado son fijos y están dados por la posición alineada y desalineada de la máquina, por lo tanto el método debe ser modificado para que permita variar los ángulos de encendido y apagado. Por último el método es apto para bajas velocidades y ha sido evaluado experimentalmente entre 0 y 130 rpm, en una SRM de 1000 rpm de velocidad nominal.

En (B. Fahimi, Emadi, y Sepe Jr., Raymond B., 2005) se presenta un técnica de control sensorless aplicable a los cuatro cuadrantes de la SRM, que eventualmente podría funcionar en un SRG de velocidad variable. Se proponen dos modelos analíticos para determinar la posición del rotor, que son usados dependiendo de la velocidad de la máquina. La resolución de las ecuaciones del modelo de baja velocidad requiere más procesamiento que el de alta. En la publicación se define baja velocidad como menor a 250 rpm. Se implementa un algoritmo que observa el back-emf y a partir de ello determina qué modelo utilizar. Los resultados experimentales muestran operación sensorless de generación a altas velocidades (1000 rpm con tensión inducida mayor que la tensión aplicada). Es decir, no se muestra el desempeño del algoritmo propuesto a 1000 rpm en un control basado en bajas velocidades probablemente porque el algoritmo no es lo suficientemente rápido como para operar a esas velocidades mecánicas utilizando el modelo matemático de baja velocidad.

Es importante señalar que el control a bajas velocidades es donde se aplica el control de corriente. Bajo este esquema se puede minimizar el rizado del torque, más que en un esquema de pulso único. Además este método de control es normalmente utilizado en aplicaciones de generación eólica (D. A. Torrey, 2002). Por ello es importante desarrollar un algoritmo de control sensorless para bajas velocidades que opere en rangos más amplios de velocidades mecánicas (0 a 1500 rpm, e incluso hasta 3000 rpm). Para lograr este objetivo es necesario desarrollar un método que requiera de poco esfuerzo computacional, y hasta la fecha las estrategias de control a bajas velocidades no cumplen con este requisito.

b) Estimación en base a control inteligente

Este tipo de técnicas está muy bien resumido en (Vas, 1999).

Paralelamente, junto a los métodos de estimación de inductancia, ha existido un importante desarrollo en el uso de métodos inteligentes, basados en redes neuronales y lógica difusa. Los métodos inteligentes no son modelo-dependientes, aun cuando estos aprenden de datos obtenidos por simulación o experimentación. Puesto que no son modelo-dependientes, la estimación está libre de dependencias de parámetros de la máquina y de perturbaciones, a diferencia de los otros métodos de control moderno. Los requerimientos computacionales de estos métodos varían y en general son altos, pero su habilidad para manipular las incertidumbres tanto de perturbaciones como de parámetros es mucho mejor que la de otros métodos.

Las redes neuronales (*Neural Networks*) son muy útiles para la aproximación de sistemas no-lineales y en muchas otras aplicaciones que involucran control de máquinas. Particularmente en el caso de la SRM forman una estructura eficiente de mapeo para el comportamiento no lineal de esta máquina. Ellas tienen la capacidad inherente de identificación. El proceso de estimación de la posición del rotor puede ser visto como un proceso de identificación en que el conjunto de datos de entrenamiento para la NN está compuesto del flujo enlazado y la corriente como variables de entrada y el ángulo del rotor como variable de salida. Estos datos pueden ser obtenidos experimentalmente o por simulación, y luego de un entrenamiento, la NN "aprende" la relación entre estas tres variables.

También se han utilizado NNs para identificar los estados dinámicos de la SRM (Bellini, Filippetti, Franceschini, Tassoni, y Vas, 1998). La variable de salida de la NN es la posición junto con la velocidad. Se probó, en ese trabajo que mediante simulaciones la NN puede ser utilizada en un control de lazo cerrado como estimador de posición y velocidad. En (Reay y Williams, 1999), se asume que la variación de la inductancia se comporta como una función sinusoidal de la posición del rotor y el número de polos del rotor. Esta simplificación permite una derivación analítica de la relación para estimar la posición del rotor. La idea de usar la NN se aplica cuando la velocidad de la máquina se reduce y el algoritmo principal comienza a fallar. Pero el método se basa en energizar fases no activas y es presentado sólo en simulaciones. En (E. Mese y Torrey, 2002) se implementa la técnica de mapear el flujo enlazado y la corriente de fase y mediante ello entrenar una NN que entregue como salida la posición del rotor. Sin embargo, como la mayoría de estos métodos, se requiere de un algoritmo para la selección de fase y conmutación del estimador. Es decir, un método que decida qué fase aporta la mejor información para estimar la posición. Por otro lado el método requiere de muchas neuronas, lo que significa un mayor tiempo de procesamiento, presentando un inconveniente si se quiere implementar en tiempo real, para una máquina que gire a altas velocidades.

En (E. Mese, 2003) se aplica el mismo procedimiento anterior, pero utilizando un tipo particular de NN denominado CMAC (*Cerebellar Model Articulation Controller*). Esta técnica representa una reducción notable en el número de operaciones matemáticas requeridas y lo hace más apto para aplicaciones de tiempo real, pero aumenta el requerimiento de memoria.

Los dos métodos anteriores requieren del flujo enlazado, que es una variable estimada por integración numérica. El error de integración aumenta a bajas velocidades en esquemas de corriente regulada (pues la tasa de muestreo de corriente y voltaje debe ser aumentada, ya que son conmutados a altas frecuencias). Para solucionar este problema, sin aumentar la frecuencia de muestreo a tasas elevadas, se

utiliza un integrador análogo que incrementa el costo y no tiene buen desempeño en condiciones externas adversas.

En (Hudson, Lobo, y Krishnan, 2004) se implementó un método de estimación de posición con una arquitectura que requiere un mínimo de neuronas, disminuyendo notablemente los esfuerzos computacionales, sin aumentar el requerimiento de memoria. El método se implementó en un DSP de bajo costo. Para ello se agregó a la entrada de la NN una variable dependiente del flujo y la corriente (flujo x corriente). La NN cuenta con sólo 4 neuronas, que es el mínimo logrado hasta la fecha. Sin embargo, también se hace uso de un integrador analógico para solucionar el problema de integración a bajas velocidades y es aplicado a una máquina de una sola fase. El aporte de este trabajo es demostrar que es posible utilizar una NN de mínimo tiempo de procesamiento, y que por tanto puede operar a altas velocidades mecánicas.

Los estimadores de lógica difusa (*fuzzy logic*) utilizan un control lingüístico basado en aproximaciones al razonamiento humano para solucionar problemas de identificación de sistemas. Similar a los métodos de NN, utilizan como variables de entrada el flujo estimado y las corrientes medidas, y entregan como salida la posición. Los controladores difusos, también requieren de un entrenamiento para aprender las relaciones entre flujo, corriente y posición. Sin embargo tienen un mayor requerimiento de memoria en comparación a las NNs, y el diseño de las reglas lingüísticas requiere de la experticia del diseñador. En (Cheok y Ertugrul, 2000) se ha probado satisfactoriamente su desempeño como estimador de posición.

La ventaja de estas dos últimas técnicas es que están basadas en aprender las características magnéticas de la SRM. Las variables como el torque de carga, inercia, coeficientes de roce, no tienen ningún impacto en el desempeño de estos estimadores, a diferencia de los métodos basados en observadores de estado (Husain y Islam, 2001).

En (Khalil et al., 2007) se utiliza un estimador de posición basado en un observador de deslizamiento (*sliding mode observer*), una forma particular de observador de estados. En el trabajo se demuestra una operación satisfactoria en los cuatro cuadrantes, sin embargo los requerimientos computacionales del método son bastante altos. Además se requiere de un tiempo de set-up para que el observador converja y entregue una estimación confiable. En este periodo de tiempo se requiere particularmente de una velocidad estable del rotor. Por último se sabe que los observadores de estado tienen dificultades en los sistema de alta no-linealidad, como es el caso de la SRM.

1.6.2 Requerimientos de un estimador de posición para un SRG

Los distintos métodos desarrollados hasta la fecha tienen sus ventajas y desventajas, dependiendo de los principios de operación. El método ideal será aquél que sólo utilice los terminales de las bobinas, sin requerir de circuitos externos adicionales o memoria, y que sea confiable en la estimación en un rango de velocidad amplio. Particularmente en generación de velocidad variable se requiere que el método tenga las siguientes características:

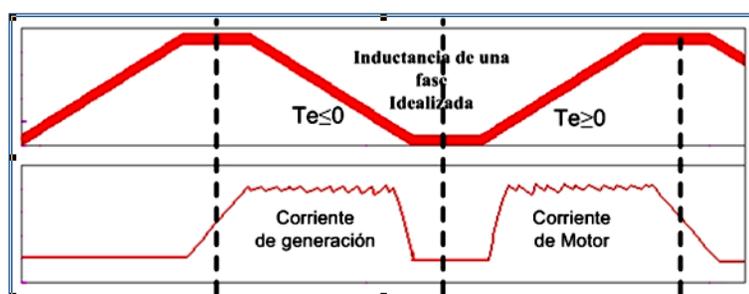
- Inmune a las perturbaciones o cambios de velocidad, torque o carga.
- Implementable en un microcontrolador.
- Inmune a cambios en las características magnéticas debido al paso del tiempo.
- Capaz de operar a bajas y altas velocidades mecánicas en estrategia de corriente regulada.
- Mínima generación de torques motoreados.
- Cierta precisión en la estimación de la posición para lograr un control óptimo del generador.
- Que posea un algoritmo de partida que permita detectar la posición de la máquina cuando esta ya está en movimiento, independiente de si la velocidad es constante o no.

En este trabajo se pretende desarrollar un método sensorless para un SRG que opera desde 0 a 1500 rpm bajo un esquema de corriente regulada. Es decir, un algoritmo eficiente, en términos de recursos utilizados, capaz de operar a altas velocidades mecánicas, bajo un esquema de control de corriente donde la tensión de excitación es mayor que la tensión inducida.

2. Principio de operación del generador de reluctancia conmutada

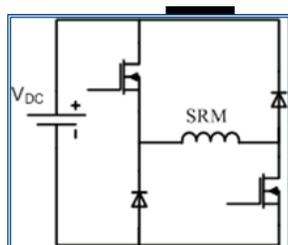
La SRM puede operar como motor o generador, simplemente cambiando los ángulos de encendido de los interruptores de potencia. La Figura 2-1 muestra corrientes de generación y motor en una misma fase.

Figura 2-1: Inductancia de fase y posibles corrientes.



Para explicar las ecuaciones que describen la operación de la máquina se utilizará la topología del convertidor asimétrico clásico de la Figura 2-2. En esta configuración, se utiliza la misma fuente dc para la excitación y demagnetización de las bobinas a través de los interruptores y los diodos respectivamente.

Figura 2-2: Fase única del convertidor utilizado para excitar la SRM.



Existen otro tipo de topologías que pueden servir para generación, donde se separan las fuentes de excitación y demagnetización, como por ejemplo la mostrada en (R. Cárdenas et al., 2005).

La tensión aplicada en la bobina está dada por:

$$v_{ph} = Ri + \frac{d\lambda}{dt} \quad (2.1)$$

Donde λ es el flujo enlazado, Ri es la caída de tensión debido a la resistencia del par de bobinas en serie. Como el flujo enlazado depende de la corriente y de la posición del rotor, es decir $\lambda = \lambda(i, \theta)$, (2.1) puede ser expresada así:

$$v_{ph} = \frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} + \frac{\partial \lambda}{\partial i} \frac{di}{dt} + Ri \quad (2.2)$$

O bien así:

$$v_{ph} = \frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \omega + \frac{\partial \lambda}{\partial i} \frac{di}{dt} + Ri \quad (2.3)$$

El primer término del lado derecho de (2.3) se denomina contra-fuerza- electromotriz o back-EMF (*back-Electro Motive Force*). Esta magnitud depende de la velocidad y de la derivada parcial del flujo enlazado respecto del ángulo del rotor, manteniendo la corriente constante. Una forma diferente de analizar esta ecuación, y que será la utilizada en el desarrollo matemático de esta investigación, es utilizando la definición de inductancia propia dada por la siguiente ecuación:

$$\lambda_{ph}(i, \theta) \equiv L(i, \theta)i \quad (2.4)$$

Reemplazando la definición en (2.1) se tiene que:

$$v_{ph} = Ri + \frac{dL(i, \theta)}{dt} i + \frac{di}{dt} L(i, \theta) \quad (2.5)$$

Aplicando la regla de la cadena sobre el segundo término del lado derecho de (2.5),

$$v_{ph} = Ri + \left(\frac{\partial L(i, \theta)}{\partial i} \frac{di}{dt} + \frac{\partial L(i, \theta)}{\partial \theta} \omega \right) i + \frac{di}{dt} L(i, \theta) \quad (2.6)$$

Reordenando (2.6), se tiene:

$$v_{ph} = Ri + \left(L(i, \theta) + \frac{\partial L(i, \theta)}{\partial i} i \right) \frac{di}{dt} + i\omega \frac{\partial L(i, \theta)}{\partial \theta} \quad (2.7)$$

Se define la inductancia incremental como:

$$l(i, \theta) \equiv \frac{\partial (L(i, \theta)i)}{\partial i} = L(i, \theta) + i \frac{\partial L(i, \theta)}{\partial i} \quad (2.8)$$

Por lo tanto podemos expresar (2.7) en términos de inductancia incremental e inductancia propia:

$$v_{ph} = Ri + l(i, \theta) \frac{di}{dt} + i\omega \frac{\partial L(i, \theta)}{\partial \theta} \quad (2.9)$$

El tercer término del lado derecho de (2.9) es el back-EMF (tensión inducida que se denominará "e"), y con esta forma de expresarlo se puede intuir que es negativo cuando el rotor se está desalineando, puesto que la inductancia está decreciendo con respecto al ángulo de avance; y es positivo cuando el rotor se está alineando puesto que la inductancia se está incrementando. El segundo término tiene que ver con la caída de voltaje inductivo. El back-EMF es despreciable en ciertas circunstancias:

Cuando la máquina está en la posición alineada o desalineada

Cuando la velocidad del rotor es muy baja

Cuando la corriente en la fase es pequeña.

Volviendo a la Figura 2-2, las corrientes que circulan por la fase son siempre positivas. Lo que sí cambia de signo es e. Cuando $e > 0$ y se aplica una tensión +Vdc mediante el encendido de ambos interruptores, la corriente aumentará pero experimentará una tendencia a disminuir puesto que e le está "restando" potencia a la batería. Esa disminución de potencia eléctrica se está transformando en potencia mecánica y será la que tienda a alinear el rotor (operación como motor). En cambio, si $e < 0$, se provocará un incremento de la corriente, y por lo tanto la potencia mecánica se estará transformando en potencia eléctrica (generador). Sin embargo, el comportamiento de

la corriente en la fase está determinado por la relación entre v_{ph} y e.

Cada vez que se encienden los dos interruptores, la tensión de la fase es igual a la de la batería. Este instante se conoce como magnetización.

Figura 2-3: Modelo circuital de excitación en fase motor.

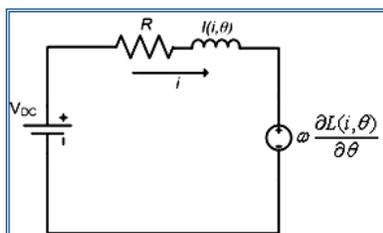
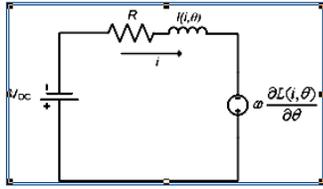


Figura 2-4: Modelo circuital de demagnetización en fase generador.



Cuando la SRM se opera como generador, la excitación puede ser realizada antes de la alineación de manera que la corriente en la fase alcance un valor adecuado cuando el

rotor entre en la región de $\frac{\partial L}{\partial \theta} < 0$ (de generación). Dependiendo de la velocidad, se puede comenzar la excitación en la zona donde $\frac{\partial L}{\partial \theta} \approx 0$, y de este modo la corriente

sube más rápido y no se pierde energía en producir torques motoreados. Posterior a la magnetización, si después se apagan ambos interruptores, la tensión aplicada en la fase es igual $-V_{dc}$. En ese instante, conocido como demagnetización, la corriente será devuelta a la batería. La tensión en las bobinas será $-V_{dc}$ hasta que la corriente se extinga. Sin embargo, la corriente sólo decrecerá si la magnitud del voltaje de la fuente es mayor que e . Esto ocurre para bajas y medias velocidades. Por esta razón es necesario que durante la etapa de generación se requiera de múltiples periodos de excitación y demagnetización para mantener la corriente en un nivel adecuado (ver Figura 2-5). Esta estrategia se conoce como control o chopeo de la corriente.

Eventualmente, a bajas velocidades, podría realizarse sólo una excitación y demagnetización en la fase de generación como se ve en la Figura 2-6, pero esto llevaría a tener picos de corriente elevados, y por tanto torques muy pulsados. Esta estrategia de conmutación conocida como pulso único (*single pulse*) se utiliza preferentemente para altas velocidades, cuando e es superior a la tensión de la fuente dc.

Con esta información es posible identificar una velocidad que determina un cambio en el comportamiento de la corriente.

En la ec (2.9), si consideramos despreciable el valor de R entonces ella se reduce a:

$$v_{ph} = l \frac{di}{dt} + e \quad (2.10)$$

Se denomina velocidad base (Millar, 2001) a aquella velocidad en que $v_{ph} = e$, es decir,

$$\omega_B = \frac{V_{DC}}{i \left| \frac{\partial L}{\partial \theta} \right|} \quad (2.11)$$

Cuando la máquina supera esta velocidad, la magnitud de e es tal que no permite controlar la corriente, entonces la estrategia de conmutación es la de control de pulso único³. En esta estrategia sólo se controlan los ángulos de encendido y apagado³.

Si la velocidad de la máquina es inferior a ω_B entonces los parámetros a controlar serán: corriente en la fase, ángulo de encendido Q_{on} y ángulo de apagado Q_{off}

Figura 2-5: Control de corriente a bajas y medias velocidades

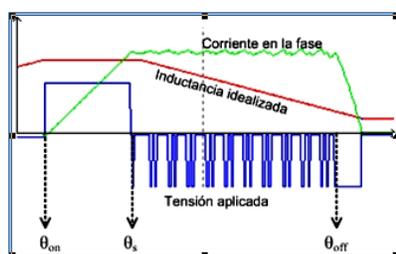
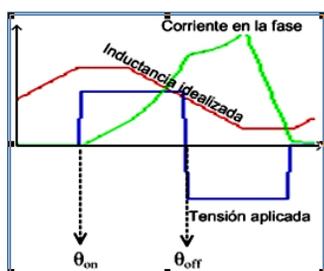


Figura 2-6: Control de pulso único

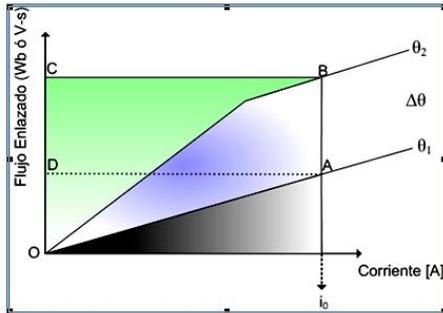


2.1 Cálculo del torque

Para determinar el torque instantáneo a una corriente y ángulo del rotor específicos, es necesario conocer la relación entre torque, corriente y flujo. Estas variables están relacionadas por el concepto de coenergía.

Figura 2-7: Curvas de magnetización en una SRM.

³ La velocidad base no es una velocidad rigurosamente definida, sino más bien una aproximación elegida por el fabricante.



La coenergía (W') para una fase con una corriente i_0 y posición θ_1 es el área bajo la curva de magnetización, de color gris,

$$W' = \int \lambda di \quad (2.12)$$

La energía almacenada en forma de campo magnético es el área sobre la curva, en este caso el área del triángulo ΔOAD . Matemáticamente es:

$$W_f = \int i d\lambda \quad (2.13)$$

Si el rotor se desplaza un $\Delta\theta$ desde θ_1 hacia θ_2 (se acerca a posición de alineamiento), manteniendo la corriente constante, el intercambio de energía desde la fuente de poder ΔW_e es igual al incremento en la energía magnética almacenada más la energía mecánica producida:

$$\Delta W_e = X_{ABCD} \quad (2.14)$$

El incremento de la energía magnética almacenada está dado por:

$$\Delta W_f = OBC - OAD \quad (2.15)$$

El trabajo mecánico realizado en el desplazamiento está dado por:

$$\Delta W_m = T\Delta\theta = \Delta W_e - \Delta W_f \quad (2.16)$$

$$\Delta W_m = OAB \quad (2.17)$$

Gráficamente el trabajo mecánico es el área azul y es también equivalente al cambio de la coenergía. Como el torque mecánico desarrollado es producto del torque

eléctrico (asumiendo que no hay pérdidas), en el límite cuando $\Delta\theta \rightarrow 0$ se tiene que:

$$T_e = \left[\frac{\partial W'}{\partial \theta} \right]_{i=\text{constante}} \quad (2.18)$$

En condiciones ideales, considerando que no hay saturación, las curvas de magnetización son rectas en cualquier posición. En ese caso la coenergía W' y la

energía magnética W_f son iguales a $\frac{1}{2}L(\theta)i^2$, entonces (2.18) se expresa como:

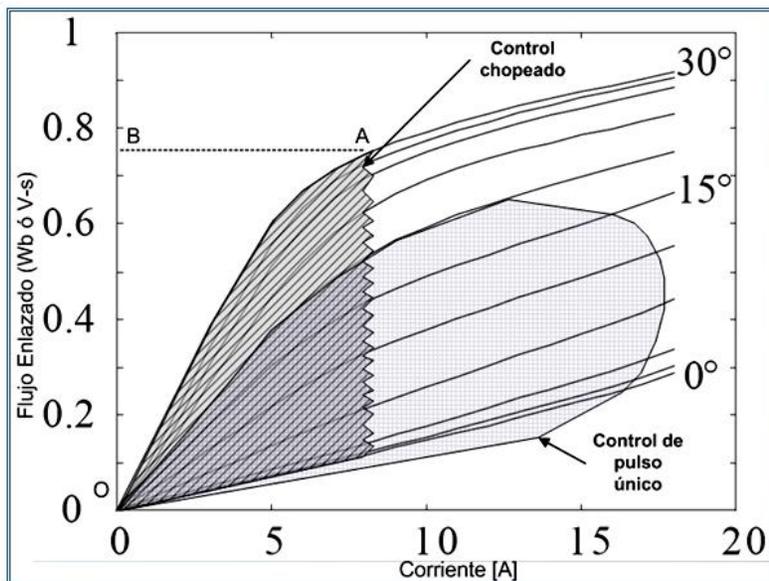
$$T_e = \frac{1}{2}i^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (2.19)$$

En un periodo completo de una fase, el trabajo mecánico total W producido por esa fase está dado por el área encerrada por la vuelta cerrada (*loop*) de la curva λ - i que va de origen a origen (asumiendo que la corriente inicial es 0 y termina en 0), tanto para una máquina girando a alta velocidad con control de pulso único, como una con corriente chopeada a bajas o medias velocidades (ver Figura 2-8).

La expresión matemática del trabajo realizado en el loop es:

$$W = \int_{\theta_{on}}^{\theta_{off}} T(i, \theta) d\theta \quad (2.20)$$

Figura 2-8: Energía convertida bajo las dos estrategias de control



Si la SRM posee m fases en el estator y N_r polos de rotor, existirán mN_r veces en que se produce este ciclo de trabajo al cabo de una revolución. Por lo tanto el torque medio estará dado por:

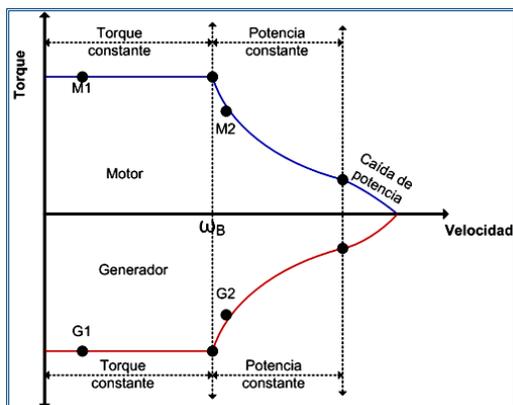
$$T_{medio} = \frac{mN_r W}{2\pi} \quad [\text{Nm}] \quad (2.21)$$

En generación la curva cerrada se recorre en sentido horario, y el torque medio es negativo. La potencia eléctrica que se podrá obtener será máxima cuando se maximice el área encerrada por el lazo. El área OAB corresponde a la energía que la fuente de excitación debe entregar inicialmente a la SRM para que ésta a su vez entregue la energía generada en el instante en que comienza a bajar por la curva. Si la máquina no se saturara, las curvas serían rectas y por lo tanto el área W aumentaría, sin embargo también aumentaría la energía que la fuente debe entregar a la máquina inicialmente, y por lo tanto el convertidor debería ser más grande por el requerimiento mayor de Volt-Ampere (Miller, 2001). También se ve que la pendiente del flujo desalineado debe ser lo mínima posible, mientras que la pendiente alineada lo máximo posible (L_a grande, L_u pequeño). Con ello más torque se puede extraer de la máquina.

2.2 Control de Torque

La curva de torque característica de una SRM está dada por la Figura 2-9 (Miller, 2001). En la región de torque constante el back-emf es pequeño y por lo tanto se requiere control chopeado para mantener la corriente constante. En esta zona, a medida que aumenta la velocidad, es posible mantener el torque medio constante con la misma forma de onda de la corriente. La elección de los ángulos de encendido y apagado influyen en el ruido auditivo, la forma de la corriente o del torque, o en la eficiencia de la máquina. En la región de potencia constante, la corriente es controlada mediante pulso único debido a que la tensión del dc-link es insuficiente para el choqueo. Ello se debe al incremento de la back-emf. El modo de lograr potencia constante es aumentando el tiempo de conducción de los interruptores, a medida que aumenta la velocidad. Con ello también se aumenta el pico del flujo máximo, que puede ser aumentado hasta un cierto valor (aproximadamente el doble de la velocidad base). Si la velocidad continúa aumentando, significará una pérdida del área encerrada, sin embargo la región de potencia constante es posible mientras la pérdida de área sea compensada con el aumento de velocidad ($P=T_e\omega_m$).

Figura 2-9: Plano Torque Velocidad



En la zona de potencia constante, el torque es inversamente proporcional a la velocidad. En la zona de caída de potencia, es decir, cuando la pérdida de área es

mayor que el aumento de velocidad, se tiene que $P \propto \frac{1}{\omega_m}$.

3. Simulación del modelo implementado

Una parte importante del desarrollo de esta investigación consiste en la modelación computacional de la SRM. Existen algunos software que contienen modelos numéricos de la máquina (por Ej. MATLAB), sin embargo dada la complejidad de ellos, al momento de simularlos, los tiempos de cálculo son considerablemente altos.

El objetivo de esta implementación es conocer la operación de la SRM como generador, interactuando con la estrategia de control propuesta. El modelo ha sido implementado en el software PSIM. Este modelo no considera pérdidas magnéticas ni tampoco inductancias mutuas entre las distintas fases. Las simulaciones orientadas a conocer la operación del convertidor y el controlador no consideran los efectos de saturación. En cambio, las simulaciones del capítulo siguiente sí la consideran, con el fin de mostrar el desempeño del estimador de posición. Los interruptores de potencia, esto es IGBTs y diodos, son ideales.

3.1 Base teórica e implementación del modelo en PSIM

Las ecuaciones dinámicas de la SRM son:

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - B_m \omega - T_L \quad (3.1)$$

Donde J es el momento de inercia del rotor, ω es la velocidad angular del rotor, T_e es el torque eléctrico desarrollado por la SRM, B_m es el coeficiente de roce viscoso del rotor y T_L es el torque aplicado en el eje del rotor.

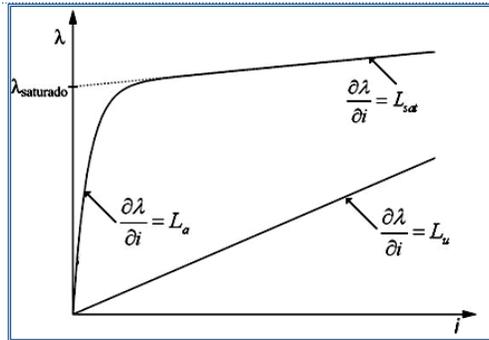
El torque eléctrico instantáneo está dado por la suma de los torques individuales producidos por las fases de la máquina, es decir:

$$T_e = \sum_{j=1}^m T_{ej} \quad (3.2)$$

Donde T_{ej} es el torque instantáneo de la fase j .

Para modelar las curvas de magnetización de una SRM, con el objeto de considerar los efectos de saturación, se puede utilizar un análisis basado en elementos finitos. Sin embargo en este trabajo se utilizó el modelo propuesto por (D. A. Torrey y Lang, 1990; D. A. Torrey, Niu, y Unkauf, 1995) que requiere conocer los parámetros indicados en la Figura 3-1.

Figura 3-1: Modelo de saturación.



Para todas las posiciones del rotor el flujo enlazado está dado por:

$$\lambda(i, \theta) = L_u i + f(\theta) \left(\lambda_{sat} (1 - e^{-K_i}) + L_{sat} i - L_u i \right) \quad (3.3)$$

donde:

$$K = \frac{L_a - L_{sat}}{\lambda_{sat}} \quad \text{y,}$$

$$f(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \left(N_r \left[\theta + 2\pi \frac{x}{N_s} \right] \right), \quad x = \text{índice de la fase} (0 \dots \frac{N_s}{2} - 1)$$

A partir de (3.3) y utilizando la definición de inductancia propia (2.4) se llega a que:

$$L(i, \theta) = L_u + f(\theta) \left(\frac{\lambda_{sat}}{i} (1 - e^{-K_i}) + L_{sat} - L_u \right) \quad (3.4)$$

La inductancia incremental se obtiene por la derivada parcial del flujo respecto a la posición:

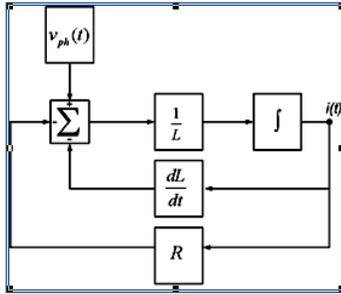
$$l(i, \theta) = L_u + f(\theta) \left((L_a - L_{sat}) e^{-K_i} + L_{sat} - L_u \right) \quad (3.5)^4$$

Con estas expresiones y recordando que por (2.5) se tiene:

$$\frac{v_{ph} - Ri - \frac{dL}{dt} i}{L} = \frac{di}{dt} \quad (3.6)$$

Las derivadas están expresadas en forma total y con respecto al tiempo. Con ellas es posible obtener el modelo circuital, con una fuente de corriente, reduciendo los tiempos de cálculo en comparación a utilizar derivadas parciales. Para el cálculo del torque por fase se utilizará (2.19) que proviene de la ecuación lineal. La razón es que lo que se busca en las simulaciones es entender el comportamiento del convertidor, y el diseño del estimador de posición, más que un análisis detallado del torque producido por la máquina. El modelo se muestra en Figura 3-2.

Figura 3-2: Diagrama de bloques del modelo circuital.



Con este modelo se construye en PSIM la inductancia de fase (ver Figura 3-3). Los terminales de la bobina (In+ y Out) son conectados al circuito convertidor. Cada fase es una inductancia distinta e independiente y se requiere de 4 inductancias en total. El modelo de inductancia es válido para saturación y no saturación. Lo que define el tipo de operación es la inductancia propia, que puede ser determinada de dos formas:

linealmente ($L = L(\theta)$) o dependiente de la corriente ($L = L(i, \theta)$).

Figura 3-3: Modelo de la inductancia de fase

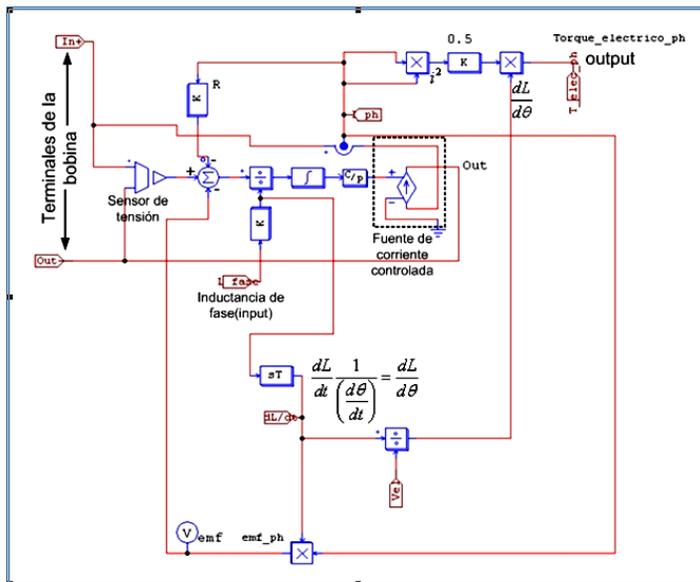
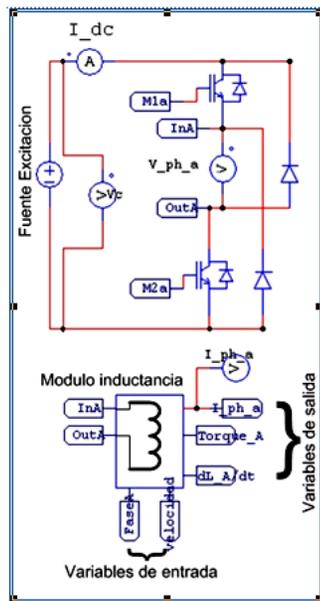
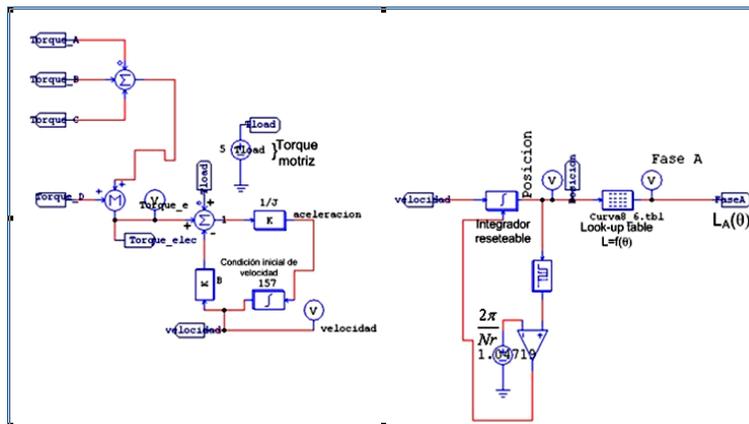


Figura 3-4: Conexión de inductancia de fase con circuito convertidor



El modelo dinámico implementado en PSIM se muestra a continuación:

Figura 3-5: Modelo dinámico del SRG



El modelo de la Figura 3-5 es lineal (no considera saturación) puesto que la tabla de datos (*look-up table*) es de una entrada (posición) y una salida (inductancia). La inductancia de las otras fases se obtiene de la misma manera pero desfasando la posición en el valor correspondiente.

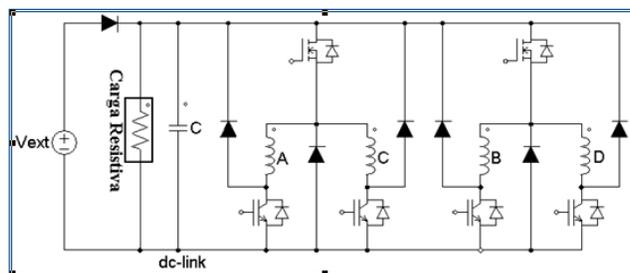
Para la simulación del modelo saturado, presentado en el capítulo siguiente se utiliza un bloque con dos entradas: posición y corriente; y la salida es la inductancia propia. Las ecuaciones del bloque no lineal son las del modelo de la Figura 3-1 explicado anteriormente.

3.2 Estrategia implementada de control de encendido y apagado de interruptores

Para simplificar la implementación de los algoritmos de control se han utilizado librerías dinámicas (DLL) utilizando el software Visual C++. Con esta herramienta se puede interactuar PSIM con algoritmos desarrollados en lenguaje C. En PSIM se agrega un bloque que llama a un archivo *.dll* el cual tiene entradas y salidas. Las entradas son variables de PSIM, y las salidas son variables generadas por las rutinas de C. Esta técnica es más eficiente y rápida que cuando se interactúa con MATLAB. Por otra parte, los códigos desarrollados en C son similares a aquellos que se cargarán posteriormente en el DSP.

El modelo de convertidor para las simulaciones es el de 6 interruptores, mostrado en la Figura 3-6. La conmutación de los interruptores se explica más adelante

Figura 3-6: Convertidor de 6 interruptores para un una máquina de 8/6 polos.



El esquema de conmutación de los interruptores se basa en que la corriente de una determinada fase se debe extinguir en el instante en que el rotor se desalinea completamente (ver Figura 3-7). Para extinguir la corriente se debe aplicar una tensión negativa en un instante previo a la desalineación, que es determinado mediante relaciones matemáticas. En el momento en que se aplica el pulso negativo, la corriente de la fase siguiente ya debe alcanzar el valor de referencia I_{ref} . Este esquema de manejo de corriente es el propuesto en (Mademlis y Kioskeridis, 2005). La modificación principal es que en esta tesis se utilizará un control de corriente PI y de banda de histéresis, en vez de utilizar modulación delta. Por otra parte, las relaciones matemáticas utilizadas en este trabajo han sido obtenidas en base a valores instantáneos de inductancias, no de ángulos.

Por último la simulación utiliza la información del encoder para la sincronización inicial. Luego de ello, sólo se utiliza la información de inductancias de cada fase.

Figura 3-7: Control de la corriente en base a la inductancia.

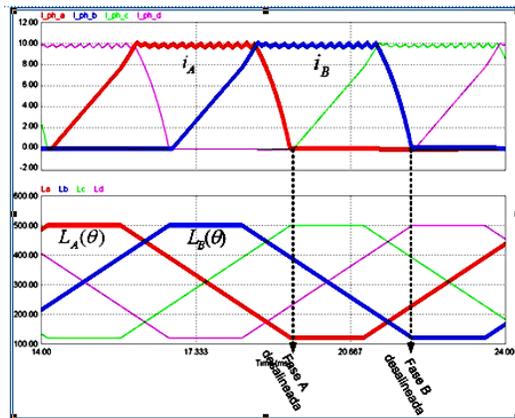
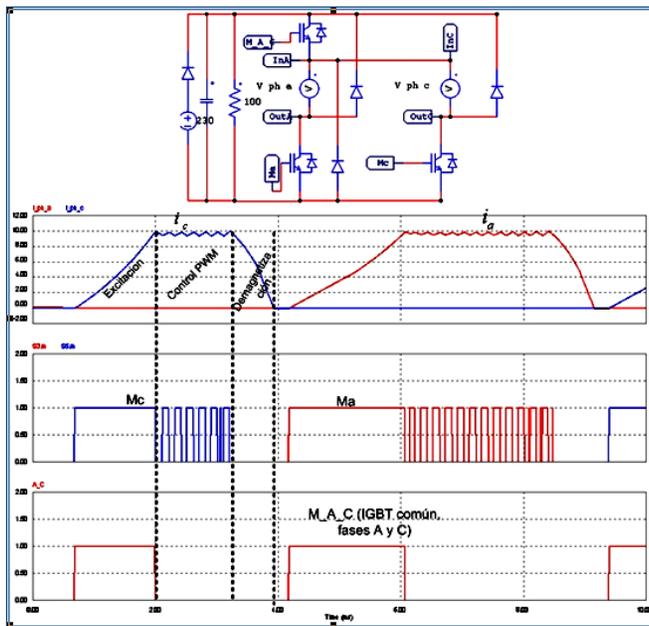


Figura 3-8: Conmutación de los interruptores para un par de fases utilizando estrategia de conmutación suave.



Como se muestra en la Figura 3-8, las fases A y C poseen un interruptor y un diodo en común que están conectados a un mismo nodo de sus respectivas fases. Ambas fases operan independientes de las fases B y D, que a su vez tienen otro diodo e interruptor en común, conectados de igual manera. Por esta razón las fases A y B permiten traslape de corriente, al igual que D con A o C con B. Lo que no puede ocurrir es traslape de fases que comparten diodo e interruptor. Para excitar una fase ambos interruptores deben estar encendidos. Con ello se aplica una tensión de +Vdc. Cuando se alcanza la corriente de referencia, i_{ref} , se apaga el interruptor común y el interruptor M_a (o M_b) se conmuta de acuerdo a la señal PWM.

$$\text{Si } M_A_C = \text{ON} \rightarrow \begin{cases} \text{Ma=OFF} \rightarrow v_{ph} = -V_{DC} \text{ (demagnetización)} \\ \text{Ma=ON} \rightarrow v_{ph} = 0 \text{ (freewheeling)} \end{cases}$$

Finalmente cuando la corriente debe extinguirse, se apagan ambos interruptores. Este esquema de conmutación se conoce como conmutación suave (*soft switching*).

La corriente puede subir cuando $v_{ph} = 0$ porque la back-emf tiene signo negativo y actúa como fuente de voltaje. Si la corriente de referencia, i_{ref} , fuese reducida, la back-emf sería pequeña y no permitiría que la corriente aumentara cuando $v_{ph} = 0$.

Existe otra forma de conmutación, conocida como conmutación fuerte (*hard switching*). En ella la técnica es encender y apagar los dos interruptores simultáneamente en la fase de generación. Así la fase se conmuta entre $+V_{DC}$ y $-V_{DC}$.

Este esquema, tiene la ventaja de que la corriente sube más rápido (la fuente y la back-emf actúan en el mismo sentido) cuando la corriente o la velocidad de la máquina es muy baja, pero dificulta el control del PI, pues los di/dt son mayores. Por ello la frecuencia de la portadora, para obtener un control satisfactorio, debe ser mayor que en el caso de conmutación suave. Otras desventajas de la conmutación fuerte es que genera un rizado de corriente mayor, y por tanto un torque con más rizado. También produce un ruido acústico mayor.

3.3 Control de generación propuesto

El sistema de control propuesto para la generación, no para el control sensorless, se basa en los trabajos de (R. Cardenas et al., 2005; Mademlis y Kioskeridis, 2005), con ciertas modificaciones explicadas a continuación.

El objetivo del sistema implementado es controlar la potencia generada en una carga constante, dada una velocidad de giro de la máquina. Como la carga a la salida del generador es constante, sólo puede controlarse el voltaje generado. Se busca que la tensión generada sea aquella que logra un balance adecuado entre potencia mecánica de entrada y potencia eléctrica generada, asumiendo que las pérdidas son nulas. Además como el voltaje generado en la carga es también el voltaje de excitación, se busca que éste sea lo suficientemente alto como para evitar que la máquina supere la velocidad base y deba ser controlada mediante pulso único. La partida del SRG será utilizando una fuente dc de excitación externa. Cuando el SRG pueda generar una tensión mayor que la de la fuente externa, entonces no se requerirá de esta última. Así el SRG operará en régimen de autoexcitación.

En generadores eólicos de velocidad variable, la velocidad de la turbina es controlada para que opere en el punto de mayor eficiencia. Para cada velocidad existe un óptimo para el cual se extrae la máxima potencia (R. Cardenas, Ray, y Asher, 1995). La relación no lineal entre la velocidad y la potencia máxima que se puede extraer de la turbina está dada por:

$$P_{opt} = k_{opt} \omega_m^3 \quad (3.7)$$

Donde P_{opt} es la potencia óptima, k_{opt} es una constante que depende de las características aerodinámicas de la turbina y de la caja multiplicadora de velocidades. Se utilizará esta ecuación para determinar la potencia eléctrica que deberá generar la SRM para cada velocidad, asumiendo pérdidas despreciables.

La constante ($k_{opt} = 6.17 \times 10^{-4}$) que se utilizará es la obtenida a partir del punto (P_e, ω_m) = (2.4kW, 1500rpm) dado por las características nominales de la máquina, idéntica a la utilizada en (R. Cárdenas et al., 2005)

La potencia generada por la SRG en condiciones de autoexcitación, es decir, con $V_L > V_{ext}$ (ver Figura 3-6) está dada por:

$$P_{out} = V_L I_L \quad (3.8)$$

La eficiencia del generador está dada por el cociente entre potencia generada y la potencia mecánica de entrada al sistema:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (3.9)$$

Si no se consideran las pérdidas, entonces:

$$P_{in} = P_{out} \Leftrightarrow k_{opt} \omega_m^3 = \frac{V_L^2}{R_L} \quad (3.10)$$

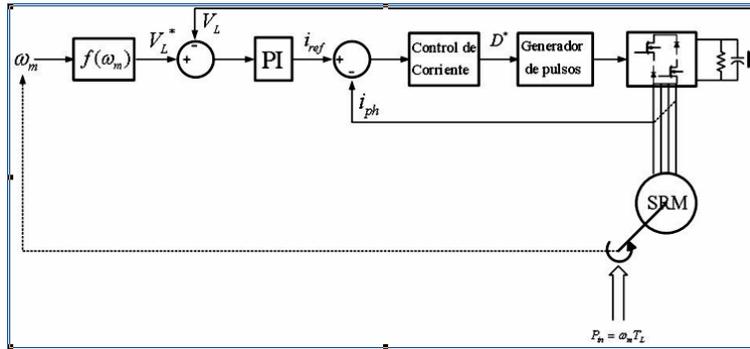
Por lo tanto, la ecuación que relaciona el voltaje de la carga con la velocidad del generador está dada por:

$$V_L = f(\omega_m) = \sqrt{R_L k_{opt} \omega_m^3} \quad (3.11)$$

La ec. (3.11) es la que se utilizará para generar la referencia de voltaje en la carga.

El diagrama en bloques del control propuesto para las simulaciones es el siguiente:

Figura 3-9: Diagrama de bloques del control propuesto.



En la práctica son muy escasas las aplicaciones que operan a voltaje variable (bombeo de agua, sistemas de calefacción y aire acondicionado). Lo común es que la carga sea variable, y la tensión generada fija. La justificación de esta estrategia es que lo que se quiere demostrar en este trabajo es la implementación del método sensorless, bajo un esquema de velocidad variable, en donde el generador ajusta la potencia generada de acuerdo a la velocidad de giro de las aspas. Ahora bien, en caso de que se requiera utilizar una estrategia de voltaje fijo en la carga, entonces será necesario incluir un convertidor de potencia que a partir de una tensión variable, produzca una tensión regulada a la salida.

Continuando con la explicación del control propuesto, la señal de error de voltaje en la carga pasa a través de un control PI que genera la referencia de corriente común para todas las fases del SRG. El lazo interno del control de corriente está compuesto por un control PI (distinto al del control de voltaje) más un *anti-windup* que evita que el error integral produzca efectos indeseados cuando el error ha sobrepasado cierto umbral. A partir del nuevo PI se genera un valor para el ciclo de trabajo de la señal PWM que va entre 0 y 1. La frecuencia de la portadora es de 5kHz. El cálculo de las ganancias del controlador está en el ANEXO A. Los controladores, tanto de voltaje como de corriente están diseñados en el dominio continuo y operan dentro de él. Más adelante se detallará la transformación al dominio discreto, para las pruebas experimentales.

Para el apagado de la corriente se hace el siguiente análisis: si la máquina se está acercando a la posición de desalineamiento, considerando despreciable la resistencia de fase, el $\Delta\theta$ requerido para que la corriente de la fase se extinga (desde i_{ref} a 0) luego de aplicar una tensión negativa igual a $-V_{dc}$ está dado por:

$$\Delta\theta_f = \frac{i_{ref} \omega_m L_u}{V_{DC}} \quad (3.12)$$

Como la variación de inductancia de bajada es aproximadamente lineal y cumple la relación:

$$L(\theta_{off}) - \Delta\theta_f k = L_u \quad \text{con } k = \frac{L_\alpha - L_u}{\beta_s} \quad (3.13)$$

Entonces el valor de la inductancia de la fase i al momento de aplicar el pulso negativo esta dado por:

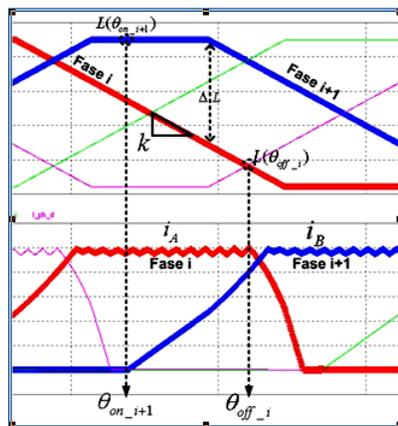
$$L(\theta_{off_i}) = L_u \left(\frac{i_{ref} \omega_m k}{V_{DC}} + 1 \right) \quad (3.14)$$

De manera análoga es posible demostrar que el valor instantáneo de la inductancia de la fase siguiente, cuando se aplica la tensión de excitación de modo que coincidan los valores de corrientes en ambas fases está dado por:

$$L(\theta_{on_i+1}) = \left(L(\theta_{off_i}) + \Delta L \right) \left(1 + \frac{i_{ref} \omega_m k}{V_{DC}} \right) - \Delta L \quad (3.15)$$

En la Figura 3-10 se muestra gráficamente como debe ser el apagado de la corriente. $\Delta L > 0$, es igual a la diferencia de inductancia entre fases consecutivas para un mismo ángulo.

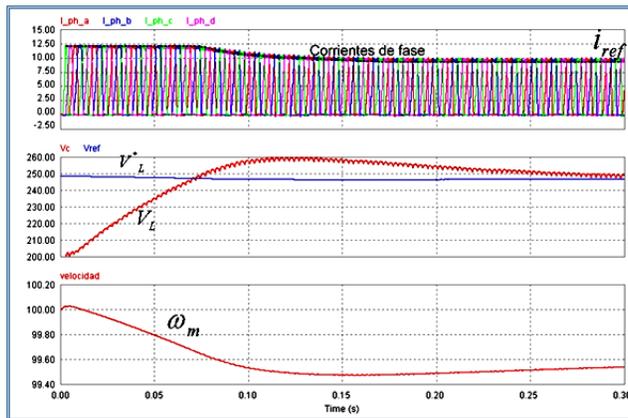
Figura 3-10: Inductancias de encendido y apagado.



3.4 Resultado de las simulaciones

Considerando los siguientes parámetros (ver Figura 3-5 y Figura 3-6): $R_L=100$; $C=2200\mu F$; $J=0.5$; $B=0.0005$; $T_L=6.73Nm$, $V_{ext}=200V$, los resultados obtenidos se muestran a continuación:

Figura 3-11: Simulación del SRG a 950 rpm, en régimen transitorio.

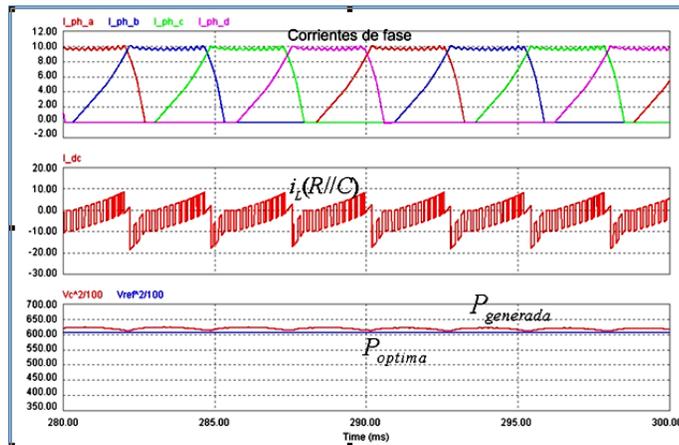


En la Figura 3-11 se muestra el comportamiento de la corriente en cada fase, el voltaje de referencia y generado en la carga, y la velocidad mecánica del rotor (rad/s). Inicialmente el voltaje en la carga es igual a la tensión de excitación puesto que en la partida la potencia generada es cero. La velocidad inicial del SRG es de 100 rad/s (950 rpm), y esta decrece levemente porque cuando se comienza a generar, se produce un torque opuesto al movimiento. A medida que se aplica una referencia de corriente (limitada a 12.5[A]) la tensión en la carga comienza a aumentar hasta alcanzar la tensión de referencia V_L^* . Apenas V_L es superior a V_{ext} , entonces se puede decir que la máquina está autoexcitada. En la Figura 3-12 se muestra la misma simulación pero en estado de régimen.

La corriente $i_L(R//C)$ es la corriente de la carga condensador y

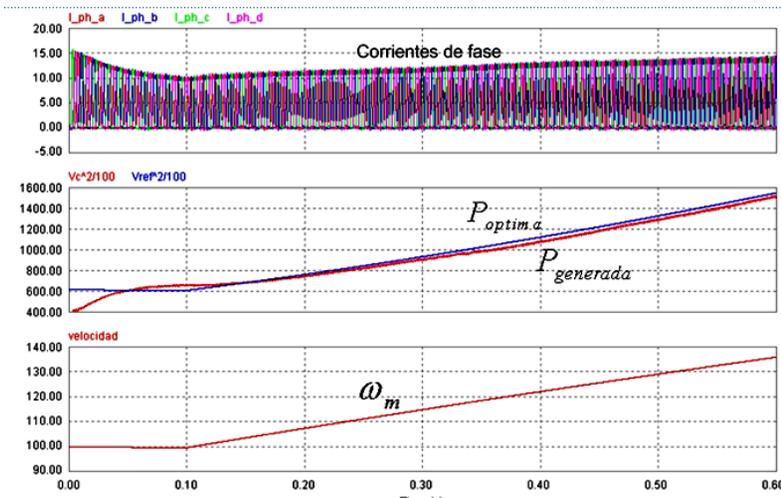
resistencia en paralelo, que es al mismo tiempo fuente de excitación y de demagnetización. Evidentemente que la corriente en la carga resistiva no presenta ese tipo de rizado. De hecho es proporcional a la potencia generada mostrada en la curva de más abajo. Cuando el valor de la corriente es positivo significa que el condensador está entregando energía al generador, para su excitación. De lo contrario, cuando es negativo, está recibiendo energía del SRG. Se aprecia que las corrientes de fase están traslapadas, y cumpliendo la condición de continuidad al momento de la demagnetización. Para reducir el rizado de la corriente que circula en el dc-link, de modo de reducir el tamaño del condensador, se podría implementar una estrategia especial de control de corriente, en la cuál se procurara mantener constante el valor de la suma de las corrientes de fase. Con ello también se reduciría el rizado del torque. Sin embargo este tópico, está fuera de los objetivos de esta tesis.

Figura 3-12: Detalle de corrientes y potencias a 950 rpm, en régimen permanente.



La potencia óptima $P_{\text{óptima}}$, es la potencia de referencia o demandada, señalada por (3.7) que se obtiene conociendo la velocidad del rotor.

Figura 3-13: Respuesta dinámica del SRG frente a escalón de torque.



En la Figura 3-13 se muestra el aumento de la potencia generada por el SRG cuando éste aumenta su velocidad debido a que se ha aplicado un escalón de torque en la carga, que acelera la máquina desde 100 rad/s hasta 135 rad/s (950 a 1283rpm) en 0.5 (s). La aceleración es exagerada, pero sirve para mostrar que el SRG tiene una rápida respuesta.

4. Diseño y simulación del nuevo método de control sensorless

En este capítulo se revisan las bases teóricas de los métodos de estimación basados en la inductancia. Se estudia brevemente el uso de las redes neuronales para aproximación de funciones no lineales. Posteriormente se revisa el método propuesto por (Chen y Liu, 2003) y las mejoras realizadas en esta investigación, como es el uso del método de los mínimos cuadrados y la introducción de una red neuronal para corregir el efecto de la saturación. Por último se presentan los resultados en simulaciones del nuevo método propuesto aplicados a una sola fase de la máquina en condiciones de saturación utilizando el modelo de Torrey (ver sección 3.1).

4.1 Introducción

Los métodos de estimación de posición se basan en que las características magnéticas de la máquina varían con la posición del rotor. Entre ellos existen algunos basados en modelos analíticos que estiman la inductancia propia de la máquina y a partir de ella determinan cuál es la posición absoluta del rotor. La inductancia se obtiene de la ecuación de flujo (2.4). De hecho es posible determinar la inductancia a partir del flujo enlazado (que también es estimado, integrando (2.1), sin embargo el método requiere conocer la resistencia de fase, que es variable, por la temperatura y el efecto pelicular.

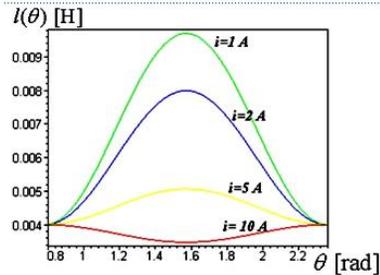
Existe una distinción entre la inductancia incremental $l(\theta, i)$ y la inductancia propia $L(\theta, i)$ dada por la relación (2.8). Cuando la SRM opera en la región lineal, es decir, cuando no hay saturación, la inductancia incremental es igual a la inductancia propia. Es decir,

$$l(\theta, 0) \approx L(\theta, 0) \quad (4.1)$$

Para que se cumpla esta condición es necesario que la máquina opere a bajas corrientes, o bien que el entrehierro de la máquina sea lo suficientemente grande como para que no haya saturación.

Ambas variables, pueden dar información de la posición del rotor cuando la máquina está operando en la zona lineal. Sin embargo, cuando la máquina está saturada, la información que entregan del rotor es ambigua.

Figura 4-1: Relación entre inductancia, posición y corriente de fase, utilizando ecuaciones de Torrey en una SRM de 8/6 polos.



En la Figura 4-1 se aprecia que cuando las corrientes son pequeñas, la inductancia incremental indica una cierta relación acerca de la posición del rotor, pero a medida que va aumentando la corriente, esta relación se modifica notoriamente (el comportamiento de la inductancia propia es muy similar al mostrado en la Figura 4-1). Las curvas corresponden a las de una SRM con parámetros diferentes a los de la máquina utilizada en los experimentos, pero sirven para ejemplificar el fenómeno de saturación.

Existen diferentes métodos propuestos para determinar la posición del rotor en base a estimaciones de la inductancia incremental ya sea despejando (2.9) en función de la inductancia incremental, $I(i, \theta)$, asumiendo que la velocidad es baja (back-emf tiende a 0) y despreciando el valor resistivo de la bobina. Luego, mediante un modelo analítico, se relaciona inductancia incremental con el ángulo del rotor utilizando series de Fourier y limitando el número de términos (típicamente a 3). Adicionalmente se obtienen algunos datos experimentales o de elementos finitos para hacer un ajuste de los coeficientes en los términos de Fourier. Lógicamente que el método es válido para bajas velocidades, pues no se está considerando el efecto del back-emf. Otra forma de estimar la inductancia es mediante el método de (Chen y Liu, 2003) que es determinando las derivadas de la corrientes en la fase. El método implementado determina la posición del rotor, mediante la resolución de ecuaciones cuadráticas, pero es aplicado en una SRM con saturación leve ($I < 6A$). Lo importante y ventajoso del método es que no se ve afectado por cambios en la resistencia de la fase ni por efectos de inductancia mutua, ni por la influencia del back emf.

Los métodos aquí descritos utilizan la estimación de inductancia incremental, que como se ha mencionado tiene un comportamiento ambiguo en su relación uno a uno con la posición del rotor. Por ello estas estrategias requieren de algoritmos adicionales que permitan excitar otras fases cuando la fase correspondiente ya no aporta buena información.

4.2 Base teórica del método de estimación de inductancia

El método de estimación de inductancia incremental en base a las derivadas de las corrientes, se basa en que la desviación de la pendiente de la corriente en cada conmutación depende únicamente de la tensión y la inductancia de la fase.

Para demostrar esto se hará el siguiente análisis. A partir de (2.9) se pueden determinar tres estados distintos en una fase cualquiera a la cual se le está aplicando una tensión conmutada. Estos son:

$$V_{DC} = Ri + l(i, \theta) \frac{di}{dt_{\uparrow}} + i\omega_m \frac{\partial L(i, \theta)}{\partial \theta} \quad (4.2)$$

$$0 = Ri + l(i, \theta) \frac{di}{dt_0} + i\omega_m \frac{\partial L(i, \theta)}{\partial \theta} \quad (4.3)$$

$$-V_{DC} = Ri + l(i, \theta) \frac{di}{dt_{\downarrow}} + i\omega_m \frac{\partial L(i, \theta)}{\partial \theta} \quad (4.4)$$

La ecuación (4.2) corresponde al instante en que la fase está excitada por una tensión positiva, donde la pendiente de la corriente tiene un valor positivo. Para el caso de (4.4) la pendiente de la corriente es negativa. En el caso de (4.3), el signo depende de la zona de torque. Durante el periodo en que la corriente es controlada, ya sea en su operación de motor o generador, considerando que el voltaje está siendo conmutado a una frecuencia bastante superior a la frecuencia de giro de la máquina, se pueden hacer los siguientes supuestos:

La velocidad no varía entre estados consecutivos.

El valor promedio de la corriente es constante entre dos estados consecutivos

El término $\frac{\partial L(i, \theta)}{\partial \theta}$ no varía entre estados consecutivos

El valor de la resistencia en la fase no varía entre dos estados consecutivos.

Luego de estos supuestos es posible despejar la inductancia incremental entre dos

$$\frac{2 \times V_{DC}}{\frac{di}{dt_{\uparrow}} - \frac{di}{dt_{\downarrow}}} = l(i, \theta) \quad (4.5)$$

Entre (4.4) y (4.3):

$$\frac{V_{DC}}{\frac{di}{dt_0} - \frac{di}{dt_{\downarrow}}} = l(i, \theta) \quad (4.6)$$

La ventaja de este método radica en que es relativamente simple de implementar (siempre que sea posible obtener una buena estimación de las pendientes instantáneas de la corriente), y sólo se requiere conocer dos variables: la tensión aplicada y la corriente en la fase. El método puede ser aplicado en bajas y altas velocidades, con esquema de corriente controlada o control de pulso único, sin embargo en este último método es posible conocer una sola posición por vuelta eléctrica, ya que hay solo una conmutación. En el caso de corriente chopeada,

mientras más conmutaciones ocurran (mayor frecuencia de conmutación) más valores instantáneos de inductancia se conocerán por lo que será posible obtener una mayor precisión, que irá limitada por la velocidad de muestreo y la capacidad del microprocesador.

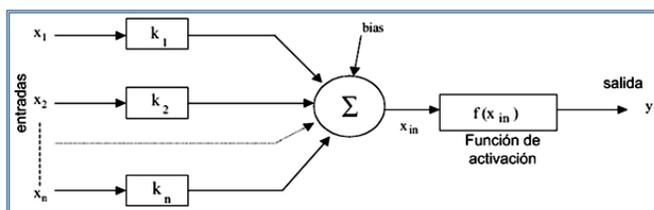
El problema de este método es que se estima la inductancia incremental (y no la propia como señala el autor) por lo que en altas corrientes el resultado de la posición es ambiguo.

Antes de continuar con el método de estimación de inductancia utilizado en este trabajo, se introducirá el tema de las redes neuronales.

4.3 Redes neuronales

Una NN consiste en un conjunto de unidades básicas conocidas como neuronas, a las cuales se les suma un numero definido de entradas ponderadas y un "bias" (suma de una constante). La ganancia en la línea de cada entrada, denominada peso sináptico o ponderación, está dada por k_1, k_2, \dots, k_n y se muestra en la Figura 4-2.

Figura 4-2: Modelo de neurona básica.

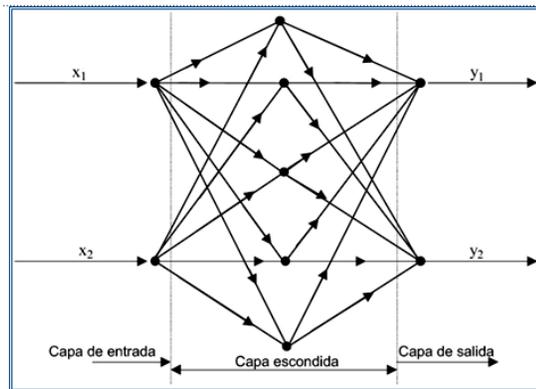


Las entradas son ponderadas por el peso correspondiente, luego sumadas y posteriormente procesadas a través de una función no lineal, conocida como función de activación $f(x_{in})$. La función de activación que normalmente se elige es continua y diferenciable de modo de obtener una salida suave.

La relación entre las entradas y la salida de la neurona de la Figura 4-2 está dada por:

$$y = f\left(\sum_{i=1}^n x_i k_i + bias\right) \quad (4.7)$$

Figura 4-3: Red neuronal multicapa.



En una NN común, varias neuronas son usadas en cada capa, tal como se muestra en la Figura 4-3. Las capas que están entre las de salida y entrada se denominan capas escondidas. Para la identificación de sistemas no lineales, las capas escondidas son necesarias.

Tradicionalmente en la estimación de posición de la SRM las entradas son las corrientes y flujos enlazados, y la salida es el ángulo del rotor. El número de capas escondidas es comúnmente uno, y las neuronas en la capa escondida van de 9 a 15 (a excepción del trabajo presentado por (Hudson et al., 2004)). El número de neuronas en la capa escondida esta influenciado por el comportamiento de la función de activación y las funciones basales. Pero, aunque la estructura de una NN es relativamente simple, el hecho de tener 9 a 15 neuronas en la capa escondida significa un número importante de operaciones matemáticas necesarias para procesar todas las entradas y obtener la salida. Sin considerar sumas de bias, se requieren 37 multiplicaciones y 24 sumas para la capa escondida de 9 neuronas, y 61 multiplicaciones más 42 sumas para la capa escondida de 15 neuronas (Krishnan, 2001). El número de cálculos es alto comparado con los métodos tradicionales de estimación de posición (a excepción de los observadores de estado) y podría ser una limitante si se quiere implementar en un controlador de tiempo real.

4.4 Entrenamiento de una red neuronal

Los pesos de cada neurona se determinan mediante un proceso de entrenamiento, en el cual se le introduce un conjunto de datos conocidos y el error de la salida ajusta los pesos hacia atrás de la red (retropropagación). Este proceso utiliza un algoritmo de retropropagación para minimizar más rápidamente el error. Una vez que la NN ha sido entrenada fuera de línea (*off line*), entonces puede ser usada para estimar la posición en un lazo cerrado de control.

La forma de operar de una NN puede ser vista como la implementación de una tabla tridimensional mediante una red dinámica, en contraste con una realización basada en una tabla de memoria estática, incapaz de adaptarse a los cambios de parámetros. Si la opción de aprendizaje continuo es incorporado, entonces la NN pasa a ser adaptiva y puede ser fácilmente ajustada si los parámetros de la máquina se modifican. Esta es una de las principales ventajas de la estimación basada en NN.

4.5 Método propuesto

La propuesta de este trabajo consiste en utilizar el método de las derivadas de las corrientes, pero calculándolas mediante el método estadístico de los mínimos cuadrados. El objetivo de implementar esta estrategia es reducir el error de estimación debido a que la medición de las corrientes se ve afectada normalmente por ruido electrónico. Así, si la señal de corriente es ruidosa, entonces la derivada lo será aun más, y por lo tanto la estimación de inductancia no será confiable. En segundo lugar, y dado que el algoritmo se implementará en un DSP de velocidad limitada, se propondrá una forma pseudo-recursiva para determinar la pendiente, con el fin de reducir el número final de operaciones requeridas para el cálculo de ésta. Como la tasa de muestreo de la corriente es fija, se pueden realizar ciertas simplificaciones en las ecuaciones para determinar la pendiente, que además distribuyen las operaciones a medida que se obtienen nuevos datos, de manera de evitar que todo se calcule al final de la conmutación de los interruptores. En tercer lugar, se incluirá por primera vez, una NN para aproximar la función que relaciona inductancia estimada y corriente con inductancia insaturada. Matemáticamente se explica por (4.8):

$$\lim_{i \rightarrow 0} L(\theta, i) = G_{NN}(\hat{I}(\theta, i), i) \quad (4.8)$$

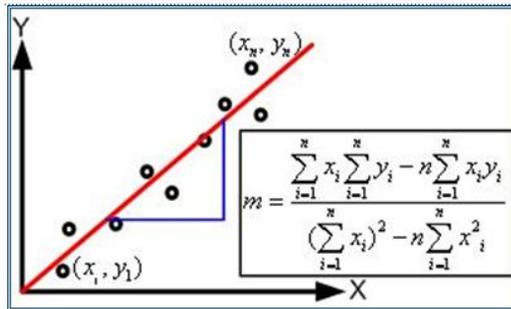
Esto es necesario debido a que la inductancia incremental por si sola aporta una información ambigua cuando la máquina está saturada, es decir, cuando las corrientes por fase son altas. Este enfoque es distinto a los métodos tradicionales puesto que no se determina la posición del rotor, sino la inductancia lineal, que provee de la misma información que el ángulo del rotor, pero utilizando menos recursos computacionales.

Se utilizará una configuración clásica de NN multicapa para aproximación de funciones no lineales. La NN contiene sólo dos capas y no más de 3 neuronas, la que recibe como entradas la corriente de referencia y la inductancia estimada (por el método de MMC), y entrega como salida la inductancia nominal o insaturada. La inductancia nominal sólo depende de la posición del rotor, a diferencia de la inductancia incremental que depende además de la corriente.

4.6 Desarrollo teórico del método de mínimos cuadrados modificado

El método de los mínimos cuadrados o MMC, determina la pendiente de la recta que minimiza el error cuadrático medio. Esta se explica gráficamente en la Figura 4-4.

Figura 4-4: Representación del MMC para obtener pendientes.



Si las N-muestras están equidistantes respecto a su coordenada x, entonces la pendiente se expresa de la siguiente forma:

$$m = -12 \times \frac{(N+1) \sum_{i=1}^N y_i - \sum_{i=1}^N x_i y_i}{N(N^2 - 1)} \quad (4.9)$$

Este cociente puede ser calculado en dos partes. El denominador se puede obtener a partir de una tabla limitada a $N = 16$ (n° de muestras suficientes en la práctica). El numerador, en cambio, puede ser obtenido de una manera recursiva que se explica a continuación (ver Anexo H):

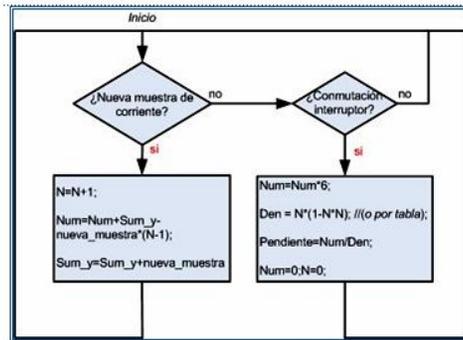
$$num = 12 \times \left[\frac{N+1}{2} \sum_{i=1}^N y_i - \sum_{i=1}^N x_i y_i \right] \quad (4.10)$$

$$\frac{num}{6} = \left[(N+1) \sum_{i=1}^N y_i - 2 \sum_{i=1}^N x_i y_i \right] = z_N$$

$$z_N = z_{N-1} + \sum_{i=1}^{N-1} y_i - (N-1)y_N \quad (4.11)$$

Con $z_0 = 0$. La ec. (4.11) es una expresión recursiva del valor del numerador. La ventaja de calcularlo así es que el valor del numerador se actualiza cada vez que se obtiene una nueva muestra de corriente ($y_N = i_N$). El valor del denominador se obtiene a través de una tabla, y en el cálculo de la pendiente, una vez recopilados los N datos, sólo se realiza una división (o multiplicación). El algoritmo se puede resumir así:

Figura 4-5: Diagrama de flujo del algoritmo de MMC

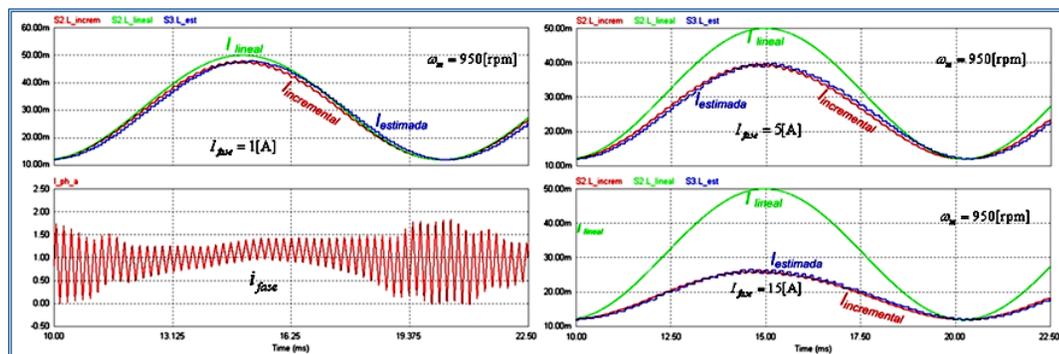


En términos prácticos, la frecuencia de muestreo de la corriente debe ser mayor que la frecuencia fundamental de la señal PWM que conmuta los interruptores, de manera que entre conmutaciones hayan suficientes muestras de corriente como para obtener una buena aproximación de la pendiente. Sin embargo, como el DSP que se utilizará es de 16 bits se restringirá el valor de las variables a 16 bits, para no sobrecargar el trabajo de cálculo. Por ello la variable Sum_y que contiene la suma acumulada de las muestras de corrientes no debe superar los 16 bits.

Para obtener un valor de inductancia se requieren los últimos dos valores de pendientes, y el valor promedio de la tensión entre ambos estados. A continuación se muestran las simulaciones de estimación de inductancia incremental utilizando el método propuesto. La frecuencia de muestreo del conversor análogo digital es de 80kHz, y la frecuencia de la portadora de la señal PWM es de 5kHz. Dado que la razón entre frecuencia de muestreo y PWM es 16, se evita que la cantidad de muestras entre conmutaciones supere este valor. También se ha considerado una resolución de 12 bits en el conversor análogo digital.

4.7 Simulaciones del estimador de inductancia

Figura 4-6: Simulación de estimador de inductancia.



En la Figura 4-6 se encuentran graficados los resultados del estimador de inductancia con distintas corrientes en la fase. La simulación se realiza manteniendo una corriente constante en toda la región de inductancia y a una velocidad constante. Se presentan las curvas de inductancia lineal (o insaturada), incremental y estimada. La curva

estimada se aproxima a la inductancia incremental, no a la lineal. Lógicamente que el estimador funcionará sólo en la región de torque negativo o de generación cuando se aplique al generador. También se muestra la forma de onda de la corriente que circula por la fase cuando $i_{ref}=1[A]$. La corriente es controlada por un controlador PI idéntico al explicado en la sección 0, pero implementado en el dominio discreto. Se observa un rizado importante en la corriente que provoca un rizado en la inductancia incremental, y también en la estimación, porque en el modelo saturado la inductancia depende de la corriente. Se ve también que la curva de inductancia comienza a disminuir el valor de su cresta a medida que aumenta la corriente, por efecto de la saturación. Es por ello que se utiliza una NN cuya función es que a partir de la estimación y la corriente promedio determine la curva insaturada de inductancia.

4.8 Aproximación mediante red neuronal y resultados obtenidos

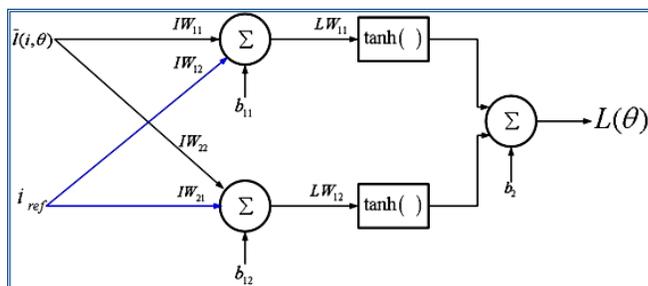
Mediante el procesamiento realizado con la NN la curva obtenida sólo depende de la posición del rotor y con ella es posible implementar un control sensorless. La función de la NN es aproximar una función no lineal de tres variables.

El entrenamiento de la NN se realiza *off-line* utilizando el algoritmo de *backpropagation* de MATLAB. Los datos utilizados para el entrenamiento corresponden a datos de simulación en los cuales se varía la corriente de fase desde 1[A] hasta 18 [A]. Estos datos son previamente filtrados mediante técnicas de interpolación. Utilizando la topología de la Figura 4-7 y, 1200 datos de entrenamiento, se obtuvo un error cuadrático medio (rms) de $9.5e-5$ en un total de 5000 épocas (*epochs*). Los datos de referencia corresponden a la inductancia insaturada o lineal mostrada en la Figura 4-6, que se obtiene por la siguiente relación:

$$L(\theta) = L_u + \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(6\theta) \right] (L_a - L_u) \quad (4.12)$$

Los coeficientes de la NN están en el ANEXO B.1.

Figura 4-7: Red Neuronal multicapa implementada en la simulación.



La función $\tanh(\cdot)$ (tangente hiperbólica) requerida para la implementación de la NN de la Figura 4-7 corresponde a la función de activación presente en toda NN. Mediante prueba y error se llegó a que con esa configuración se obtuvo el menor error cuadrático de aproximación, y el menor número de neuronas. De hecho, al aumentar el número de neuronas, no se observan considerables mejoras en el desempeño de la red NN. En el procesamiento de la NN, para obtener un valor de $L(\theta)$, se requirió de 6 multiplicaciones, 6 sumas y dos cálculos de la función trigonométrica $\tanh(\cdot)$. La red se implementó en un módulo DLL cuyo código se escribió en C.

Figura 4-8: Resultados de estimación a 542[rpm].

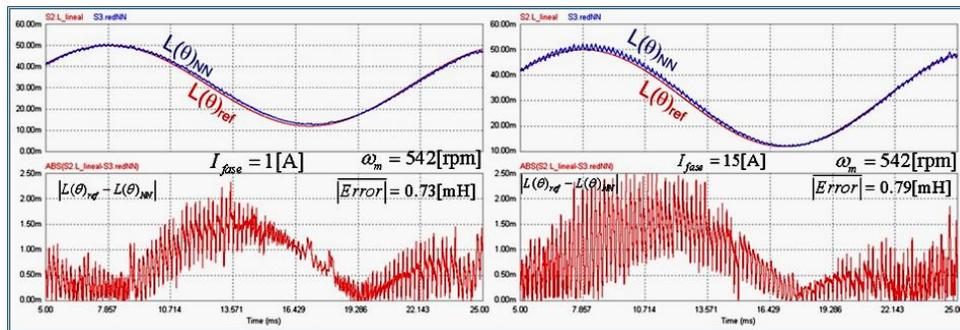
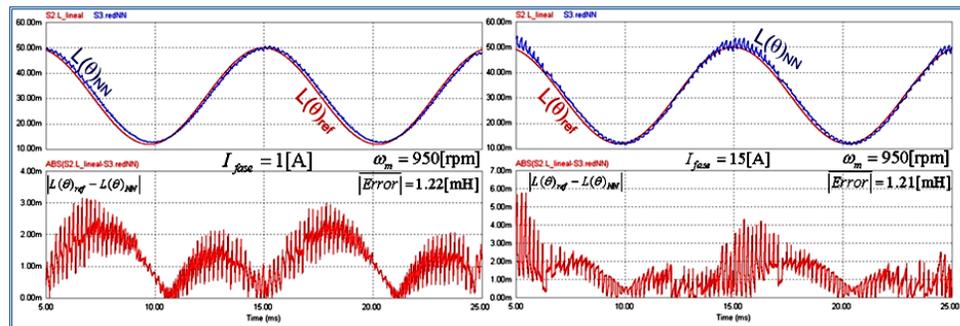


Figura 4-9: Resultados de estimación a 950 rpm.



En las Figura 4-8 y Figura 4-9 se muestran los resultados de la NN a velocidad constante. La curva de error está dada por:

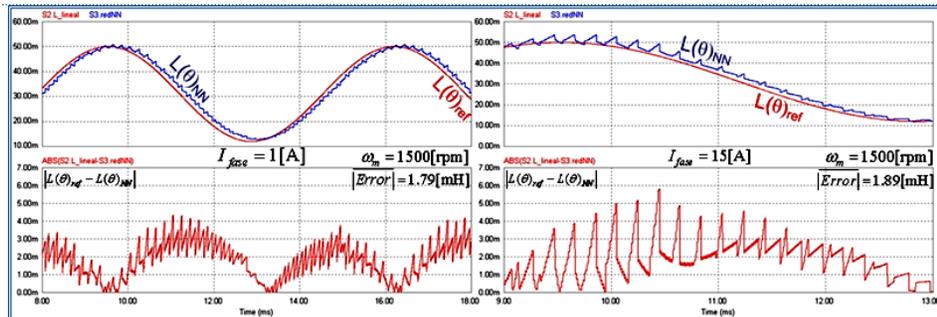
$$\text{Error} = \left| L(\theta)_{ref} - L(\theta)_{NN} \right| \quad (4.13)$$

Donde $L(\theta)_{ref}$ es la curva de referencia y $L(\theta)_{NN}$ es la estimación de la NN.

Esta última curva se ajusta satisfactoriamente a la curva de referencia, en cualquier posición del rotor. Sin embargo, cuando se aumenta la corriente en la fase se observa un rizado importante en la inductancia estimada $L(\theta)_{NN}$, principalmente en la posición de alineamiento. Este efecto tiene que ver con el rizado de la corriente y la saturación de la SRM. A altas corrientes, pequeños Δi provocan grandes ΔL . De todos modos en un esquema de generación, y de acuerdo al control propuesto en este trabajo, la

aproximación que más interesa es en la región de bajada de la inductancia, cuando se acerca a la posición de desalineamiento.

Figura 4-10: Resultado de estimación a 1500 rpm.



En la Figura 4-10 se presentan simulaciones similares a las anteriores, pero a una velocidad de 1500 rpm. Se observa que la estimación de inductancia es mejor a bajas velocidades, debido a que la frecuencia de conmutación es fija y por tanto a menor velocidad se obtienen más cálculos de pendiente, y en consecuencia una mayor cantidad de valores de inductancia. La curva estimada presenta un cierto desfase respecto a la original. El error es levemente mayor a altas velocidades y corrientes, debido a que el control de corriente PI no tiene un buen desempeño por efecto de la magnitud del back-emf. Sin embargo, el error sigue siendo aceptable, si se considera que lo importante es el error en términos de posición más que en el cálculo de la inductancia. El máximo error obtenido a la máxima velocidad (1500 rpm) es de aproximadamente $\pm 5.81\text{mH}$ que en términos de ángulo significa un error de $\pm 3.2^\circ$ mecánicos (aproximadamente un 10% para un total de 30°), puesto que en la región de bajada

$$\left| \frac{\Delta L}{\Delta \theta} \right| \approx 1.809 \left[\frac{\text{mH}}{\text{grados}} \right].$$

En la Tabla 4-1 se resumen los errores absolutos promedios y máximos en términos de inductancia y de ángulo.

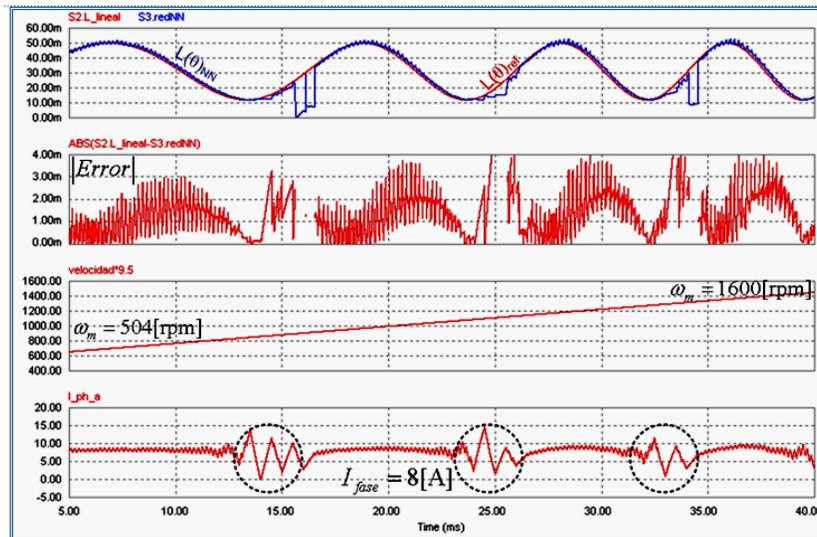
Tabla 4-1: Errores de aproximación del estimador con NN.

Velocidad	Error promedio de L [mH]	Error promedio en grados [°]	Máximo error de L[mH]	Error máximo en grados [°]
542[rpm]	0,79	0,44	2,95	1,63
950[rpm]	1,22	0,67	5,70	3,15
1500[rpm]	1,89	1,04	5,81	3,21

Por último, en la Figura 4-11 se muestra el desempeño del estimador frente a cambios en la velocidad de la máquina. La simulación se obtuvo aplicando un alto torque que acelera la SRM de 504 a 1600 rpm en 35 milisegundos, que en la práctica es algo imposible, pero nuevamente se presenta con el fin de mostrar que el desempeño del estimador no depende de los cambios de velocidad. La SRM no opera como generador, puesto que se está aplicando una corriente regulada de 8[A] en toda la vuelta eléctrica. Se aprecian importantes errores de estimación en la región de subida de la

inductancia (región de motor), que se deben a que el control de corriente no responde bien frente al aumento del back-emf y a su repentino cambio de signo.

Figura 4-11: Resultado de estimación frente a una aceleración de 504 a 1600 rpm en 35ms.



Nuevamente lo fundamental es que el estimador funcione bien en la zona de generación. El diseño del controlador de corriente está determinado para la zona de bajada de la inductancia, donde la back-emf es negativa, y no positiva como en la zona de subida. La componente de frecuencia fundamental del error es de 5kHz.

4.9 Conclusiones

De acuerdo a los resultados de las simulaciones, se concluye que el estimador de inductancia propuesto es una técnica eficiente y económica en términos de cómputo requerido, pues requiere de una NN de tamaño mínimo, para obtener una buena aproximación de la inductancia insaturada. La razón principal del ahorro de recursos computacionales de este método es que no intenta determinar la posición absoluta del rotor, sino la inductancia insaturada. Además el método sólo obtiene información de la fase en excitación, por ello no requiere utilizar fases adicionales que podrían generar torques innecesarios.

El estimador propuesto opera satisfactoriamente frente a los cambios de velocidad y torque de carga. Puede operar con la máquina detenida hasta velocidades superiores a 1500[rpm]. Eventualmente puede funcionar con la estrategia de pulso único aunque en esta situación disminuye notoriamente su resolución, por lo que sería más conveniente estimar la inductancia mediante alguno de los métodos de integración, que están bien desarrollados actualmente. La NN puede ser utilizada, aún en este esquema, pues la saturación de la inductancia continuaría manifestándose. Sin embargo, mediante el control propuesto es posible mantener la tensión generada a

una magnitud que asegura que no se supera la velocidad base, y en consecuencia el SRG siempre opera con la corriente controlada.

A diferencia de los métodos de integración que a bajas velocidades tienen mayor error, este método aumenta su precisión, pues no se ve afectado por las variaciones de la resistencia de fase.

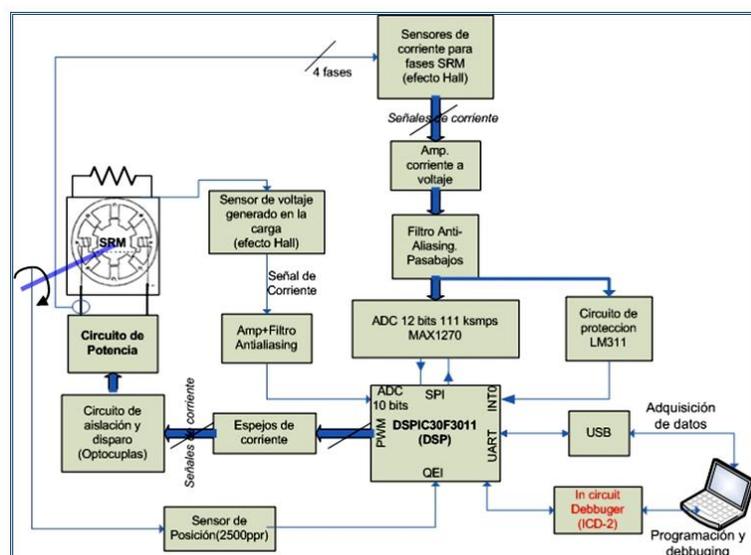
Por último si la frecuencia de la señal PWM se aumenta es posible obtener una mejor estimación, puesto que con ello se reduce el rizado de la corriente, y en consecuencia el rizado de la inductancia. Pero si se aumenta la frecuencia de conmutación también se debe aumentar la velocidad de muestreo del ADC, de manera de asegurar un cierto número de muestras entre cada conmutación.

A modo de ejemplo si $f_{pwm}=5\text{kHz}$, $f_{adc}=80\text{kHz}$, se obtendrán 16 muestras por ciclo, que deben ser divididos de acuerdo al ciclo de trabajo. Si $D=80\%$, entonces en la pendiente de subida se obtendrán $16*0.8=12$ muestras y en la bajada sólo 4.

5. Implementación práctica

En este capítulo se detallan todos los aspectos referentes al diseño e implementación del sistema de control y a los circuitos de potencia utilizados en el control de la SRM.

Figura 5-1: Diagrama en bloques del sistema implementado.



La Figura 5-1 muestra un esquema general del sistema que se implementó. La función principal de procesamiento de señales de corriente y voltaje, y control de la SRM es realizada por el DSP (*Digital Signal Processor*). A continuación se explicarán los bloques más relevantes.

5.1 Características generales del DSP

El microcontrolador utilizado es un dispositivo de alta integración, y pertenece a la familia de los dsPIC de Microchip. Estos microcontroladores poseen la potencialidad y rapidez de un DSP y la facilidad de programación de un PIC. Por esta razón nos referiremos a él como DSP y no como microcontrolador.

Del DSP se utilizan 7 funciones específicas que se explican a continuación:

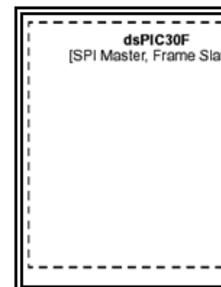
5.1.1 Comunicación serial con el conversor análogo digital externo

El ADC (*Analog to Digital Converter*) externo mide las corrientes de cada fase de la máquina. La transferencia de información entre el DSP y ADC se realiza mediante un protocolo serial denominado SPI. En este esquema de transmisión el DSP opera como maestro y el conversor como esclavo. De acuerdo a la Figura 5-2, el DSP define la frecuencia del reloj de operación (*serial clock*). Al definir este parámetro se está definiendo tanto la tasa de transmisión de datos como la tasa de muestreo del ADC.

Adicionalmente, el ADC entrega un pulso de sincronización (*Frame Sync Pulse*) que avisa cuando la conversión ha finalizado y por lo tanto comenzará el envío de la palabra de 12 bits a través del pin SDOx del ADC. A su vez, el DSP debe enviar periódicamente una palabra de 8 bits al ADC, para indicarle el canal de muestreo y el rango de voltaje de la señal adquirida. La Figura 5-2 es un diagrama esquemático de la conexión entre ambos dispositivos.

Figura 5-2: Esquema de comunicación entre DSP y ADC externo.

Figura 0-1: Esquema de comunicación entre DSP y ADC externo.

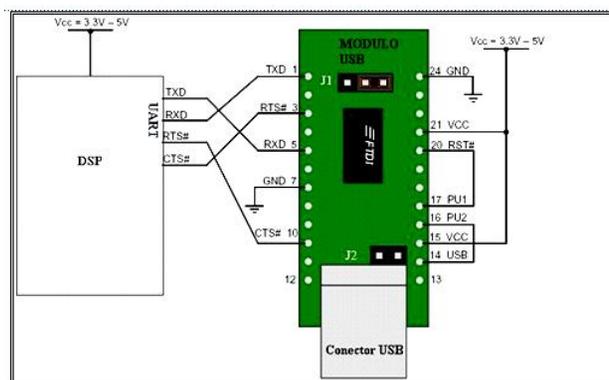


5.1.2 Comunicación UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter)

El módulo o interfaz UART es una de los periféricos de entrada y salida de datos serial disponible en el DSP. Es un sistema de comunicación bi-direccional cuyo objetivo en este diseño es la transferencia de datos con un PC externo (como por ejemplo corrientes muestreadas, inductancia estimada, etc). El protocolo de comunicación es serial y permite operar a tasas entre 29bps (*bits per second*) y 1.875Mbps. Como el puerto serial RS-232 de un PC no puede operar a tasas mayores a 115200 bps, se utilizó el puerto USB que permite tasas superiores. Para ello se incorporó un módulo UART-USB. Por lo tanto el DSP interactúa con este módulo para el envío y recepción de datos hacia y desde el PC. La conexión entre el módulo y el DSP es sencilla y directa, y se muestra en la Figura 5-3. La tasa de transmisión entre el DSP y el módulo USB quedó configurada en 460800 bps, debido a que es la tasa máxima permitida por el módulo cuando opera como un puerto serial virtual. La tasa es suficiente para los requerimientos de adquisición de datos del sistema.

Figura 5-3: Diagrama de conexión entre interfaz UART y módulo serial-USB.

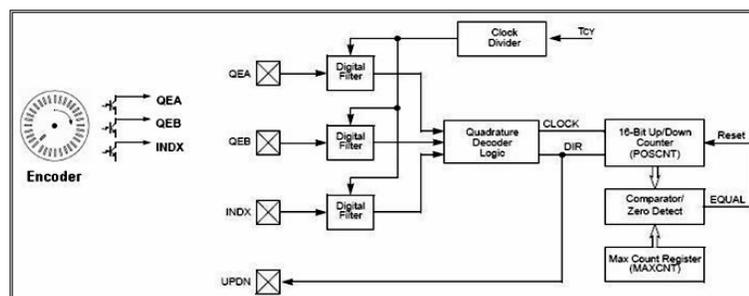
Figura 0-2: Diagrama de conexión entre interfaz UART y módulo serial-USB.



5.1.3 Interfaz para encoders de cuadratura

Los encoders de cuadratura (incrementales u ópticos) se utilizan para la detección de la posición o velocidad de sistemas rotatorios, en este caso de la SRM. Para validar los resultados obtenidos en la detección de la posición, fue necesario utilizar un encoder. Por otra parte, un decodificador de cuadratura captura dos señales de fase y una tercera denominada índice que indica la vuelta completa (360°), y convierte la información en una cuenta numérica que almacena la posición angular del eje de la máquina. Normalmente la cuenta se incrementa cuando el eje gira en un sentido, y se decrementa cuando gira en otro sentido. El módulo QEI (*Quadrature Encoder Interface*) presente en el DSP (ver Figura 5-4) es una interfaz para manipular un encoder incremental. Este consiste en un decodificador lógico de cuadratura que interpreta las señales A, B e Index y un registro de 16 bits que acumula la cuenta. Además permite aumentar la resolución del encoder en 2X o 4X, y generar interrupciones para determinadas cuentas o posiciones.

Figura 5-4: Diagrama en bloques de interfaz QEI.



5.1.4 Conversor análogo digital interno

El conversor análogo digital del DSP (distinto al mencionado anteriormente) es un conversor de 10 bits que puede operar a tasas de hasta 500 ksps. Opera mediante la técnica de conversión de aproximaciones sucesivas. Este módulo posee referencias configurables por hardware, que permiten como máximo, medir señales de voltaje entre 0 y 5V. En el diseño actual, el módulo se utilizó para medir únicamente la señal de voltaje generado o aplicado a las fases de la SRM. Una de sus características es que permite sincronizar el muestreo con las señales PWM, de modo que se realicen adquisiciones entre las conmutaciones de los IGBT's y no durante ellas.

5.1.5 Módulo PWM

El módulo de control PWM simplifica notablemente la tarea de generar señales múltiples y sincronizadas, moduladas por ancho de pulso. Permite generar 3 ciclos de trabajo distintos a una resolución de $T_{CY}/2$ (T_{CY} es el tiempo de ciclo del DSP, es decir, lo que tarda en ejecutar una instrucción). Cada generador de pulsos a su vez posee un par de pines, que pueden operar independientes, complementaria o equivalentemente. La polaridad de los pines es programada en los bits de configuración, requeridos en la programación del DSP. También es posible manipular un pin PWM sobrescribiendo su valor, independiente de la señal PWM.

5.1.6 Oscilador, CPU y procesamiento matemático

El reloj interno y principal del DSP no requiere de cristales de varios MHz, ya que internamente el DSP posee un multiplicador de reloj o PLL (*Phase Locked Loop*).

Con ello se reduce el ruido asociado a estos dispositivos, los cristales resonadores, que si no se tienen medidas de precaución en el diseño de las tarjetas PCB, contaminan las tierras de los circuitos. Por ejemplo, la tarjeta diseñada utiliza un cristal de 7.3728MHz. El PLL multiplica por 16, obteniéndose una frecuencia del oscilador,

$F_{osc} = 117.9648$ [MHz]. Como $F_{CY} = \frac{F_{osc}}{4} \Rightarrow T_{CY} = 33,9ns$. Ese corresponde al tiempo

que demora el DSP en realizar una instrucción.

La CPU del DSP es de punto fijo y de 16 bits. Esta puede dividirse en dos partes, aquella que realiza las instrucciones clásicas de un microcontrolador, y otra que realiza las que son propias de un DSP (multiplicaciones de números decimales, divisiones, uso de los acumuladores de 40 bits). Sin embargo como existe un solo bus de datos para ambas, sólo una de ellas puede funcionar en una instrucción, y no ambas al mismo tiempo. A nivel de programación, el compilador de C disponible no utiliza las funciones específicas del DSP, sino que todo lo traduce a instrucciones básicas de microcontrolador. Por esta razón si se quiere implementar rutinas que requieran de operaciones específicas del DSP, como multiplicaciones o divisiones de números decimales, entonces hay que programarlas en lenguaje de máquina (*Assembler*). Si

todo se programa en C, no se aprovecha la potencia del DSP, la programación es ineficiente y el DSP puede tardar varias instrucciones en realizar una operación. En todo caso, el compilador de C permite intercalar líneas de comando escritas en Assembler. Aquellas rutinas de tiempo más crítico, como por ejemplo estimación de inductancia, procesamiento de la red neuronal, etc, se escribieron en Assembler.

El formato de números utilizado es Q15 (ver ANEXO D.3). Es un formato decimal de punto fijo, donde se escalan los números enteros y se multiplican como si fuesen números decimales sin preocuparse de la posición del separador de decimales. Evidentemente que este formato es inferior al de punto de flotante en cuanto a precisión, pero es la solución económica para los microcontroladores de punto fijo, en términos de tiempo de ejecución. Cuando un procesador es de punto fijo, y mediante software se implementan rutinas matemáticas con números en representación de punto flotante, los tiempos de ejecución son mucho más altos. A modo de ejemplo, una multiplicación de dos números en punto flotante en un dsPIC demora aproximadamente 200 instrucciones, mientras que la multiplicación de dos números fraccionales es realizada en sólo una instrucción. En el control de una máquina no se puede utilizar tanto tiempo en procesamiento, sobretodo si ésta gira a alta velocidad.

5.1.7 Módulo de interrupciones externas

Se utilizaron las interrupciones externas para activar los sistemas de protección de la SRM. Estas pueden ser configuradas como flancos de subida o bajada, y están conectadas a los circuitos de comparadores que se activan cada vez que los niveles de corriente sobrepasan un cierto valor de referencia. Se optó por este esquema porque es sencillo y económico de implementar en términos de espacio utilizado. La solución alternativa es implementarlo con compuertas lógicas, memorias programables, etc. El tiempo que transcurre entre que se produce una sobrecorriente y que se apagan los interruptores de potencia por una orden del DSP es de aproximadamente 5 instrucciones (169 [ns] @ 29 MIPS). Este retardo tiene que ver con cuánto demora el DSP en atender la interrupción y en ejecutar la orden de apagado. Este tipo de interrupciones están definidas como de máxima prioridad por tratarse de los sistemas de protección. Por tanto, si se produce una señal de alerta, el DSP deja cualquier tarea que esté realizando y se dedica plenamente a atender la interrupción, que le ordena apagar todos los interruptores. La única forma de salir del estado de emergencia, es "reseteando" el DSP.

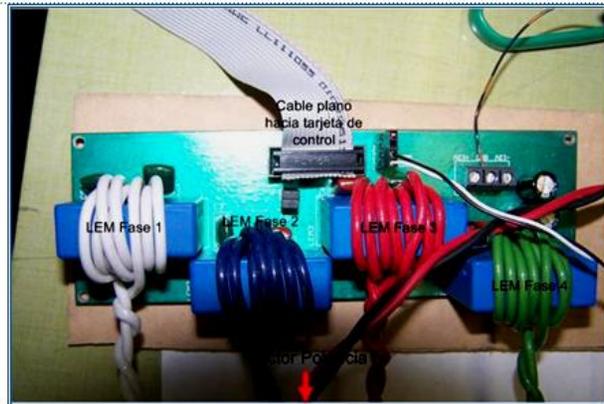
5.2 Adquisición de corrientes en las fases

5.2.1 Sensores de corriente de efecto Hall

Para la medición de las corrientes en las fases de la SRM se utilizaron 4 sensores de corriente con aislación galvánica marca LEM, modelo LA-100p. Estos permiten medir corrientes de cualquier tipo (i.e. AC o DC). Dado que el modelo específico tiene un rango de 0 a 150 [A], y las corrientes de la SRM están entre 0 y 20 A, se multiplicaron

las vueltas dentro del sensor (ver Figura 5-5), para aprovechar mejor el rango dinámico de los sensores. Así el número de vueltas aplicadas en cada sensor es de 8.

Figura 5-5: Tarjeta de sensores de corriente



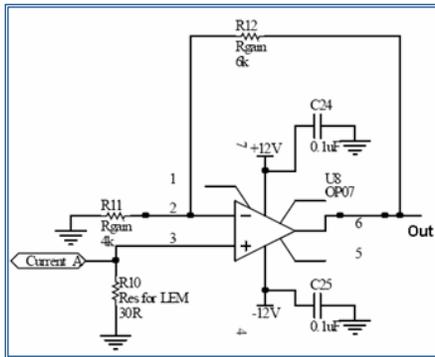
Los sensores cumplen con los requerimientos necesarios para seguir con holgura los di/dt de las corrientes de la SRM, que es lo que se busca determinar con precisión en este trabajo. La alimentación de los sensores es de +15 y -15V, y estos entregan en sus salidas señales de corriente que son transformadas en voltaje en la tarjeta de control. Si este proceso de transformación se realizara en la misma tarjeta, al transmitir las señales de voltaje, estas se verían afectadas por el ruido eléctrico de tensiones inducidas, alterando las mediciones. Por eso, la estrategia es convertir de corriente a voltaje lo más cerca posible del ADC.

5.2.2 Amplificador de corriente a voltaje

La conversión de corriente a voltaje se realiza en la tarjeta de control, mediante amplificadores operacionales modelo OP07. Este modelo está diseñado específicamente para instrumentación y su característica principal es su mínimo voltaje de *offset* en la salida. La configuración es de no inversor, así el amplificador actúa como seguidor de tensión (ver Figura 5-6). La ganancia está dada por:

$$\frac{V_{out}}{R_{10} \times I_a} = \left(1 + \frac{R_{12}}{R_{11}}\right)$$

Figura 5-6: Amplificador de corriente a voltaje.

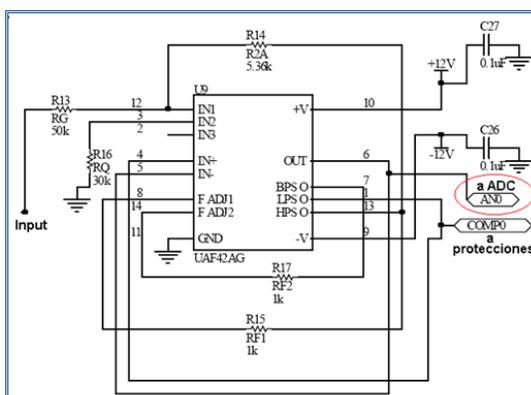


5.2.3 Filtro Anti-Aliasing para la determinación de las pendientes

La salida de la etapa anterior es procesada por un filtro pasabajo *Butterworth* de 2^o orden (ver Figura 5-7) cuya función es evitar que las mediciones de corriente sean afectadas por ruido. Como se menciona en la sección 5.3.1 no es necesario este tipo de filtros en el lazo de control. Ahora bien, la frecuencia del lazo de control es idéntica a la frecuencia de la señal PWM (que está en el orden de los 5kHz), por lo tanto un filtro *antialiasing* para el lazo de control debiera tener una frecuencia de corte igual a la mitad de este valor, esto es 2.5kHz. Sin embargo, la frecuencia de corte del filtro utilizado es de 50kHz que es aproximadamente la mitad de la frecuencia de muestreo del ADC externo. Es decir, este filtro no tiene efecto en el lazo de control, y por tanto no genera retardo en éste, pero sí filtra el ruido que podría afectar el muestreo a 100 kHz necesario para la determinación de la derivada de las corrientes.

Para diseñar el filtro se utilizó la serie de filtros universales de Texas, UAF42, cuyos parámetros son configurables a través de resistencias externas. Estos valores se calculan mediante un software gratuito de Texas Instruments (Molina y Stitt, 1993).

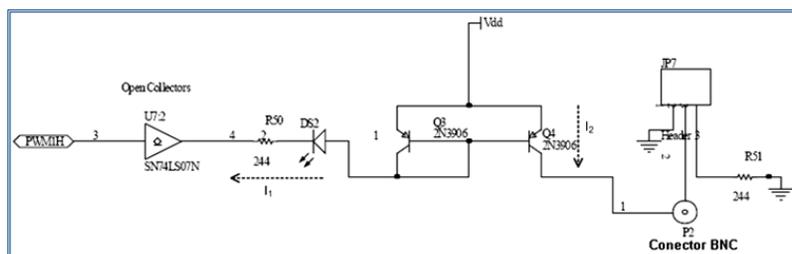
Figura 5-7: Filtro universal UAF42



5.4 Circuitos de disparo

El DSP posee 6 salidas dedicadas para el control de motores. Cada una de las salidas, nominadas como PWM se conectan a un buffer 74LS07, y a partir de ahí van hacia un arreglo de transistores PNP 2N3906 en configuración espejo de corriente.

Figura 5-10: Circuito de disparo en configuración espejo de corriente



El circuito de la Figura 5-10 posee un LED para indicar cuando la fase correspondiente está siendo activada. La configuración permite que ambas corrientes sean iguales, en este caso a 9mA, cuando la salida PWM está activada (LOW). Por el lado del conector BNC se envía una corriente que activará una optocoupla en el circuito de potencia. Se utiliza esta técnica de disparar por corriente, en vez de señales de voltaje, porque es más inmune al ruido externo. Además como los cables hacia el convertor son largos, estos podrían sufrir inducción de tensiones que activen erróneamente los interruptores de potencia. En cambio, la inducción de corriente es menos probable.

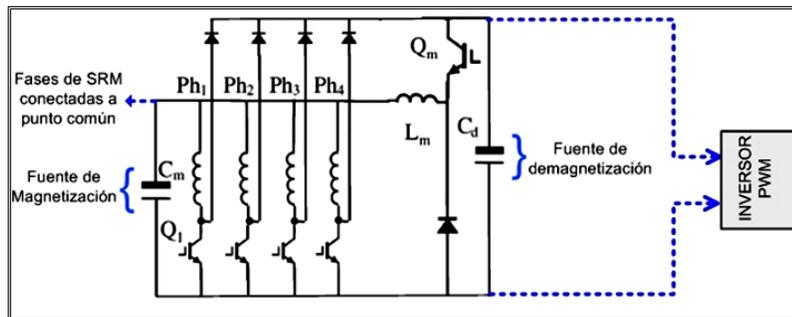
5.5 Circuito de potencia

El circuito de potencia utilizado en este trabajo es el mismo utilizado por (R. Cárdenas et al., 2005), pero tiene algunas modificaciones que serán explicadas a continuación.

5.5.1 Circuito convertor

El convertor original se muestra en la Figura 5-11. Este convertor fue construido para que la SRM inyectara potencia a la red a través de un inversor PWM. Esta topología separa las etapas de magnetización y demagnetización en dos fuentes distintas.

Figura 5-11: Convertor original antes de ser modificado.



La fuente de demagnetización tiene un voltaje impuesto por el convertor PWM, y a su vez mantiene cargado el condensador de magnetización por el convertidor *buck* (compuesto por Q_m y L_m). La discusión de este tipo de convertor está en (R. Cárdenas et al., 2005). En este trabajo se realizaron ciertas modificaciones de modo que el convertor operara con una sola fuente que realizara las funciones de magnetización y demagnetización. Por otra parte se ha buscado que el voltaje no sea fijo sino dependiente de la velocidad de la máquina, de modo que sea ajustable para operar siempre en estrategia de corriente regulada (*soft* o *hardswitching*). El cambio que se realizó busca que el convertor de la Figura 5-11 se parezca al convertor asimétrico clásico. Para ello los cambios realizados fueron los siguientes:

Se eliminó la inductancia L_m .

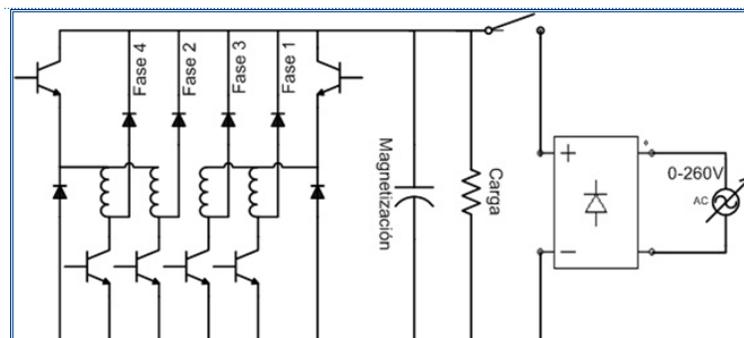
Se eliminó la fuente de magnetización, eliminando el condensador C_m .

Se eliminó la conexión común de las fases de la SRM, tanto en la máquina misma como en el convertor. Se dejaron dos puntos comunes: uno entre las fases 1 y 3, y otro entre las fases 2 y 4 (conexión de fases opuestas).

Se agregó un nuevo interruptor y diodo para la excitación de las fases 2 y 4.

El circuito final se muestra en Figura 5-12.

Figura 5-12: Convertor definitivo de 6 interruptores.



Adicionalmente se incluyó un puente rectificador y un autotransformador conectado a la red eléctrica de 220 AC. Este provee de la excitación inicial para el generador, que se desconecta cuando el SRM está en condiciones de generar su propia excitación.

5.6 Consideraciones en el diseño final del circuito impreso

La tarjeta de control fue diseñada utilizando el software *Protel DXP*. En las entradas de las alimentaciones, proporcionadas por una fuente de PC, se incluyeron filtros PI, utilizando ferritas como elementos inductivos.

En el diseño se tomaron en consideración algunos de los criterios para disminuir la generación de ruidos e interferencias electromagnéticas que puedan perjudicar el correcto funcionamiento de sistemas electrónicos (Cárdenas, 2000).

Para atenuar el efecto del ruido generado por campos magnéticos externos se procuró reducir el área encerrada por todas las espiras que se encuentren en el circuito. Para reducir el área de las espiras de alimentación se incluyeron condensadores de desacoplamiento (cerámicos, de 0.1[uF]) en todos los integrados.

En el diseño de tierras se optó por la estrategia sugerida en (Terrell y Keenan, 1997) que señala que tanto las tierras digitales como analógicas deben ser iguales y no separadas, a condición de que el circuito posea un plano de tierra externo (metálico) y que además haya una tierra extensa en la parte inferior y superior de la tarjeta de control. Generalmente se ha sugerido en la literatura referente a la reducción de EMI, que las tierras deben estar separadas, sin embargo el autor tiene pruebas experimentales de que esta no es la solución óptima. Lógicamente se evitó que el retorno de tierra de un circuito de alta velocidad pase por el retorno de un circuito de baja velocidad. Entre las medidas adoptadas están:

Todo cable de entrada y salida de datos tiene un filtro cercano a su punto de conexión.

Utilización de segmentos de alimentaciones.

Tierras extensas evitando cortes bruscos.

Líneas digitales de alta velocidad separadas de líneas análogas.

Uso de condensadores *bulkstorage* (en este caso electrolíticos) distribuidos uniformemente en la tarjeta.

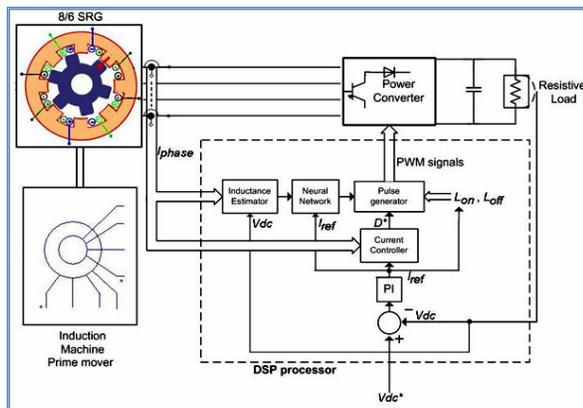
Cables de alimentación trenzados manualmente.

Se evitó que líneas de alta velocidad pasaran a través de vías.

6. Implementación de algoritmos en el dsp y Resultados experimentales

En este capítulo se presenta una breve explicación de los algoritmos implementados en el DSP utilizando el control propuesto en este trabajo. Se muestra en detalle la operación del estimador de posición utilizando una NN de tres neuronas, más el estimador basado en MMC. El control implementado se basa en lo explicado en la sección 3.3. Las pruebas experimentales se realizaron de acuerdo el diagrama esquemático de la Figura 6-1 en un SRG de 2.5kW, de 4 fases y de 8/6 polos.

Figura 6-1: Diagrama esquemático del sistema de generación implementado.



6.1 Diseño del código principal

El diseño del código de control para el SRG constituyó una de las tareas más importantes en el desarrollo de esta investigación. Este puede ser explicado a partir de dos diagramas funcionales. El primero consiste en una explicación de la fase de inspección de la máquina (ver Figura 6-2), donde se determina cuál es la posición inicial de ésta para comenzar la generación. En la fase de reconocimiento se activa una de las fases y se mantiene en ella una corriente constante de pequeño valor (0.5[A]). Con esta corriente regulada es posible aplicar el estimador de posición. Inicialmente se espera a que la inductancia estimada $L(\theta)$ indique región de bajada. Cuando se cumple esta condición de bajada (Flag.down = 1) entonces comienza la fase de búsqueda de mínimos, es decir, de posición de desalineamiento del rotor. Cuando se encuentra un mínimo, se almacena el valor de un timer (TMR2) y éste a su vez es reiniciado.

El timer se utiliza para estimar ω_m pues almacena el tiempo transcurrido en girar $\frac{2\pi}{6}$

(30° mecánicos). El proceso de búsqueda de mínimos se repite unas 3 veces, hasta que en la última etapa se eleva la corriente al valor de referencia dado por el error de voltaje y comienza la generación.

Figura 6-2: Diagrama de flujo de fase inicial de reconocimiento de posición y velocidad.

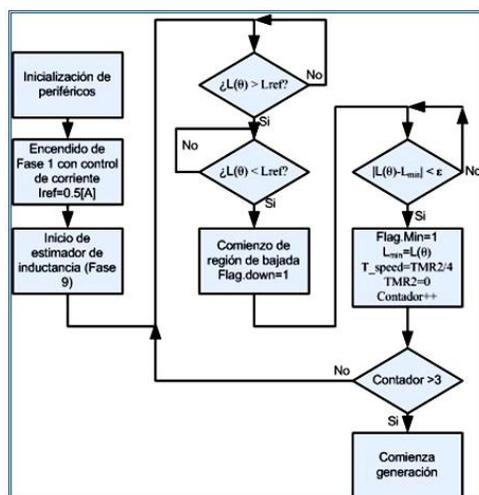
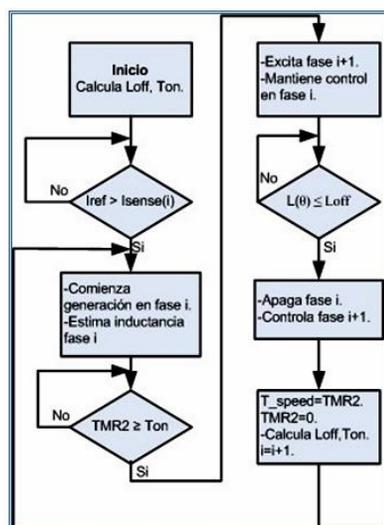


Figura 6-3: Diagrama de flujo de algoritmo de generación.



El diagrama de flujo de la Figura 6-3 representa el proceso de generación. Los bloques de preguntas, aún cuando parecen tareas dedicadas, no lo son. Es decir, si se pregunta por una condición y esta no se cumple, el DSP no se quedará esperando hasta que ésta se cumpla. Esto sería ineficiente y no permitiría realizar otras tareas.

Se ha optado por representarlo así, para reducir el tamaño de los diagramas de modo que se entienda lo esencial. Hay tareas que se realizan periódicamente, independiente de en que parte del código se encuentre el DSP, como por ejemplo el muestreo de la corriente, el control de corriente, el muestreo y control de voltaje, el envío de datos al PC, etc.

Volviendo a la explicación del diagrama de la Figura 6-3, L_{off} es el valor de inductancia instantánea en donde se deben apagar ambos interruptores de la fase donde se está generando. T_{on} corresponde al instante de tiempo en que se debe excitar la fase siguiente, que comenzará la siguiente generación. T_{speed} es el registro que contiene el tiempo transcurrido entre fases vecinas, que se va actualizando cada $\frac{2\pi}{24}[\text{rad}] = 15^\circ$.

Este valor es el utilizado para estimar la velocidad del SRG.

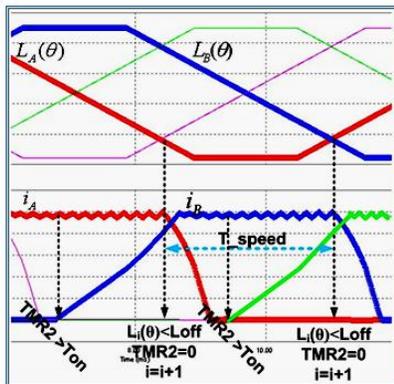
La variable "i" se utiliza para indicar la fase en la cuál se está generando. El algoritmo sólo pasa por el bloque de pregunta $I_{ref} > I_{sense}$ una sola vez, después de terminar la fase inicial de reconocimiento. Posteriormente no requiere hacer esa pregunta porque el objetivo de T_{on} es que la corriente de la fase siguiente esté en el nivel de I_{ref} cuando comience a ser controlada. El valor de T_{on} se actualiza entre cada fase de acuerdo al error $I_{ref} - I_{sense}$ de la fase anterior. Este error es multiplicado por una constante:

$$T_{ON} = T_{ON} - I_{error} \left(\frac{L_{off,i} + \Delta L}{V_{DC}} \right) \quad (6.1)$$

La ecuación (6.1) se utiliza como reemplazo a (3.15), es decir, para el encendido del IGBT de la fase siguiente (para comenzar la nueva magnetización).

Esto es porque deja de cumplirse la relación de diferencias iguales a ΔL entre fases consecutivas. De hecho es posible observar en la figura 6-4 que en el instante en que $TMR2 > T_{on}$, no se cumple que $L_B(\theta) = L_A(\theta) + \Delta L$.

Figura 6-4: Representación de instantes de encendido y apagado



La Figura 6-4 muestra los instantes de encendido de la fase siguiente, es decir cuando se cumple que $TMR2 > T_{on}$. Posteriormente cuando se apaga la fase i (en este caso A),

el timer reinicia su conteo, se almacena el tiempo transcurrido entre el último apagado, T_{speed} y comienza la generación en la fase siguiente (B).

Por último, los dos tipos de procesos ejecutados entre cada muestra de corriente se muestran en la Figura 6-5. El bloque más común que se realiza comúnmente entre cada muestra es el denominado "Ejecución sin cambio de estado". El cambio de estado se refiere a cambio de pendiente en la corriente de fase. Aquellos procesos que están nominados con * se realizan una sola vez durante cada fase de la máquina, es decir, cada 15° en un SRG de 8/6. Lo importante es que la suma de tiempo requerida para realizar cada ejecución secuencial no debe sobrepasar el tiempo $T_{ADC} \approx 12,2\mu s$, que corresponde al periodo entre cada muestra de corriente.

Figura 6-5: Procesos secuenciales realizados entre cada muestra de corriente.

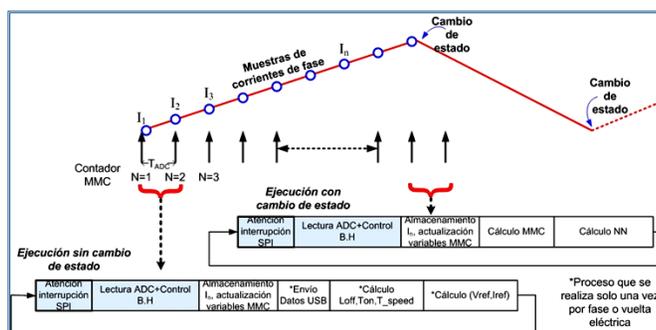


Tabla 6-1: Tiempos de ejecución requeridos por cada rutina.

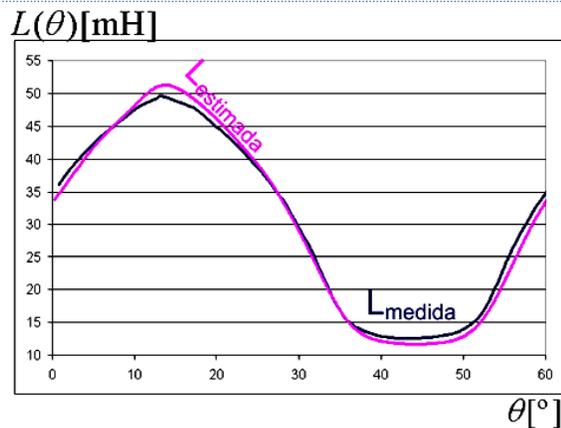
	Instrucciones requeridas	Tiempo(s) @29.49MIPS
Atención Interrupción SPI	7	2,37E-07
Lectura ADC+B.Hist	30	1,02E-06
Almacenar muestra para MMC	31	1,05E-06
Envío Datos P C	15	5,09E-07
Cálculo Loff, Ton, T_speed	259	8,78E-06
Cálculo de Vref e Iref	100	3,39E-06
Cálculo MMC	120	4,07E-06
Cálculo NN	140	4,75E-06
TADC	360	1,22E-05

6.2 Determinación de curvas experimentales de inductancia

La determinación de las curvas de inductancia es fundamental para el entrenamiento de la NN. Inicialmente se obtuvo una curva de inductancia para la fase n^o1 utilizando un puente medidor de inductancia (características en ANEXO E). La medición se realizó girando el rotor en ángulos pequeños, y registrando los valores de posición e

inductancia. Posteriormente esta curva se comparó con la curva de inductancia obtenida con el estimador a una baja corriente (0.5[A], donde prácticamente no existe saturación), registrando inductancia estimada y la posición del rotor (ver Figura 6-6).

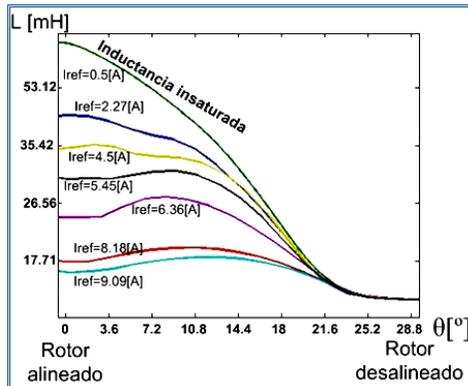
Figura 6-6: Comparación entre inductancia medida y estimada



La curva de inductancia estimada está filtrada mediante técnicas de interpolación utilizando polinomios de Fourier. La curva medida, en cambio, no tiene ningún tipo de procesamiento. Se observa que la curva estimada de inductancia es muy similar a la curva medida, e indica correctamente las posiciones donde se produce alineamiento (máximo valor de inductancia) y desalineamiento (mín. valor). No es fundamental conocer el valor exacto de la inductancia en cada punto, sino más bien tener una curva de referencia que indique con precisión las posiciones significativas del rotor. Por esta razón la curva insaturada que se utilizó para el entrenamiento de la NN no es la inductancia medida, sino la inductancia estimada, que ha sido filtrada.

Para obtener las curvas de inductancia a distintas corrientes se hizo girar el SRG con una corriente constante en la región de pendiente negativa de la fase nº1. Los valores de medición fueron desde $I_{ref} = 1[A]$ hasta $10[A]$. Los resultados previamente filtrados con la misma técnica anterior se muestran en la Figura 6-7.

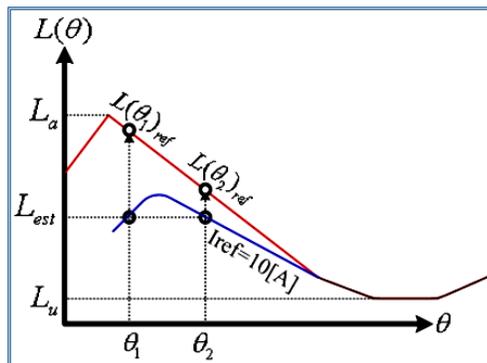
Figura 6-7: Curvas de inductancia experimentales con $I=0.5[A]$ a $9[A]$.



6.3 Entrenamiento e implementación de la red neuronal

La recopilación de los datos utilizados para entrenar la NN se obtuvo a partir de las curvas de inductancia para corrientes de 1 a 10[A], filtradas "off-line" sin ningún desfase. Como se utilizó interpolación, cada curva puede ser descrita por un polinomio específico cuyos coeficientes son determinados con la herramienta de MATLAB "Curve Fitting". Así el número de datos para entrenar la NN puede ser el que se desee, pues el polinomio permite generar vectores de datos de cualquier tamaño. Ahora bien, en la Figura 6-7 se observa que ciertas curvas, principalmente las de altas corrientes, poseen un máximo en una posición distinta del alineamiento, ya que la curva ha tendido a "achatarearse". Si en el entrenamiento de la NN se utilizan las curvas completas, es decir, de 0° hasta 30° , se introducirá una ambigüedad en la NN. Este hecho se explica en la Figura 6-8. La ambigüedad consiste en que a un valor de inductancia idéntico, L_{est} , para dos posiciones distintas, se le están asociando dos valores distintos de inductancia insaturada. Para evitar este problema, se utilizaron sólo los valores de inductancia que van desde el máximo local de la curva hacia la derecha. Lógicamente, la solución propuesta es sólo válida para generación, y no en operación de motor, puesto que sólo interesa conocer valores de inductancia que se aproximan a L_u , que están a la derecha del máximo local.

Figura 6-8: Ambigüedad producida por efecto de saturación.



Por otra parte si se analiza la ecuación de apagado de la corriente, $L(\theta_{off_i}) = L_u \left(\frac{i_{ref} \omega_m K}{V_{DC}} + 1 \right)$, el valor de $L(\theta_{off_i})$ aumenta con la corriente y la velocidad. Es decir, si la corriente es alta, ésta deberá ser apagada con mayor anticipación. Para corrientes menores, en cambio, el valor de $L(\theta_{off_i})$ será cercano a L_u . Es decir, que cuando la corriente de fase sea baja no es necesario utilizar la NN porque las curvas son muy similares en las cercanías a L_u (ver Figura 6-7). Por las razones recién descritas el entrenamiento de la NN sólo se aplicó para corrientes superiores a 5.5[A].

La NN fue entrenada con 600 datos uniformemente distribuidos, en un total de 1650 épocas o "epochs" y se obtuvo un error medio cuadrático igual a 1.8×10^{-4} . La estructura de la NN es idéntica a la Figura 4-7, utilizada en simulaciones, es decir con sólo 3 neuronas, pero con coeficientes distintos (ver ANEXO B.2). La función de activación, $\tanh()$, se implementó en una tabla de 256 valores detallada en el ANEXO F. Los valores intermedios se obtienen por interpolación lineal.

6.4 Curvas experimentales de generación

La función del estimador de inductancia es proporcionar la información necesaria para apagar en el momento preciso la corriente de la fase de turno. Para validar que el control sensorless está operando satisfactoriamente basta con verificar que la corriente se extingue en el momento en que la fase se desalineó. De modo indirecto, verificando también que la potencia demandada por (3.7) se está cumpliendo. Para verificar la primera condición se implementó a través del DSP una señal de pulsos que indica en cada flanco (de subida o bajada) el desalineamiento en la fase de turno. La señal de pulsos está obtenida a partir del encoder y una tabla de 24 valores que almacena las posiciones de desalineamiento. Además también se midió la tensión generada para verificar que el voltaje es el demandado. El SRG operó autoexcitado, aún cuando en la fase inicial de reconocimiento se utilizó una fuente externa de 200[V], y una carga resistiva de 178 [W]. La medición se realizó de acuerdo a la Figura 6-9. Cada sensor de corriente mide un par de fases opuestas (2, 4 o 1, 3), que no conducen al mismo tiempo.

Figura 6-9: Esquema de conexión para las mediciones experimentales.

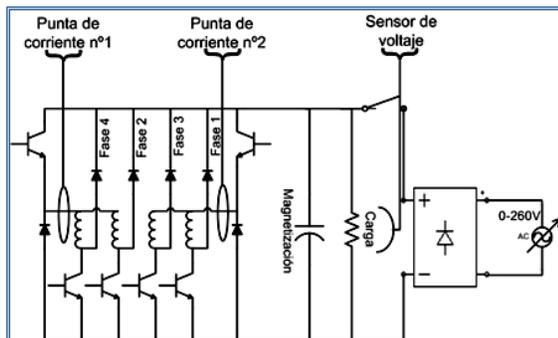
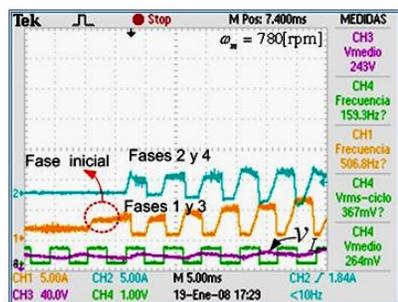
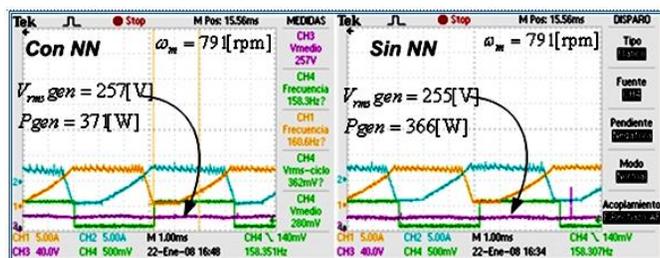


Figura 6-10: Oscilograma de las corrientes, voltaje y tren de pulsos en la partida del SRG.



La Figura 6-10 muestra el instante en que se activa el control sensorless. Inicialmente el SRG está girando a 780 [rpm], se aplica una corriente muy baja para reconocer la posición y la generación comienza con el primer pulso de corriente que es levemente más largo que los siguientes.

Figura 6-11: Oscilograma de corriente de fase, voltaje y tren de pulsos operando con y sin la red neuronal.



La Figura 6-11 muestra los datos obtenidos, en dos tipos de algoritmos. La imagen de la izquierda es el resultado de utilizar la NN para corregir las curvas saturadas de inductancia, mientras que en la imagen de la derecha, ésta no se utiliza. La Figura 6-12 es equivalente a la figura anterior (idénticos datos pero visualizados en PSIM). Ésta permite apreciar la leve mejoría producto de utilizar la NN, en cuanto a que el desfase

entre posición de desalineamiento y corriente extinguida es menor que en el caso de no usar la NN.

Figura 6-12: Detalle de las formas de onda de la corriente y tren de pulsos.

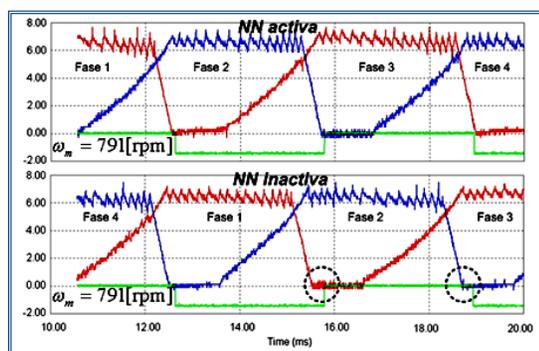
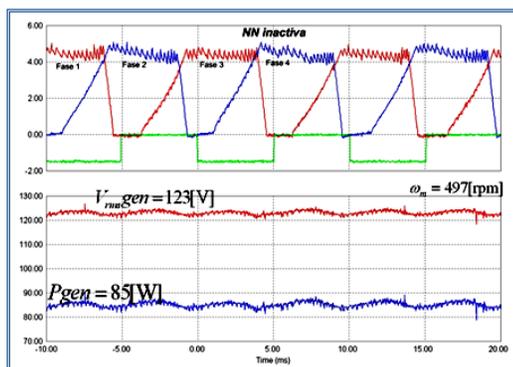


Figura 6-13: Formas de onda de corriente, voltaje y potencia generada a 497[rpm]



La Figura 6-13 corresponde a la operación a bajas velocidades. La corriente de referencia es de aproximadamente 5[A], por ello la NN no se activa. Se aprecian leves adelantos en el apagado de la corriente.

Figura 6-14: Formas de onda de corriente, potencia y voltaje a 1272[rpm].

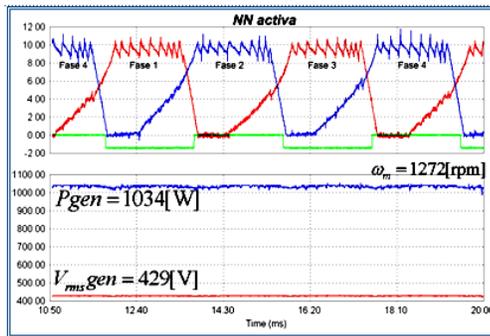
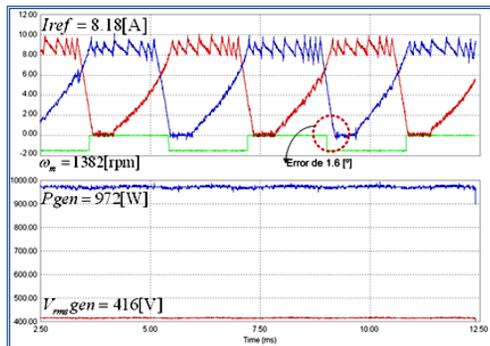
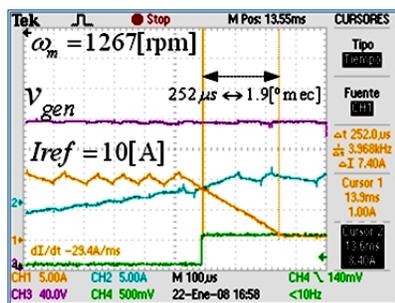


Figura 6-15: Forma de onda de corriente, potencia y voltaje a 1382[rpm].



En la Figura 6-14, dado que la velocidad es mayor, la tensión generada es cercana al límite recomendado por la aislación de las bobinas del SRG. Por ello la corriente de fase está limitada a 10[A]. En la Figura 6-15 la velocidad es aún mayor, pero la corriente está limitada a 8[A], razón por la cuál la potencia generada es menor. Si el límite de la corriente se mantuviese en 10[A], la tensión generada superaría los 500V. En ambas figuras es posible apreciar que el desfase de ángulo comienza a incrementarse.

Figura 6-16: Oscilograma del máximo desfase entre posición desalineada y apagado de la corriente, a alta velocidad.



La Figura 6-16 muestra el máximo desfase que en términos de grados mecánicos es de aproximadamente $1.9[^\circ]$ (el ancho del pulso es de $15[^\circ]$). Nuevamente se observa que el error no tiene una significancia en la tensión generada, debido a que el condensador es grande. Por otro lado la corriente de referencia está operando al máximo ($10[A]$), es decir, no puede aumentar como para corregir la tensión generada en la carga.

Por último en la Figura 6-17 se aprecia que el tiempo, que tarda el SRG en responder a un escalón en la referencia de potencia, es de $1(s)$ aproximadamente, con una respuesta muy estable.

Figura 6-17: Respuesta transitoria del SRG a $1077[\text{rpm}]$ frente a un escalón de potencia de 900W .

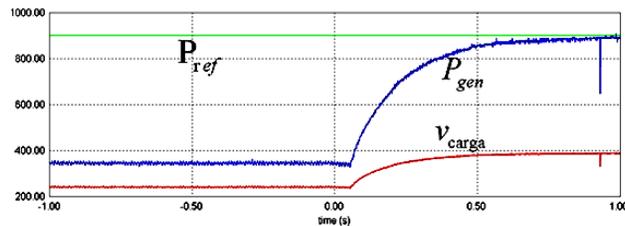


Figura 6-18: Rampa de aceleración de 590 a 882 [rpm] en $1.7(s)$

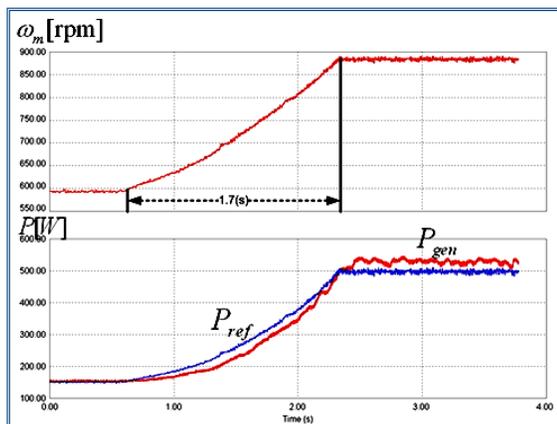
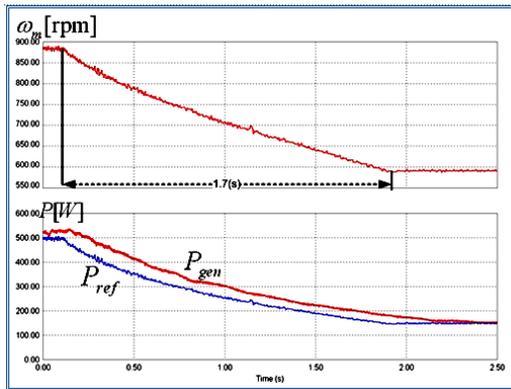


Figura 6-19: Desaceleración de 882 a 590 [rpm] en $1.7(s)$



Las figuras 6-18 y 6-19 muestran el desempeño del generador frente a cambios en la velocidad de SRG. El rango de potencias está seleccionado de modo que no se sobrepase la tensión máxima. La potencia de referencia, P_{ref} , se obtuvo utilizando la relación $P_{ref} = k_{opt} \omega_n^3$, con $k_{opt} = 6.17 \times 10^{-4}$. El máximo error entre la potencia generada y la demandada es de aproximadamente 50[W].

7. Conclusiones y trabajo futuro

7.1 Conclusiones

En este trabajo se ha propuesto, simulado, e implementado un nuevo sistema de control sin sensor de posición para un SRG de velocidad variable. El esquema es apto para ser utilizado en sistemas de generación eólica.

La estimación de la posición del rotor se ha basado en determinar la inductancia instantánea de la máquina. Para ello sólo se han utilizado los terminales activos de las bobinas, midiendo únicamente el voltaje y la corriente, que son medidas indispensables en cualquier esquema de control del SRG.

El método propuesto difiere de los métodos clásicos de estimación de posición en el sentido de que no determina la posición absoluta del rotor, sino la inductancia. Esta última aporta la misma información, pero su estimación requiere de menos cálculo matemático. Se ha utilizado una NN para corregir la información aportada por la inductancia. La NN utilizada ha sido de mínimo tamaño, debido a que el procesamiento importante se ha realizado en el uso del método de los mínimos cuadrados para la determinación numérica de las derivadas de las corrientes.

No se ha requerido de integradores analógicos, como es el caso de los métodos que utilizan el flujo concatenado. Por lo tanto el método propuesto no es susceptible a las variaciones de resistencia de fase y puede operar a bajas velocidades bajo un esquema de corriente controlada. Se ha verificado que el método es factible de operar en un amplio rango de velocidades mecánicas y puede ser implementado en un único procesador de bajo costo.

Por último, en este trabajo se ha diseñado y construido una plataforma física de control, de bajo costo, para el SRG. En ella se han implementado las estrategias de control desarrolladas en esta tesis, sin embargo esta constituye una útil herramienta para investigaciones futuras en torno a la máquina de reluctancia, ya sea en su operación de motor o generador.

7.2 Trabajo futuro

Como trabajo futuro debe considerarse la implementación de un algoritmo sensorless que bajo el mismo esquema de utilizar una NN, estime la inductancia a partir de la integración de la ecuación de flujo enlazado. Con ello será posible complementar el método propuesto en esta tesis, y el SRG podrá operar a cualquier velocidad, bajo cualquier esquema de control de corriente.

Dado que el SRG está generando en corriente DC es necesario estudiar su operación conectándolo a un inversor DC-AC, para que el generador inyecte la energía generada a la red eléctrica. Para ello se deberá modificar la estrategia de control de voltaje propuesta en este trabajo, por otra que controle la potencia generada, aspecto que no significa mayor dificultad. Adicionalmente, si el inversor DC-AC fija el voltaje del SRG, entonces el algoritmo sensorless deberá tener la capacidad de operar en modo de pulso único, cuando la back-emf supere la tensión.

Por último, sería conveniente realizar un análisis técnico y económico de la factibilidad de construir un generador eólico de mediana potencia, utilizando un SRG especialmente diseñado para operar a bajas velocidades mecánicas. Con ello no se requerirá de una caja multiplicadora de velocidades, aún cuando el tamaño físico (y por lo tanto el costo) de la máquina pueda aumentar. Es necesario definir cuál es la compensación óptima, esto es, en términos de costo de fabricación y de mantención del sistema eólico. Este tipo de investigación es multidisciplinaria en el sentido de que requiere de conocimientos más profundos en el diseño de máquinas eléctricas, de aspectos mecánicos y estructurales.

Bibliografía

Asadi, P., Ehsani, M., & Fahimi, B. (2006). Design and control characterization of switched reluctance generator for maximum output power. 1639-1644.

Bellini, A., Filippetti, F., Franceschini, G., Tassoni, C., & Vas, P. (1998). Position sensorless control of a SRM drive using ANN-techniques. *Industry Applications Conference, 1998.Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE, 1*.

Benavides, J. (2006). Tesis doctoral. Universidad Politécnica de Catalunya. *Contribución al control de motores de reluctancia autoconmutados*.

Blaabjerg, F., Kjaer, P., Rasmussen, P., Cossar, C. (1999). Improved digital current control methods in switched reluctance

- motor drives. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 14(3), 563-572.
- Burton, T., Sharpe, D., Jenkins, N. & Bossanyi, E. (2001). *Wind Energy Handbook*. John Wiley & Sons, Ltd.
- Cárdenas, R., Ray, W., & Asher, G. (1995). Switched reluctance generators for wind energy applications. *Power Electronics Specialists Conference, 1995.PESC'95 Record., 26th Annual IEEE*, 1
- Cárdenas, R. (2000). Atenuación de ruidos en circuitos eléctricos. *Apuntes del curso de proyecto, Universidad de Magallanes*.
- Cárdenas, R., Pena, R., Perez, M., Clare, J., Asher, G., & Wheeler, P. (2005). Control of a switched reluctance generator for variable-speed wind energy applications. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 20(4), 781-791.
- Cárdenas, R. (1996). Thesis submitted for the degree of doctor of philosophy. University of Nottingham. *Control of Wind Turbines Using a Switched Reluctance Generator*.
- Chen, C., & Liu, T. (2003). A sensorless switched reluctance drive system using a self-inductance estimating technique. *International Journal of Electronics*, 90(4), 285-302.
- Cheok, A. D., & Ertugrul, N. (2000). High robustness and reliability of fuzzy logic based position estimation for sensorless switched

- reluctance motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(2), 319.
- Dixon, J. W., Rodríguez, M., & Huerta, R. (2002). Simplified sensorless control for BLDC motor, using DSP technology. *Conference IEEE-IECON'02*, on CD-ROM.
- Edrington, C. S., Sepe Jr., Ray B., & Fahimi, B. (2002). Sensorless super-high-speed switched reluctance generators. *Proceedings of the 2002 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2 1026-1031.
- Ehsani, M., & Fahimi, B. (2002). Elimination of position sensors in switched reluctance motor drives: State of the art and future trends. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(1), 40-47.
- Fahimi, B., Emadi, A., & Sepe Jr, R. (2004). A switched reluctance machine-based starter/alternator for more electric cars. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 19(1), 116-124.
- Fahimi, B., Emadi, A., & Sepe Jr., Raymond B. (2005). Four-quadrant position sensorless control in SRM drives over the entire speed range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(1), 154-163.
- Ferreira, C. A., Jones, S. R., Heglund, W. S., & Jones, W. D. (1995). Detailed design of a 30-kW switched reluctance starter/generator system for a gas turbine engine application. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(3), 553.

Fleury, A., De Andrade, D. A., Dos Santos E Silva, Felipe, & Domingos, J. L. (2007). Switched reluctance generator for complementary wind power generation in grid connection. *Electric Machines & Drives Conference, 2007. IEMDC '07. IEEE International* , 1 465.

Fulton, N. N. R. S. P. (1986). Switched reluctance generator for wind energy applicatios. *IEEE Proc.of 8th the BWEA Wind Energy Conference* , 211-218.

Gao, H., Salmasi, F., & Ehsani, M. (2004). Inductance model-based sensorless control of the switched reluctance motor drive at low speed. *Power Electronics, IEEE Transactions on* , 19(6), 1568-1573.

Hudson, C., Lobo, N. S., & Krishnan, R. (2004). Sensorless control of single switch based switched reluctance motor drive using neural network. *IECON 2004 - 30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society* , 3 2349-2354.

Husain, I., & Ehsani, M. (1996). Torque ripple minimization in switched reluctance motor drives by PWM current control. *IEEE Transactions on Power Electronics* , 11(1), 83.

Husain, I., & Islam, M. S. (2001). Observers for position and speed estimations in switched reluctance motors. *40th IEEE Conference on Decision and Control (CDC)* , 3, 2217-2222.

- Jones, S. R., & Drager, B. T. (1997). Sensorless switched reluctance starter/generator performance. *IEEE Industry Applications Magazine*, 3(6), 33.
- Khalil, A., Underwood, S., Husain, I., Klode, H., Lequesne, B., Gopalakrishnan, S., et al. (2007). Four-quadrant pulse injection and sliding-mode-observer-based sensorless operation of a switched reluctance machine over entire speed range including zero speed. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 43(3), 714.
- Kioskeridis, I., & Mademlis, C. (2006). Optimal efficiency control of switched reluctance generators. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 21(4), 1062-1072.
- Krishnan, R. R. (2001). Switched reluctance motor drives: Modeling, simulation, analysis, design, and applications. CRC Press.
- Liu, N., Kalpathi, R. R., Blackburn, S. E., & Reuter, D. C. (2000). Google Patents.
- Liu, T., & Chen, C. (2002). Implementation of a sensorless switched reluctance drive with self-inductance estimating technique. *Proceedings of the 2002 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 1 508-513.
- Lopez, R. G., & Diong, B. (2004). Simplified control of switched reluctance machines for AC generation. , 1 409.

- MacMinn, S. R., & Jones, W. D. (1989). Very high speed switched-reluctance starter-generator for aircraft engine applications. *4*, 1758.
- Mademlis, C., & Kioskeridis, I. (2005). Optimizing performance in current-controlled switched reluctance generators. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, *20*(3), 556.
- Matveev, A. (2006). Development of methods, algorithms and software for optimal design of switched reluctance drives.
- Mese, E. (2003). A rotor position estimator for switched reluctance motors using CMAC. *Energy Conversion and Management*, *44*(8), 1229-1245.
- Mese, E., & Torrey, D. A. (2002). An approach for sensorless position estimation for switched reluctance motors using artificial neural networks. *IEEE Transactions on Power Electronics*, *17*(1), 66-75.
- Miller, T. J. E. (2001). Electronic control of switched reluctance machines. Newnes.
- Molina, J., & Stitt, R. M. (1993). Filter design program for the UAF42 universal active filter. *AB-035 of Burr-Brown APPLICATION BULLETIN*,
- Mueller, M. A. (2005). Design and performance of a 20kW, 100rpm, switched reluctance generator for a direct drive wind energy converter. *2005 IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, 56-63.

- Ogawa, K., Yamamura, N., & Ishida, M. (2006). Study for small size wind power generating system using switched reluctance generator. *Industrial Technology, 2006. ICIT 2006. IEEE International Conference on*, , 1510-1515.
- Radimov, N., BenHail, N., & Rabinovici, R. (2006). Switched reluctance machines as three-phase AC autonomous generator. *IEEE Transactions on Magnetics*, 42(11), 3760.
- Reay, D., & Williams, B. (1999). Sensorless position detection using neural networks for the control of switched reluctance motors. *Control Applications, 1999. Proceedings of the 1999 IEEE International Conference on*, 2
- Richter, E., & Ferreira, C. (1995). Performance evaluation of a 250 kW switched reluctance starter generator. , 1 434.
- Terrell, D.L. & Keenan, R.K. (1997). Digital Design for Interference Specification, *second edition*, Newnes Press.
- Torrey, D. A., & Lang, J. H. (1990). Modelling a nonlinear variable-reluctance motor drive. *IEE Proceedings, Part B: Electric Power Applications*, 137(5), 314-326.
- Torrey, D. A., Niu, X., & Unkauf, E. J. (1995). Analytical modelling of variable-reluctance machine magnetisation characteristics. *IEE Proceedings: Electric Power Applications*, 142(1), 14-22.

Torrey, D. A. (2002). Switched reluctance generators and their control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(1), 3-14.

Vas, P. (1999). Artificial-intelligence-based electrical machines and drives: Application of fuzzy, neural, fuzzy-neural, and genetic-algorithm-based techniques. Oxford University Press.

Visinka, R. (2002). Phase resistance estimation for sensorless control of switched reluctance motors. IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, on CD-ROM.

ANEXOS

Anexo A : Cálculo de ganancias de controladores

A.1 Control del voltaje generado

Figura A.1: Modelo de control de la carga R//C.

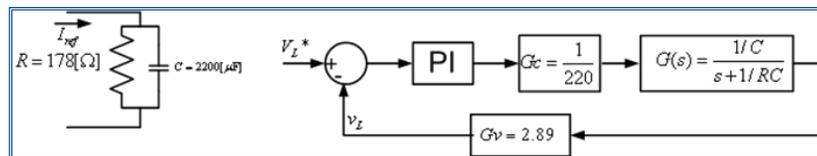
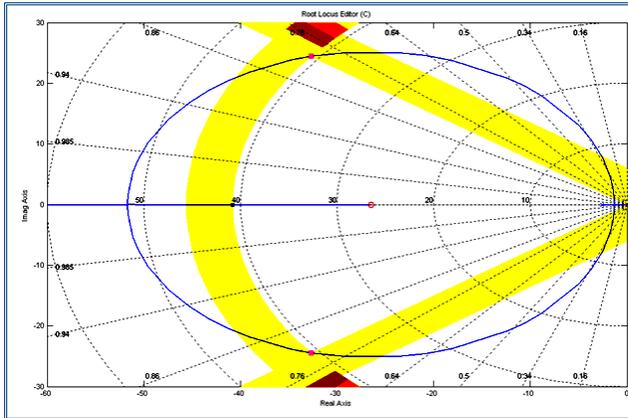


Figura A.2: Lugar de las raíces del controlador PI.



El controlador se diseña con $\omega_0 = 2\pi \times 6.5 \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$ y $\xi = 0.8$.

PI: $C(s) = 288 \left(\frac{1 + 0.038s}{s} \right)$ (controlador en dominio continuo).

La transformación a dominio digital se realiza mediante comando de MATLAB c2dm:

```
[numd,dend]=c2dm(288*[0.0381 1],[1 0],1/195,'tustin')
```

numd =

11.7113 -10.2343

dend =

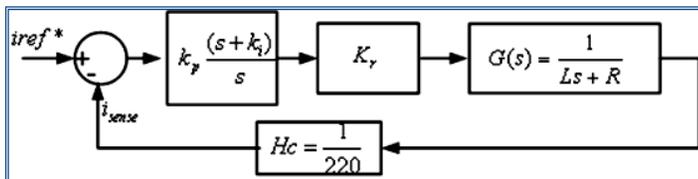
1 -1

Es decir, $K_p=10.2343$ y $K_i=1.477$ (ganancias controlador discreto).

A.2 Controlador de corriente PI-PWM

Para diseñar el controlador de corriente de las simulaciones, se utiliza el diseño convencional de la planta de la figura

Figura A.3: Modelo de control del SRG.



Donde $K_y = \frac{V_{dc}}{v_c(\max)} = \frac{260}{1}$: ganancia del convertidor de potencia.

En la posición de inductancia desalineada (punto más inestable de la planta), $L=L_u$, se considera que la frecuencia natural en lazo cerrado debe ser igual al 30% de la frecuencia de conmutación del convertidor, con una razón de amortiguación igual a 4.

$$f_{cu} = 0.3 \times 5kHz, \zeta_{cu} = 4 \quad @L=12 \times 10^{-3}[H]$$

$$K_p = \frac{2\zeta_{cu}}{\sqrt{(1+2\zeta_{cu}^2)} + \sqrt{(1+2\zeta_{cu}^2)^2 + 1}} \times \frac{f_{cu}}{\frac{K_r}{L}} \cong 0.4284$$

$$K_i = \frac{f_{cu}}{2\zeta_{cu} \sqrt{(1+2\zeta_{cu}^2)} + \sqrt{(1+2\zeta_{cu}^2)^2 + 1}} \cong 145$$

Tanto la razón de amortiguación como la frecuencia natural de la planta varían con la posición del rotor. Por esta razón es conveniente que las ganancias del controlador sean variadas a medida que varía la inductancia. En las pruebas experimentales se utilizó un control por banda de histéresis, puesto que presentaba mejor respuesta que un control PI de ganancia fija.

Anexo B: Coeficientes de las redes neuronales

B.1 Red neuronal utilizada en simulaciones

De acuerdo al modelo no lineal planteado en la sección 3.1 con los parámetros de una SRM de 8/6 polos:

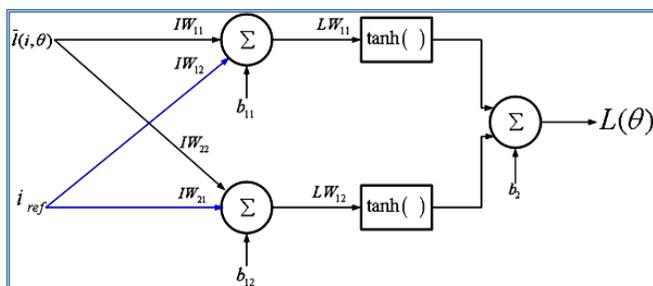
$$L_{sat} = 8 \times 10^{-3}[H]$$

$$\lambda_{sat} = 800 \times 10^{-3}[Wb]$$

$$L_a = 50 \times 10^{-3}[H]$$

$$L_u = 12 \times 10^{-3}[H]$$

Figura B.1: Arquitectura de la Red neuronal implementada



La red neuronal entrenada arroja los siguientes coeficientes:

$$IW = \begin{matrix} 2.51622 & -0.03265 \\ 2.74040 & -0.03160 \end{matrix} \text{ Matriz de entrada a la red}$$

$$LW = \begin{matrix} -779.2861 \\ 547.3167 \end{matrix} \text{ Matriz de conexión entre capas}$$

Biases:

$$b_{12}=4.642789$$

$$b_{11}=4.911923$$

$$b_2=231.98767$$

B.2 Red neuronal utilizada en experimentos

Esta red tiene la misma configuración anterior, pero los coeficientes son distintos, debido a que las ganancias de los sensores son diferentes y los parámetros de la máquina son levemente distintos a los del modelo de simulación:

$$IW = \begin{matrix} 7.3322 & -1.195 \\ -7.3289 & 1.1916 \end{matrix}$$

$$LW = -414.9729 \quad -415.3521$$

$$b_{11}= -2.2231$$

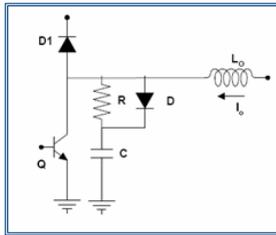
$$b_{12}= 2.2239$$

$$b_2=0.4924.$$

Anexo C: Cálculo de componentes de circuito snubber

El circuito Snubber utilizado es del tipo RCD (resistencia, condensador y diodo), cuya función es controlar la pendiente de subida de la tensión en el interruptor durante el transitorio de apagado y fijar la tensión del interruptor.

Figura C.1: Circuito Snubber utilizado para protección del IGBT



La elección de los componentes se realiza utilizando las siguientes ecuaciones:

$$C_{opt} = \frac{2 I_m \cdot t_{fi}}{9 V_s}$$

$$R = \frac{t_{on}(\text{mínimo})}{5 \cdot C}$$

Donde t_{fi} es el tiempo que tarda el transistor Q en apagar la corriente (dato que se obtiene de hoja del fabricante). I_m es la corriente nominal que circulará por el transistor, y V_s es la tensión a la cuál estará sometido el transistor, t_{on} : mínimo tiempo que estará encendido el transistor Q = 10[us].

Luego de elegir el valor del condensador, se elige el valor de R que determina el tiempo que tardará en descargarse el circuito RC cuando el transistor esté encendido.

Considerando los siguientes valores:

$$I_m = 10[\text{A}]$$

$$t_{fi} = 154[\text{ns}] \text{ (Característica del IGBT utilizado)}$$

$$V_s = 260[\text{V}]$$

Se obtiene que

$$C_{opt} \approx 1.1[\text{nF}], \quad R \approx 2k\Omega$$

Anexo D: Plataforma desarrollada de control para el generador de reluctancia

D.1 Características específicas de DSP utilizado

La CPU posee una arquitectura Harvard modificada, con datos de 16 bits e instrucciones de 24. Las características principales del modelo utilizado, dsPIC30F3011, son:

Posee 6 salidas independientes para señales PWM (diseñado especialmente para operar el convertidor asimétrico de 3 fases).

Capacidad de multiplicación por hardware en un solo ciclo de instrucción de dos números de 17x17 bit. Además posee dos acumuladores de 40-bit para operaciones de números fraccionales en formato Qn,m

Arquitectura optimizada para programación en lenguaje C

Velocidad de hasta 30 MIPS (Millions of Instructions per Second)

Módulo de comunicación SPI (*Serial Port Interface*) de alta velocidad para interactuar con conversores análogo-digitales externos.

Capacidad de debbuging en tiempo real, mediante puntos de detención (breakpoints) con el dispositivo ICD-2.

Interfaz para operar con Encoder de cuadratura (QEI)

4 entradas digitales para interrupciones externas

2 interfaces de comunicación UART (Universal Asynchronous Receiver transmitter).

Tabla D-1: Características generales del DSP

Tabla D-1: Características generales del DSP

Device	Pins	Program Mem. Bytes/ Instructions	SRAM Bytes	EEPROM Bytes	Timer 16-bit	Input Cap	Output Comp/Std PWM	Motor Control PWM	A/D 10-bit 500 Ksps	Quad Enc	UART	SPI™	I ² C™	CAN
dsPIC30F3011	40/44	24K/8K	1024	1024	5	4	4	6 ch	9 ch	Yes	2	1	1	-

Conversor análogo digital de 9 canales, de 10 bits y velocidad máxima de muestreo de 500kps (*kilo samples per second*).

Sólo se han mencionado aquellas funcionalidades que fueron utilizadas en el desarrollo del prototipo.

D.2 Módulo PWM

En la generación de un ciclo de trabajo se involucran los siguientes registros

PTPER: Almacena el periodo de tiempo de la señal PWM

PTMR: Reloj del módulo PWM

PDCx: Valor del ciclo de trabajo que va de 0 a 100% (x=1,2 o 3). Esta última variable es la modificada por un control PI por ejemplo.

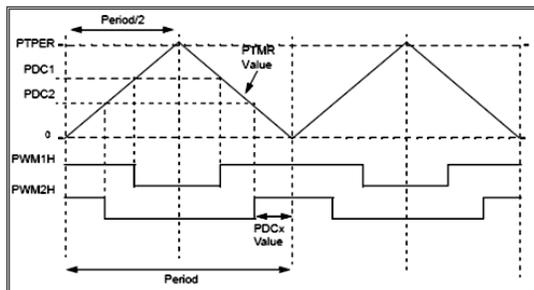
Las primera variable se relaciona con los parámetros de una señal PWM por la siguiente ecuación

$$PTPER = \frac{F_{CY}}{F_{PWM} \times 2} - 1 \quad (5.1)$$

Donde $F_{CY} = T_{CY}^{-1}$ [Hz] y F_{PWM} es la frecuencia de la señal PWM. La relación (5.1) es válida en el modo centrado (center aligned mode).

Este modo de operación se explica en la Figura D-1.

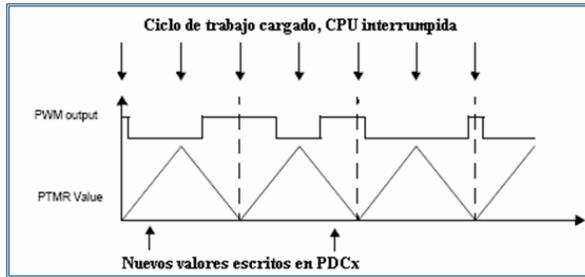
Figura D-1: Modo PWM centrado



El reloj, PTMR, cuenta en dos direcciones, de 0 a PTPER y de PTPER a 0. Las salidas PWM (en este caso PWM1H o PWM2H) quedan en el estado inactivo cuando el valor del reloj es mayor que el del ciclo de trabajo (PDCx). Por ende las salidas quedan en estado activo cuando el valor del reloj es menor al ciclo de trabajo. Si $PDCx = 0$ entonces las salidas se mantendrán inactivas por todo el ciclo PWM. Si $PDCx = PTPER$, las salidas estarán activas por todo el ciclo, es decir a 100%.

Un detalle importante es cuándo se actualiza el valor del ciclo de trabajo en el módulo PWM. En el modo de doble actualización, compatible solo con modo de PWM centrado, se actualiza tal como se muestra en la Figura D-. Esta alternativa de actualización minimiza el retardo de tiempo entre el cálculo del ciclo de trabajo y el momento en que efectivamente es aplicado en la señal PWM. Normalmente una señal PWM se actualiza cuando el ciclo ya ha terminado. Este tipo de actualización permite duplicar el ancho de banda del controlador de lazo cerrado. Además, cada vez que PTMR alcanza su valor máximo, se puede generar una interrupción que sincronice el ADC (interno o externo) para que se muestree la corriente en un instante en que no hay conmutación de interruptores de potencia. Así la medición no está afectada por el ruido de la conmutación, y por tanto no se requiere utilizar de filtros antialiasing en el lazo cerrado, puesto que introducen retardos en los controladores (Blaabjerg, Kjaer, Rasmussen, y Cossar, 1999)

Figura D-2 Actualización doble del ciclo de trabajo



Se explicó en detalle este modo de configuración particular, debido a la importancia que tiene en el desarrollo de este trabajo. Finalmente, los tres pares de salidas PWM van conectadas a los espejos de corriente, que a su vez activan los interruptores de potencia.

D.3 Formato numérico Q15

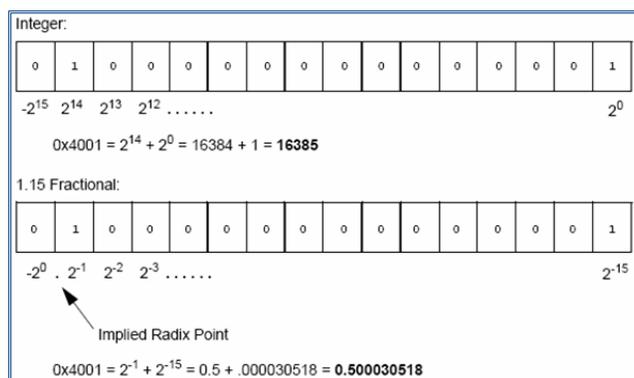
En la Tabla D-2 se muestran los rangos de datos permitidos por el DSP. Las variables y registros comunes del DSP para operaciones de cualquier tipo son de 16 bits, por tanto pueden representar datos sólo en ese rango. En cambio, los dos acumuladores denominados A y B (específicos para operaciones de DSP), son de 40 bits, y dependiendo de cómo se utilicen, pueden almacenar datos en cualquiera de los tres rangos.

Tabla D-2: Rango de datos permitidos por el DSP

Register Size	Integer Range	Fraction Range	Fraction Resolution
16-bit	-32768 to 32767	-1.0 to $(1.0 - 2^{-15})$	3.052×10^{-5}
32-bit	-2,147,483,648 to 2,147,483,647	-1.0 to $(1.0 - 2^{-31})$	4.657×10^{-10}
40-bit	-549,755,813,888 to 549,755,813,887	-256.0 to $(256.0 - 2^{-31})$	4.657×10^{-10}

Existen dos formas básicas de representar los números en el DSP. Estas son en formato entero (*integer*) o formato decimal o fraccional (Q15). Para entender como se representan, se muestra en la Figura D-3 el mismo número en los dos formatos.

Figura D-3: Distintas representaciones para el n° hexadecimal 0x4001



Para representar estos dos tipos de formato no se requiere ningún tipo de instrucción específica. Ambos se almacenan en memoria de la misma forma. Lo que sí se debe especificar es cuando se realiza una multiplicación o división, puesto que la forma en que se procesan estas dos operaciones es distinta. La ecuación que relaciona los dos tipos de formatos es:

$$n_{\text{int}} \times 2^{1-N} = n_{Q15} \quad (5.2)$$

Donde N es el número de bits.

D.4 Interrupciones

El DSP posee 54 fuentes de interrupciones. Cada periférico tiene sus propias fuentes de interrupciones (módulo PWM, ADC, SPI, etc). Entre ellas están aquellas que son causadas por cambios externos en los pines del DSP. Estas comúnmente se llaman interrupciones externas y se generan por el cambio de estado de los pines específicos para estas funciones.

D.5 Conversor análogo-digital externo

El ADC utilizado, MAX1270, es un conversor flexible en cuanto que permite modificar por software los rangos de lectura de las señales, aprovechando mejor el rango dinámico de ellas. Se puede configurar en 4 modos diferentes: 0 a 5V, 0 a 10V, -5 a 5V y -10 a 10V, con sólo una alimentación de 5V. Posee una resolución de 12 bits, referencias internas, y puede operar con un reloj interno o externo. En el diseño se optó por utilizar las referencias internas y el reloj proporcionado por el DSP, ya que esta configuración le permite obtener la tasa de muestreo más alta (110 ksps). Se utilizaron sólo 4 canales de los 8 disponibles. La razón de por qué se optó en el diseño por un ADC externo, en vez del interno del DSP se debe a que este permite rangos más amplios de medición, tiene una mayor resolución (el ADC del DSP es de 10 bits) y sus parámetros como razón señal a ruido, linealidad, etc. están especificados en la hoja del fabricante (el DSP en cambio no los especifica). Otros aspectos relevantes del ADC externo son: tiempo de conversión mínimo 6[us], opera en base a aproximaciones sucesivas y realiza las conversiones cada vez que el DSP le envía una palabra de 8 bits descrita en la Tabla D-3.

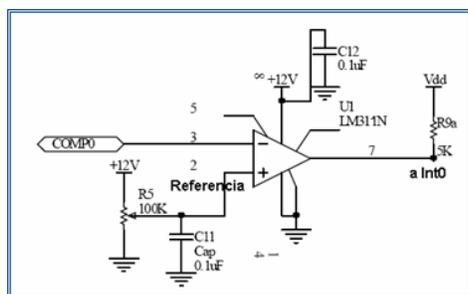
Tabla D-3: Descripción de la palabra recibida por el ADC

BIT 7 (MSB)	BIT 6	BIT 5	BIT 4	BIT 3	BIT 2	BIT 1	BIT 0 (LSB)
START	SEL2	SEL1	SEL0	RNG	BIP	PD1	PD0
BIT	NAME	DESCRIPTION					
7 (MSB)	START	First logic 1 after \overline{CS} goes low defines the beginning of the control byte.					
6, 5, 4	SEL2, SEL1, SEL0	These 3 bits select the desired "on" channel					
3	RNG	Selects the full-scale input voltage range					
2	BIP	Selects the unipolar or bipolar conversion mode					
1, 0 (LSB)	PD1, PD0	Select clock and power-down modes					

D.6 Circuitos de protección

Los circuitos de protección cumplen dos funciones: supervisar que no superen un valor de referencia tanto los picos de corriente de cualquiera de las cuatro fases (normalmente 15 A) como la tensión generada en la carga. Por ello los circuitos están divididos en dos grupos distintos, y por tanto generan interrupciones distintas en el DSP, es decir, existe una interrupción para corriente y otra para voltaje. Los circuitos se diseñaron utilizando comparadores de alta velocidad, LM311, y el modelo básico es igual para fases y tensión y se muestra en la Figura D-4.

Figura D-4: Comparador de tensión

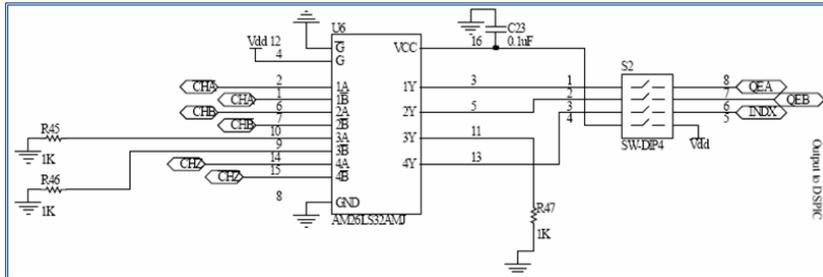


Cuando la señal COMP0 (que proviene del filtro UAF42) supera el valor de la referencia ajustada con el potenciómetro, la salida del comparador se va a 0V. Como las salidas de los 4 comparadores van conectados al mismo punto, cuando uno baja a 0V todas bajan también activando la interrupción por flanco de bajada en el DSP. Por lo tanto si una fase tiene una sobrecorriente, esta hace que se desactive el sistema completo. Sin embargo cada fase puede ser ajustada en distintos valores de referencia. La señal de voltaje está separada de las demás.

D.7 Medición de posición

La medición de posición consta de dos partes: el encoder o sensor de posición y el circuito de acondicionamiento de los pulsos entregados por el sensor. El sensor utilizado es un encoder óptico de 2500 ppr (pulsos por revolución) modelo 735-HV marca *British Encoder*. Es un encoder incremental de cuadratura, que entrega tres señales: dos de fase y una tercera que indica cuando el eje ha dado una vuelta completa. Las señales de salida son diferenciales, por lo tanto se requiere de un circuito de acondicionamiento en la recepción. El circuito de acondicionamiento transforma las señales diferenciales en monopares (*single ended output*). Para ello se utilizó el integrado AM26LS32 y la conexión se muestra en la Figura D-5

Figura D-5: Diagrama esquemático del circuito de acondicionamiento

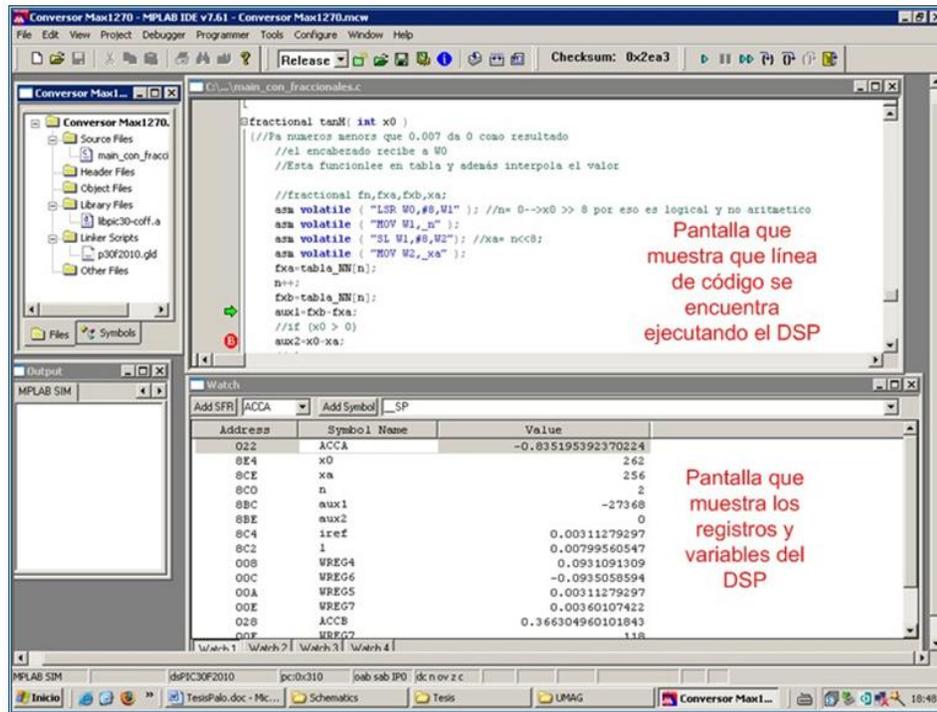


Las entradas y salidas no utilizadas se conectan a tierra mediante resistencias, así se evitan oscilaciones que introducen ruido en el circuito. Este circuito está incluido dentro de la tarjeta de control. Además se le incluyó un interruptor de apagado para cuando no se utilice la medición del encoder.

D.8 Programación y debugging

La programación del DSP se realiza utilizando los paquetes computacionales de Microchip MPLAB y el compilador C30. Mediante estos se programan los algoritmos de control y se cargan en la memoria del DSP utilizando el ICD-2 (In Circuit Debugger). Este último dispositivo es una herramienta de bajo costo, que también permite hacer un debugging en tiempo real de lo que está sucediendo en el DSP cuando está ejecutando el código. Esta tecnología simplifica notablemente la labor de programación puesto que permite "ver" lo que sucede en cada uno de los registros y variables del DSP, y en que parte del código se encuentra ejecutando.

Figura D-6: Ejemplo de pantalla en MPLAB utilizando ICD-2.



Para cargar el código en el DSP no se requiere sacarlo de la tarjeta de control. Esta técnica se conoce como ICSP(*In Circuit Serial Programing*).

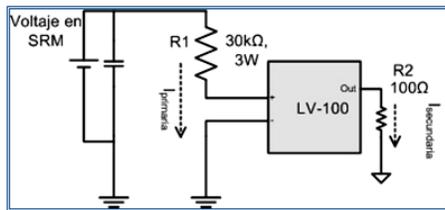
D.9 Adquisición de datos

La adquisición de los datos se realiza a través del puerto USB del PC. La transferencia de datos entre DSP y PC se logra mediante el uso de un módulo serial-USB modelo FT232BM. Este módulo también actúa como buffer tanto en la recepción como transmisión de datos, evitando que se pierdan datos cuando uno de los dos Host no puede atender. La conexión está descrita en la sección 0. La recepción y envío de datos en el PC se realiza con MATLAB donde el puerto USB se atiende como si fuera un puerto serial cualquiera, pero de una tasa de transmisión mayor. La estrategia de simular un puerto serial no es la que permite sacar el máximo de provecho en la velocidad de transmisión USB, pero es la más sencilla de implementar ya que no requiere conocimientos avanzados de programación. En todo caso con este módulo, utilizando MATLAB y las librerías dinámicas (DLL) es posible obtener una tasa de transmisión de 12 MBs.

D.10 Sensor de voltaje

El sensor de voltaje, al igual que los sensores de corriente, es un sensor de efecto Hall, aislado galvánicamente, de marca LEM, y modelo LV-100.

Figura D-7: Diagrama esquemático de la conexión del sensor de voltaje.



La corriente primaria es una corriente mínima, y para aprovechar el rango dinámico del sensor debe ser de 10mA. Es decir, cuando en la SRM se tenga el voltaje nominal (aproximadamente 300V) la corriente debe ser de 10mA. Los terminales + y - están puenteados. Se debe cumplir que:

$$\frac{V_{DC}}{10mA} \approx R_1 \quad (5.3)$$

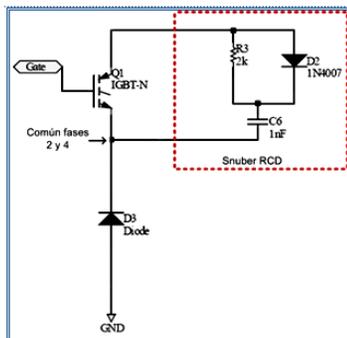
Y de acuerdo a la relación de transformación propia del LEM, se tiene que

$$I_{sec} = 5 \times \frac{V_{DC}}{R_1} \quad (5.4)$$

D.11 Interruptores de potencia

Los interruptores de potencia son IGBT (BUP314 de Siemens). Los diodos de potencia son de 1200V, 50A, de tipo "Fast recovery". Para el nuevo par de semiconductores se utilizó un diodo (30CPF10) de 30A, 1000V ultrarrápido y un IGBT (FGA25N120 de Fairchild). Para disminuir las sobretensiones aplicadas sobre el IGBT debido a inductancias parásitas se utilizó el circuito "snubber" de tipo RCD calculado en ANEXO C.

Figura D-8: Circuito Snubber RCD.



La función de este circuito es evitar que la sobretensión producida en el colector del IGBT, por inductancias parásitas, lo dañe. Cuando el interruptor es apagado, el condensador C6 se carga con la sobretensión, y se descarga cuando el interruptor se enciende.

D.12 Circuito de aislación y disparo de los IGBT

La aislación de las tierras entre el circuito de potencia y el circuito de control se realiza mediante optocouplars TLP250. Estas son activadas por las señales de corriente provenientes de los circuitos descritos en la sección 5.4. El diseño se muestra en la Figura D-9. El IGBT se enciende con +15V y se apaga con -15V. Estas tensiones son proporcionadas por la fuente aislada DCP020515, que a su vez es alimentada con +5V, y cuya alimentación es común para las demás fuentes aisladas. El hecho de aplicar tensiones negativas en la compuerta del IGBT (*gate*) mejora la dinámica del interruptor. La configuración para los demás interruptores no fue diseñada en este trabajo, pero el esquema de encendido es equivalente, aunque utilizando otros integrados (como fuente aislada se usa un NMH0512D).

Figura D-9: Circuitos de disparo y aislación,

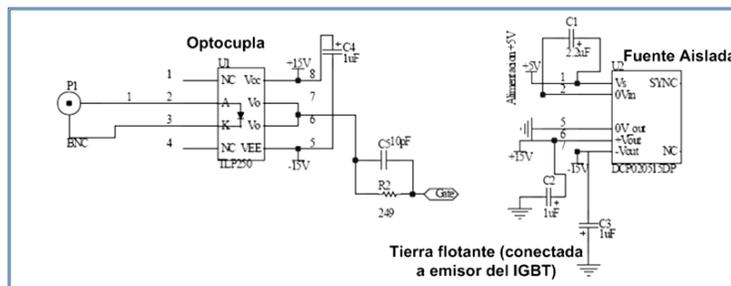


Figura D-10: Plataforma de control.

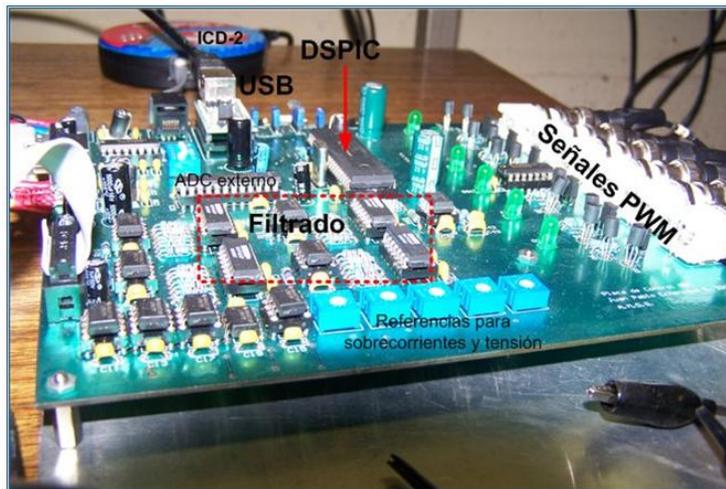
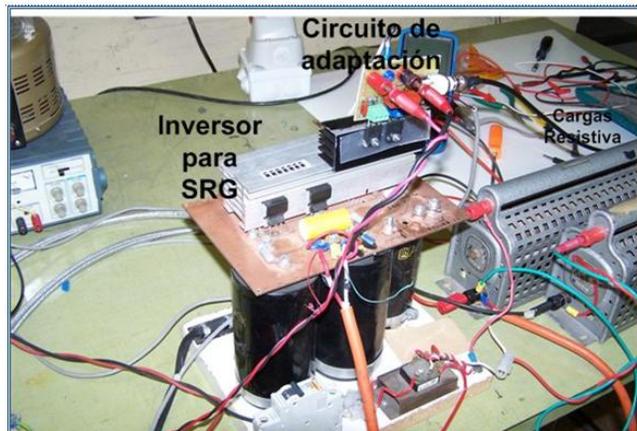


Figura D-11: Conversor de potencia con las modificaciones realizadas.



Anexo E: Datos técnicos de algunos instrumentos y máquinas utilizados

Tabla E-1: Datos de placa de SRM.

Modelo	Marca	Potencia nominal a 1500rpm	Torque nominal	Inercia	Clase de insulación	Corriente nominal bobinas
PLD112	Outlon	4.0kW	25Nm	0.0083[kg.m ²]	F	9

Tabla E-2: Datos de placa de motor de inducción.

Modelo	Marca	Potencia nominal a 1000rpm	Torque nominal	Tipo	Corriente nominal
PLD112	Siemens	7.5kW	30Nm	Motor de inducción	12

Figura E-1: Hoja de datos del encoder utilizado.

Series 735



Design Features

Due to some major technology enhancements, the 735 encoder is now available in four resolution ranges, from 0001 PPR through to 30,000 PPR. With model 735Z through 735A, which use advanced circuitry, it is now possible to provide selected resolutions up to 30,000 PPR. Please note, that with the higher resolution bands, the edge separation specifications reduce minimally to 50%. A stainless steel version is available at a modest surcharge. This version is designed for hostile environments or food applications. It is protected to IP66, and is configured with 2 metres of flying lead. Please call the sales office for details.

Specifications

Input Voltage range	5/24V (see output circuits)	Starting torque	0.002 Nm (0.02 oz-in with seal)
Regulation, for 5V operation	5%, with 2% maximum ripple	Radial loading	60 N operating
Current consumption	80mA typical	Axial loading	60 N operating
Output circuits	See Ordering Information	Moment of inertia	70 gcm ²
Frequency response	200 kHz (7351 - 590kHz)	Acceleration	10 ³ radian/sec ²
Symmetry	180° electrical ±5% (P*)	Weight	0.5 kg
Quadrature Phasing	90° electrical ±10% (P*)	Housing	Aluminum w/protective finish
Minimum edge separation	72° electrical	Mounting	Sieve flange or square flange
Reference marker pulse	Gated (A + B + Z + F)	Operating temperature	-10°C to +70°C
Rise time	Less than 1 microsecond	High temperature	-10°C to +100°C
Accuracy (cycle to cycle)	±0.017° or 1 ArcMin	Storage temperature	-30°C to +85°C
LED life	100,000 hrs typical	Humidity	98% RHNC
Pulses per revolution	See Ordering Information	Vibration	10 G's @ 58 to 500 Hz
Max shaft speed	6,000 rpm continuous	Shock	50 G's for 11 msec
Shaft sizes and types	See Ordering Information	Protection	IP66 w/seal (530)
Shaft tolerance	g6, sliding fit for H7		
Bearings	ABEC 3		

Para las mediciones de inductancia se utilizó un puente de medida marca FLUKE modelo PM6304 (0.1% de precisión).

Anexo F: Tablas de datos ingresadas en el DSP

Tabla F-1: Funcion tanh() (sólo primeros 17 datos).

Indice	Indice *256	Argumento Fraccional/4	Argumento Real	TANH	Dato Tabla
0	0	0	0	0	0
1	256	0,0078125	0,03125	0,03124	1024
2	512	0,015625	0,0625	0,062419	2045
3	768	0,0234375	0,09375	0,093476	3063
4	1024	0,03125	0,125	0,124353	4075
5	1280	0,0390625	0,15625	0,154991	5079
6	1536	0,046875	0,1875	0,185333	6073
7	1792	0,0546875	0,21875	0,215326	7056
8	2048	0,0625	0,25	0,244919	8025
9	2304	0,0703125	0,28125	0,274062	8980
10	2560	0,078125	0,3125	0,30271	9919
11	2816	0,0859375	0,34375	0,330821	10840
12	3072	0,09375	0,375	0,358357	11743
13	3328	0,1015625	0,40625	0,385284	12625
14	3584	0,109375	0,4375	0,41157	13486
15	3840	0,1171875	0,46875	0,437189	14326
16	4096	0,125	0,5	0,462117	15143

Tabla F-2: Timer vs voltaje demandado.

Timer_new	speed[rad/s]	velocidad [rpm]	Vdsp
704	171,3490909	1627,816364	2149
768	157,07	1492,165	1886
832	144,9876923	1377,383077	1673
896	134,6314286	1278,998571	1497
960	125,656	1193,732	1350
1024	117,8025	1119,12375	1225
1088	110,8729412	1053,292941	1119
1152	104,7133333	994,7766667	1027
1216	99,20210526	942,42	947
1280	94,242	895,299	877
1344	89,75428571	852,6657143	815
1408	85,67454545	813,9081818	760
1472	81,94956522	778,5208696	711
1536	78,535	746,0825	667
1600	75,3936	716,2392	627
1664	72,49384615	688,6915385	591
1728	69,80888889	663,1844444	559
1792	67,31571429	639,4992857	529
1856	64,99448276	617,4475862	502
1920	62,828	596,866	477
1984	60,80129032	577,6122581	454
2048	58,90125	559,561875	433
2112	57,11636364	542,6054545	414
2176	55,43647059	526,6464706	395
2240	53,85257143	511,5994286	379
2304	52,35666667	497,3883333	363

ANEXO G: Código en C de estimador de inductancia y red neuronal para DLL de PSIM

```
// Variables:

// t: Time, passed from PSIM by value

// delt: Time step, passed from PSIM by value

// in: input array, passed from PSIM by reference

// out: output array, sent back to PSIM (Note: the values of out[*] can
// be modified in PSIM)

// The maximum length of the input and output array "in" and "out" is 30.

// Warning: Global variables above the function ms_user0 (t,delt,in,out)
// are not allowed!!!

#include <math.h>

__declspec(dllexport) void simuser (t, delt, in, out)

// Note that all the variables must be defined as "double"

double t, delt;
```

```

double *in, *out;

{

// Define "sum" as "static" in order to retain its value.

static                                                                 double
aux=0,estado_old=0.,Isense=0,I_old=0.,sumx,sumy,sumxy,sumx2,numerador,numerador_old,denominador,pendiente,pendiente_old,inductancia,muestras=0.,estado=0.,time;

static      double      L_real,L_aux,i=0,Vdc=218.,La=50e-3,Lu=12e-3,Lsat=8e-3,lamda_sat=0.800,K=.5250000000e-1;

//VAr para NN

static                                                                 double
IW_11,IW_12,IW_21,IW_22,LW_11,LW_12,b1_1,b1_2,b2,aux1,aux2,aux3;

IW_11=-2.5162;

IW_12=-0.0327;

IW_21=2.7404;

IW_22=-0.0316;

LW_11=-779.2861;

LW_12=547.3167;

b1_1=4.9119;

b1_2=4.6428;

b2=231.9877;

i=in[0]*1;

Isense=in[0]*220.;//es la ganancia de los sensores de corriente

estado =(int)in[1]*1.;

Isense =(int)Isense;

Vdc =in[2]*1.;

if (estado_old != estado)

{

```

```
//La ultima muestra de corriente no se considera por que no se sabe si es antes o
después del cambio

// de estado. Así es en el dspic

//muestras=muestras+1;
estado_old = (int)estado;
pendiente_old=pendiente;
numerador = numerador;
denominador = muestras*(1-muestras*muestras);
if (denominador !=0.)
pendiente=(numerador/denominador);
pendiente=(pendiente*6);
muestras=0.;
sumy=0.;
numerador=0.;
if (pendiente != pendiente_old)
inductancia = fabs(pendiente)+fabs(pendiente_old);
}
else
{
muestras = muestras+1.;
numerador = numerador + sumy-Isense*(muestras-1);
sumy = sumy + Isense;
}
//out[0] = pendiente;
out[1] = numerador;
if (inductancia > 0)
{
```

```

//out[2]=1./inductancia;
//out[2] = 1./inductancia;
L_aux= (Vdc/inductancia)*5.5321e-3;
out[2]=L_aux;
//out[0]=L_real;
//Aqui viene la neurona
aux1=tanh(IW_11*L_aux+IW_12*i+b1_1);
aux2=tanh(IW_21*L_aux+IW_22*i+b1_2);
L_real=LW_11*aux1+LW_12*aux2+b2;
out[0]=L_real;
}
}

```

Anexo H: Deducción de ecuaciones para cálculo de pendientes

La pendiente de la recta de mínimos cuadrados está dada por:

$$m = \frac{\sum_{i=1}^N x_i \sum_{i=1}^N y_i - N \sum_{i=1}^N x_i y_i}{\sum_{i=1}^N x_i \sum_{i=1}^N x_i - N \sum_{i=1}^N x_i^2}$$

Si se considera que los valores de x_i corresponden a números naturales (puesto que las muestras están equidistantes en el tiempo), entonces se cumple que:

$$\sum_{i=1}^N x_i = \frac{N(N+1)}{2}$$

$$\sum_{i=1}^N x_i^2 = \frac{N(N+1)(2N+1)}{6}$$

Reemplazando ambas identidades en la fórmula del MMC, se tiene que:

$$m = -12 \times \frac{\frac{(N+1)}{2} \sum_{i=1}^N y_i - \sum_{i=1}^N i y_i}{N(N^2 - 1)}$$

El numerador puede expresarse de la siguiente manera:

$$num = 12 \times \left[\frac{N+1}{2} \sum_{i=1}^N y_i - \sum_{i=1}^N iy_i \right]$$

Que es equivalente a:

$$\frac{num}{6} = \left[(N+1) \sum_{i=1}^N y_i - 2 \sum_{i=1}^N iy_i \right] = z_N$$

Del mismo modo:

$$\begin{aligned} z_{N+1} &= (N+2) \sum_{i=1}^{N+1} y_i - 2 \sum_{i=1}^{N+1} iy_i \\ z_{N+1} &= (N+1) \sum_{i=1}^{N+1} y_i + \sum_{i=1}^{N+1} y_i - 2 \left(\sum_{i=1}^N iy_i + (N+1)y_{N+1} \right) \\ z_{N+1} &= (N+1) \sum_{i=1}^N y_i + (N+1)y_{N+1} + \sum_{i=1}^{N+1} y_i - 2 \left(\sum_{i=1}^N iy_i + (N+1)y_{N+1} \right) \\ z_{N+1} &= z_N - (N+1)y_{N+1} + \sum_{i=1}^{N+1} y_i \\ z_{N+1} &= z_N - (N+1)y_{N+1} + \sum_{i=1}^N y_i + y_{N+1} \\ z_{N+1} &= z_N - Ny_{N+1} + \sum_{i=1}^N y_i \end{aligned}$$

Es decir, la suma puede ser expresada recursivamente:

$$z_N = z_{N-1} + \sum_{i=1}^{N-1} y_i - (N-1)y_N$$

Es claro que:

Es claro que:

$$z_0 = 0 \quad (\text{cuando no hay muestras})$$

$$z_1 = 2y_1 - 2y_1 = 0$$

$$z_2 = 3(y_1 + y_2) - 2(y_1 + 2y_2) = y_1 - y_2$$

$$z_3 = 4(y_1 + y_2 + y_3) - 2(y_1 + 2y_2 + 3y_3) = 2y_1 - 2y_3$$