UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA MOTORES DE RELUCTANCIA CONMUTADA

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

INGENIERA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

PRESENTA:

MISSIE MARÍA DEL ROCÍO AGUADO ROJAS

DIRECTOR DE TESIS:

DR. GERARDO RENÉ ESPINOSA PÉREZ

CIUDAD UNIVERSITARIA, 2012

JURADO ASIGNADO:

Presidente:	Ing. David Vázquez Ortíz
Secretario:	M.I. Antonio Salvá Calleja
Vocal:	Dr. Gerardo René Espinosa Pérez
1er Suplente:	Ing. Gloria Mata Hernández
2do Suplente:	Dr. José Ismael Martínez López

Esta tesis se realizó en el Laboratorio de Control de la División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería de la UNAM.

Director de Tesis:

Dr. Gerardo René Espinosa Pérez

Al momento de escribir la acostumbrada, y al parecer imperativa dedicatoria de la tesis, recuerdo, y se me antoja hacer mía, la planteada por el fantástico Neil Gaiman en una de sus multipremiadas novelas:

> Ya sabes lo que pasa, coges un libro (tesis), lo abres por la dedicatoria, y descubres que, una vez más, el autor le ha dedicado el libro a otro que no eres tú.
>
> Esta vez no.
>
> Porque todavía no nos conocemos / nos conocemos de vista / estamos locos el uno por el otro / no nos vemos desde hace tiempo / estamos de algún modo emparentados / nunca llegaremos a conocernos, pero a pesar de ello, espero, pensaremos siempre con cariño el uno en el otro...
>
> Éste es para ti.
>
> Con lo que tú ya sabes y por lo que probablemente ya sabes.

Agradecimientos

A mi familia: Estela, Carlos, Octavio, y mis hermanitos el gordo y el panzón.
Innecesaria cualquier explicación. :D

A Gerardo Espinosa, por tu dirección, asesoría, confianza y amistad. :)

A Paul Maya, por tu siempre oportuno —aunque quizás inadvertido— apoyo y consejo. :]

A Alejandra de la Guerra, por tu constante ayuda en el desarrollo de este trabajo, por tu continua disposición a resolver —y en ocasiones agrandar :P— mis dudas, y por tu interés desinteresado (sic) en mi formación.

A la Universidad Nacional Autónoma de México y la Facultad de Ingeniería, por esta oportunidad.

Life's too short to cry, long enough to try.

March of time (Helloween)

Índice general

Índice general VII

Índice de figuras IX

1. Introducción 1
1.1. Motivación . . . 1
1.2. Antecedentes . . . 2
1.3. Planteamiento del problema . . . 2
1.4. Contribuciones . . . 3
1.5. Estructura de la tesis . . . 3

2. Motor de reluctancia conmutada 5
2.1. Introducción . . . 5
2.1.1. Clasificación del MRC . . . 7
2.1.2. Construcción . . . 7
2.1.3. Características generales: ventajas e inconvenientes . . . 9
2.1.4. Otros términos utilizados para el MRC . . . 10
2.1.5. Breve historia del MRC . . . 10
2.1.6. Aplicaciones . . . 11
2.2. Principio de operación . . . 12
2.2.1. Operación elemental del MRC . . . 12
2.2.2. Relación entre la inductancia de fase y la posición del rotor . . . 13
2.3. Modelo matemático . . . 16
2.3.1. Modelo completo . . . 16
2.3.2. Modelo simplificado . . . 17
2.4. Convertidor asimétrico de medio puente . . . 19

3. Banco de pruebas 23
3.1. Motor de reluctancia conmutada . . . 26
3.2. Soporte mecánico . . . 27
3.3. Plataforma de implementación en tiempo real . . . 28
3.4. Electrónica de potencia . . . 31
3.5. Instrumentación . . . 33

3.5.1. Sensores de corriente 33
3.5.2. Sensor de posición 35
3.5.3. Estimación de velocidad 37
3.6. Fuente de alimentación 39
3.7. Programación 40
3.8. Arquitectura del banco de pruebas 42

4. Evaluación **43**
4.1. Control en lazo abierto 43
4.2. Control en lazo cerrado 46
4.2.1. Regulación de corriente 46
4.2.2. Regulación de velocidad 48
4.3. Discusión de resultados 52
4.4. Observaciones 53
4.4.1. Errores de medición 53
4.4.2. Rutina de arranque 54

5. Conclusiones **55**
5.1. Trabajo futuro 56

Bibliografía **57**

Apéndices **61**

A. Código fuente **61**

B. Esquema electrónico **67**

Índice de figuras

2.1. Prototipo de un MRC 6/4 de tres fases, fabricado por Lucas Advanced Engineering Centre, mostrando laminados y una bobina. 8
2.2. Estator y rotor de un MRC 12/8 de tres fases, fabricado por Switched Reluctance Drives para la lavadora Neptune de Maytag. 8
2.3. Operación del MRC. 13
2.4. Posiciones del rotor. 14
2.5. Perfil de la inductancia de fase contra la posición del rotor. 15
2.6. Convertidor asimétrico de medio puente para una fase. 20
2.7. Formas de onda de la operación por supresión y pulso único. 22

3.1. Banco de pruebas. 24
3.2. Arquitectura del banco de pruebas. 25
3.3. Perfil de inductancias de fase contra la posición del rotor. 27
3.4. Estructura mecánica del banco de pruebas. 27
3.5. Configuración típica de un sistema de control con dSPACE. 28
3.6. Ejemplo de un modelo en Simulink con bloques de la RTI1104. 29
3.7. Componentes físicos de la plataforma dSPACE. 30
3.8. Ejemplo de una interfaz gráfica de usuario en ControlDesk. 30
3.9. Configuración del circuito *bootstrap*. 32
3.10. Principio de operación del sensor de efecto Hall. 33
3.11. Circuito de electrónica de potencia. 34
3.12. Circuito de medición de corrientes. 34
3.13. *Encoder* incremental de 6 pulsos por revolución. 35
3.14. Sensor de posición montado al MRC. 36
3.15. Diagrama de bloques de la derivada sucia de la posición con $\lambda = 5$. 37
3.16. Problema de la posición enrollada. 38
3.17. Fuente variable de 0 a 180 V para la alimentación del MRC. 39

4.1. Arquitectura del controlador en lazo abierto. 43
4.2. Control en lazo abierto: operación por supresión dura. 44
4.3. Control en lazo abierto: operación por supresión suave. 45
4.4. Control en lazo abierto: operación por pulso único. 45
4.5. Arquitectura del controlador por histéresis para regulación de corriente. . . . 46

4.6. Control en lazo cerrado: regulación de corriente por histéresis con supresión dura. 47
4.7. Control en lazo cerrado: regulación de corriente por histéresis con supresión suave. 47
4.8. Arquitectura del controlador proporcional-integral para regulación de velocidad. 48
4.9. Control en lazo cerrado: regulación de velocidad a 300 rpm. 49
4.10. Errores de velocidad y corrientes con ω_{ref} =300 rpm. 49
4.11. Control en lazo cerrado: regulación de velocidad a 500 rpm. 50
4.12. Errores de velocidad y corrientes con ω_{ref} =500 rpm. 50
4.13. Control en lazo cerrado: regulación de velocidad a 700 rpm. 51
4.14. Errores de velocidad y corrientes con ω_{ref} =700 rpm. 51

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación

Los motores de reluctancia conmutada (MRC) son una clase de máquinas eléctricas que ha crecido en popularidad en los últimos años debido a su estructura simple, ausente de imanes permanentes o devanados en el rotor, y su habilidad para producir gran par a bajas velocidades, características muy atractivas en aplicaciones de sistemas directamente actuados, ya que eliminan el uso de reductores mecánicos de velocidad y hacen de ellos una alternativa altamente confiable y de bajo costo, lo que ha llevado a la introducción de los mismos en diversos sectores industriales en el contexto de impulsores eléctricos de velocidad variable.

La principal limitante para explotar las ventajas antes mencionadas de los MRC, es el comportamiento electromecánico altamente no lineal exhibido por estos dispositivos, i.e., requieren operar con saturación magnética a fin de maximizar la relación par/masa, y el par generado es una función no lineal de las corrientes de estator y de la posición del rotor. Presentan, como toda tecnología, algunos inconvenientes en su operación, entre los que destacan el relativamente alto ruido acústico que generan, y la presencia de rizo en el par cuando se utilizan controladores lineales basados en modelos matemáticos que desprecian la naturaleza no lineal de estas máquinas.

Lo anterior ha dado pie al desarrollo de diferentes diseños en cuanto a la construcción de los MRC, a la vez que ha motivado a la comunidad de la teoría de control a afrontar el problema de control de estos dispositivos mediante la aplicación de diversos controladores no lineales, entre ellos, los diseñados por medio del enfoque basado en pasividad de G. Espinosa Pérez y P. Maya Ortíz [1, 2, 3, 4], evaluados únicamente a nivel numérico vía simulaciones digitales. Es, pues, de interés, contar con un banco de pruebas que permita validar de manera experimental los resultados presentados en las publicaciones citadas, así como los que han derivado de la extensión de esos trabajos, e.g. [5]. Aunque esta fue la motivación inicial, la maqueta aquí presentada tiene la característica de que cualquier esquema de control puede ser fácilmente implementado.

Universidad Nacional Autónoma de México
UNAM
Biblioteca Central
Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

1.2. Antecedentes

De manera general, las características con las que debe contar un banco de pruebas son: robustez, facilidad de uso y flexibilidad para la implementación del controlador.

Se requiere un convertidor electrónico de potencia idóneo para el impulso del motor de reluctancia conmutada, que tenga un buen desempeño y sea adecuado a los requerimientos volt-ampere nominales de la máquina. Es deseable que el banco de pruebas cuente, en lo posible, con protección ante fallas que pudiesen dañar al equipo involucrado o al usuario. Para la retroalimentación de los estados del sistema, se requiere contar con sensores precisos y adecuados para el tipo y el rango de las variables físicas a medir. Asimismo, es necesario disponer de una unidad de adquisición y procesamiento de datos con la capacidad suficiente para implementar controladores complejos, y de características tales que la programación de los controladores sea lo más sencilla posible.

1.3. Planteamiento del problema

Con la realización de esta tesis se pretende contribuir al desarrollo de un banco de pruebas que permita evaluar diferentes esquemas de control del MRC de manera experimental. Se busca diseñar un sistema de arquitectura abierta y de fácil manejo para el usuario. Al tratarse de un entorno de investigación, el banco de pruebas debe brindar fácil acceso a la medición de todas las señales eléctricas del sistema, así como a los aspectos de programación del controlador. El problema que se aborda en este trabajo de tesis puede formularse como sigue:

Diseñe y construya un banco de pruebas robusto, de fácil empleo y flexible, para la evaluación experimental de diversos esquemas de control del motor de reluctancia conmutada.

A partir del planteamiento anterior se definen los siguientes objetivos:

- Seleccionar y poner en marcha la unidad de procesamiento de datos con la que se implementarán los esquemas de control del MRC.
- Seleccionar, acondicionar y poner en marcha la instrumentación necesaria para el funcionamiento de la maqueta, y verificar, de ser posible, la precisión de los sensores elegidos.
- Diseñar y construir los circuitos de alimentación y de electrónica de potencia para el MRC, con base en el análisis de las diferentes topologías presentadas en la literatura del área.
- Integrar los elementos antes mencionados y evaluar el funcionamiento del banco de pruebas.

1.4. Contribuciones

Las contribuciones que presenta este trabajo de tesis son la construcción de un banco de pruebas para motores de reluctancia conmutada, y la puesta en marcha del mismo bajo un esquema de control en lazo cerrado con par de carga cero.

El diseño y la construcción del banco incluyen la electrónica de potencia y la fuente de alimentación requeridas para impulsar al MRC, la instrumentación para medir las variables mecánicas y eléctricas del sistema, y los conectores entre los elementos del banco de pruebas y la plataforma de implementación en tiempo real. La puesta en marcha del sistema comprende el procesamiento de los datos adquiridos y la programación de algoritmos necesarios para su retroalimentación, así como la programación misma del controlador.

1.5. Estructura de la tesis

El resto de la tesis está organizada de la siguiente manera:

En el Capítulo 2 se da una introducción a las características generales del motor de reluctancia conmutada, una breve historia de su desarrollo y algunas de sus aplicaciones comerciales. Se describen el principio de operación del MRC y el modelo matemático del mismo, así como el convertidor electrónico de potencia estándar para esta máquina.

En el Capítulo 3 se presenta una descripción detallada de los elementos que componen el banco de pruebas —elementos físicos y aspectos de programación—, y una evaluación del funcionamiento del mismo en el Capítulo 4.

En el Capítulo 5 se exponen las conclusiones de esta tesis y un esbozo del trabajo futuro. Se incluyen, en los apéndices A y B, el código fuente programado para la realización de las pruebas, y el diagrama esquemático de la electrónica desarrollada.

Capítulo 2

Motor de reluctancia conmutada

2.1. Introducción

Un *motor de reluctancia* es una máquina eléctrica en la cual el par es generado por la tendencia de su parte móvil a desplazarse a una posición de reluctancia[1] mínima, es decir, una posición tal que maximiza la inductancia del devanado excitado. El movimiento puede ser rotacional o lineal, y el rotor puede ser interior o exterior. [6]

Por lo general, la parte móvil es un componente sencillo hecho de un material magnético blando,[2] con una forma tal que maximice la variación de la inductancia con la posición, y el devanado consta de un número de circuitos eléctricamente aislados o *fases*, que pueden ser excitadas juntas o por separado.

En operación como motor, cada fase suele ser energizada cuando su inductancia está aumentando, y desenergizada cuando su inductancia está disminuyendo. En generación, lo opuesto es cierto. [7]

La definición anterior es lo suficientemente amplia como para incluir al motor de reluctancia conmutada, al motor de reluctancia síncrono, y al motor a pasos de reluctancia variable. Las diferencias entre ellos estriban en diseño de ingeniería, en el método de control y en características de aplicación y desempeño. Sin embargo, a menudo son confundidos uno con otro, por lo que en este trabajo se considera importante aclarar las características que distinguen al MRC de las otras dos máquinas.

[1] La reluctancia de un circuito magnético es análoga a la resistencia de un circuito eléctrico, y es inversamente proporcional a su permeabilidad.

[2] Un material magnético blando es aquel que pierde su magnetización al retirar el campo magnético que la produjo. Al que mantiene su magnetización al retirar el campo se le denomina duro.

Relación del MRC con el motor de reluctancia síncrono

Motor de reluctancia conmutada	Motor de reluctancia síncrono
1. El estator y el rotor tienen polos salientes.	1. El estator tiene ánima lisa excepto por el ranurado.
2. El devanado del estator comprende un conjunto de bobinas, cada una de las cuales está arrollada alrededor de un polo.	2. El estator tiene un devanado polifásico con bobinas aproximadamente senodistribuidas.
3. La excitación es una secuencia de pulsos de corriente aplicados a cada fase en turno.	3. La excitación es un conjunto de corrientes polifásicas senoidales balanceadas.
4. Mientras el rotor gira, el eslabonamiento de flujo de la fase debe tener una forma de onda triangular o de diente de sierra, pero no variar con la corriente.	4. La autoinductancia de la fase debe variar sinusoidalmente con la posición del rotor pero no con la corriente.

Relación del MRC con el motor a pasos de reluctancia variable

Motor de reluctancia conmutada	Motor a pasos de reluctancia variable
1. Normalmente operado con retroalimentación de la posición del rotor para sincronizar la conmutación de las corrientes de fase con posiciones precisas del rotor.	1. Normalmente operado en lazo abierto, i.e., sin retroalimentación de la posición del rotor.
2. Normalmente diseñado para conseguir una eficiente conversión de potencia.	2. Normalmente diseñado para mantener integridad en los pasos, más que para conseguir una eficiente conversión de potencia.

2.1.1. Clasificación del MRC

Los motores de reluctancia conmutada pueden clasificarse como rotatorios o lineales, según la naturaleza del movimiento. Dentro de los rotatorios, existe una segunda clasificación basada en la dirección del campo magnético en el entrehierro: campo radial si es perpendicular al eje, y campo axial si está en la dirección axial. Estos últimos tienen el rotor enclavado en el estator, lo que hace que se vean planos, y pueden clasificarse como pila única o multipila según el número de discos de estator. Los lineales pueden ser de campo longitudinal o transversal. [8]

De acuerdo a la estructura de la máquina, los MRC pueden clasificarse como de saliencia doble si tanto el estator como el rotor tienen polos salientes, o como de saliencia simple si sólo el rotor tiene polos salientes. También pueden clasificarse como regulares o irregulares. Los regulares son aquellos en los que los polos de estator y de rotor son simétricos respecto a sus ejes y equidistantes a lo largo del estator y el rotor, respectivamente. Los irregulares son aquellos que no son regulares.

2.1.2. Construcción

El motor de reluctancia conmutada rotatorio es, en lo que respecta a la construcción, una de las máquinas eléctricas más simples. El rotor es una estructura de polos salientes sin devanados o imanes permanentes, compuesta por un grupo de láminas de hierro de alta permeabilidad que forman una flecha. El estator de polos salientes es también una estructura formada por láminas, con la diferencia de que éste tiene devanados de fase, cada uno de las cuales se compone de pares de bobinas arrolladas alrededor de polos diametralmente opuestos y conectadas de tal forma que sus flujos sean aditivos, ya sea en serie o en paralelo. Los devanados concentrados suponen mínima producción de inductancia mutua. Los polos salientes se diseñan en múltiplos de dos, y en máquinas simétricas siempre son más en el estator que en el rotor, para evitar posiciones de rotor que generen par nulo.

En la Figura 2.1 se aprecia un MRC rotatorio de tres fases, junto a una lámina con 6 polos perteneciente al estator, una lámina de 4 polos correspondiente al rotor, y una bobina. En la Figura 2.2 se muestran el estator y el rotor de un MRC regular de tres fases, con 12 polos en el primero y 8 en el segundo.

Por lo que a la estructura magnética reluctante se refiere, existen diversas topologías según el número de polos de estator N_s y el número de polos de rotor N_r, y se identifica cada caso según la relación N_s/N_r, detallando también el número de fases m del motor. Así, el mostrado en la Figura 2.1 se caracteriza como un MRC 6/4 de tres fases, y el de la Figura 2.2 como un MRC 12/8 de tres fases.

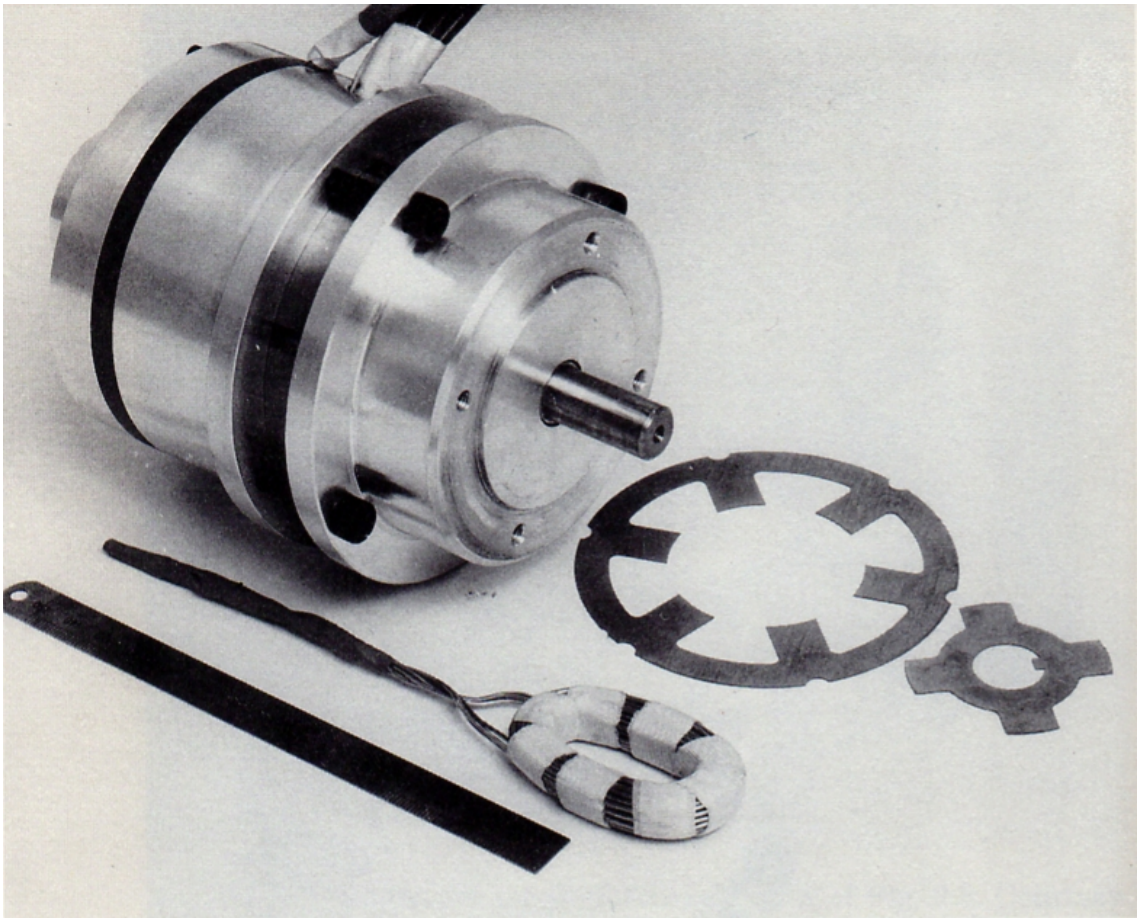


Figura 2.1: Prototipo de un MRC 6/4 de tres fases, fabricado por Lucas Advanced Engineering Centre, mostrando laminados y una bobina.

Figura 2.2: Estator y rotor de un MRC 12/8 de tres fases, fabricado por Switched Reluctance Drives para la lavadora Neptune de Maytag.

2.1.3. Características generales: ventajas e inconvenientes

La simplicidad geométrica de los MRC es una de sus características más atractivas: al no utilizar bobinados en el rotor o imanes permanentes, la baja inercia hace posible el trabajar a velocidades muy elevadas, y los costos de manufactura son más bajos en comparación a los de otros motores, a la vez que existe una mejora en cuanto a confiabilidad y robustez debido a la independencia física, magnética y eléctrica de cada una de las fases: una falla en alguna de ellas no impide que la máquina siga funcionando.

Por su construcción, tienden a tener carcasas más pequeñas que otros tipos de motores de la misma potencia, y al tener devanados sólo en el estator, la mayoría de las pérdidas se concentran en éste, lo que facilita la refrigeración y permite la operación en condiciones extremas de temperatura y humedad.

En adición a su estructura simple, si son diseñados con un gran número de polos, pueden producir gran par a velocidades bajas, eliminando así el uso de reductores mecánicos de velocidad y estableciéndolos por tanto, como un candidato adecuado para aplicaciones de accionamiento directo. Tienen un alto rendimiento y, dado que no necesitan de corrientes bidireccionales, el número de interruptores de estado sólido del impulsor puede reducirse al 50 %, en relación a los inversores de tipo puente usuales.

La simplicidad geométrica de la máquina es, sin embargo, también una desventaja. La mayor parte de la dificultad para entender la operación y el diseño de los MRC se deriva de la saliencia doble: ni el rotor ni el estator tienen una superficie cilíndrica lisa en el entrehierro, pero ambos tienen polos salientes. Debido a esta característica, no existe un estado estacionario puro. La operación en "estado estacionario" es una serie de transitorios en los que los parámetros del circuito inductivo de los devanados de las fases son funciones que varían con la posición y la corriente. Por lo general, para alcanzar un desempeño competitivo con el de otros tipos de motores, es necesario controlar electrónicamente la forma de onda de las corrientes. Lo anterior, aunado a los efectos de campos marginales y saturación magnética, hace al MRC altamente no lineal en sus características de control.

Asimismo, para lograr un control efectivo de velocidad y par, la operación de los MRC exige una sincronización adecuada de la excitación de las fases con la posición del rotor. Para ello usualmente se utilizan sensores de posición que, además de elevar el costo del sistema, pueden reducir la confiabilidad del mismo, o esquemas de sensado indirecto que incrementan la complejidad de implementación del controlador.

En lo referente al rizo en las formas de onda de par y velocidad, y al ruido acústico generado por la máquina, en gran parte de la literatura se mencionan como desventajas inherentes al diseño la misma [9, 10], aunque hay quienes consideran que hay una tendencia a exagerar estos defectos, pues, en mayor o menor medida, son males también de otros motores [11]. En MRC con estructuras doblemente salientes, las fuerzas de atracción radial

entre estator y rotor, tienden a deformar la estructura del estator, y se produce resonancia, y en consecuencia ruido, cuando la frecuencia natural del estator coincide con la frecuencia de excitación del motor. La vibración es máxima cuando la frecuencia natural del MRC coincide con cualquiera de los armónicos impares de la frecuencia de excitación [12].

2.1.4. Otros términos utilizados para el MRC

En Estados Unidos, el término *motor de reluctancia variable* es a menudo preferido, si bien el de *reluctancia conmutada* se originó ahí: fue utilizado por S.A. Nasar para describir un MRC rudimentario en 1969 [13]. Sin embargo, el motor de reluctancia variable es también una forma de motor a pasos, por lo que este término es propenso a causar confusión. También han sido utilizados los términos *motor de reluctancia sin escobillas* [14] y *motor de reluctancia electrónicamente conmutado* [15], que es quizás el más preciso para el MRC.

El uso del término *reluctancia conmutada* asociado a la forma actual del MRC se debe sin duda a P.J. Lawrenson y sus colegas en Switched Reluctance Drives Ltd. [16] El término *reluctancia conmutada* no significa que la reluctancia en sí sea conmutada, pero se refiere a la conmutación de las corrientes de fase, aspecto esencial para su operación. En España suele llamársele *motor de reluctancia autoconmutado* [11, 12].

2.1.5. Breve historia del MRC

El primer motor de reluctancia conmutada del que se tiene registro, fue construido en 1838 por Robert Davidson, quien cuatro años más tarde lo utilizó para impulsar una locomotora de cinco toneladas en la línea férrea que corría entre Glasgow y Edimburgo, aunque la autonomía de las baterías sólo permitió un recorrido de 2 km, y la velocidad máxima fue de 6.4 km/h, menor incluso a la que se alcanzaría con un hombre empujándola [11, 17, 18]. Posteriormente, en 1851, Charles Grafton Page construyó otro motor de reluctancia para aplicaciones de tracción. Las limitadas prestaciones de estos motores, debidas fundamentalmente a que la conmutación de las fases se realizaba de forma manual, y el rápido desarrollo de los motores de corriente continua en la segunda mitad del siglo XIX, hicieron que este tipo de motores se perdiera pronto en el olvido.

El motor a pasos, inventado y patentado en 1920 por C.L. Walker, incluía muchas de las características de los motores a pasos de reluctancia variable de nuestros días y, por tanto, del MRC. Fue hasta finales de la década de 1960, con la llegada del tiristor, que resurgió el interés en estas máquinas, y en 1969 S.A. Nasar introdujo los conceptos básicos del MRC actual. Dos patentes estadunidenses registradas por B.D. Bedford y R.G. Hoft en 1971 y 1972 describen muchas de las características esenciales del MRC moderno, con conmutación electrónica sincronizada con la posición del rotor. En ellas trataron la geometría del rotor, así como la topología del circuito de electrónica de potencia. Sin embargo, éstas no suelen ser consideradas como patentes maestras, dado que la máquina de Davidson utilizaba los mismos principios electromagnéticos y de control.

La década de los 70 fue un periodo de desarrollo de conceptos del MRC, impulsado por el progreso en los dispositivos de conmutación rápida, que culminó con el trabajo de J.V. Byrne [19] y P.J. Lawrenson [16]. Otros hitos en la historia reciente del MRC, fueron los trabajos de L.E. Unnewehr y W.H. Koch [20] de Ford Motor Company, y otros de H. Bausch y B. Rieke. [21, 22].

Desde entonces se han dado grandes adelantos tanto en el diseño como en el control del MRC: se generó un interés en el tema debido, en parte, al deseo de minimizar la cantidad de dispositivos de conmutación para el convertidor de potencia, y se prestó particular atención a la minimización de los requerimientos volt-ampere nominales del mismo [23]. Utilizando, en primera instancia, un modelo lineal simplificado del motor [24], se identificaron propiedades importantes de las formas de onda de las corrientes de fase más adecuadas para la operación de la máquina, y se registraron varias patentes. El desarrollo de un modelo representativo no lineal [16] permitió la confirmación de dichas propiedades y que se hicieran predicciones acertadas acerca del desempeño del impulsor.

La explotación comercial del MRC fue iniciada por Lawrenson en 1980, con la fundación de Switched Reluctance Drives Ltd.[3] Su trabajo sentó las bases para el diseño práctico de motores de reluctancia conmutada de dimensión y desempeño competitivo, y condujo al desarrollo comercial del impulsor Oulton. Motivado por el interés creciente en estos motores durante la década de los ochenta, la fabricación se enfocó en impulsores de velocidad variable de propósito general para aplicaciones industriales en un rango de potencias entre 4 y 80 kW. Alrededor de la mitad de las aplicaciones comerciales del MRC pueden atribuirse a esta compañía. Posteriormente, las empresas Allenwest Electrical (Escocia), British Jeffrey Diamond (Gran Bretaña) y Radio-Energie (Francia) incorporaron al MRC en su cartera de productos. La primera aplicación comercial en Estados Unidos fue desarrollada por Hewlett-Packard para el accionamiento del graficador *Draftmaster*.

De acuerdo a Fleadh Electronics Ltd., antes de 1976 se publicaron a nivel mundial 67 patentes y 11 artículos referentes al MRC, número que al 22 de marzo de 2009, ascendía a un total de 10033 patentes y 9245 publicaciones [27].

2.1.6. Aplicaciones

En los últimos años, diversas ramas de la industria han incorporado el uso de motores de reluctancia conmutada a sus productos y tecnologías [28, 29, 30, 31]. En el caso del sector automotriz, se emplean en impulsores de autobuses híbridos (Green Propulsion), arrancadores-generadores para unidades de energía auxiliar en autobuses de carga (Caterpillar, de Lucas), motores-generadores para sistemas de propulsión híbridos-eléctricos (Volvo, Fiat), sistemas de recuperación de energía con turbo-generadores de gas (TIGERS), sistemas de transmisión infinitamente variable, es decir, en el accionamiento para el control del

[3] En julio de 1994, Switched Reluctance Drives Ltd. fue absorbida por Emerson Electric Co., cuya división de motores y controladores fue a su vez absorbida por Nidec Corporation en octubre de 2010 [25, 26].

acelerador del motor (Renault, Dana Corporation en el Jaguar S V-6 y V-8), entre otros.

En el sector industrial, se utilizan en impulsores para transporte de materiales y de personal en ambientes altamente explosivos (British Jeffrey Diamond 100 Ltd. en una mina subterránea de carbón en Malby Colliery, Reino Unido), sistemas de bombeo de alta presión (Weir, Emotron en la planta de tratamiento de aguas de Ringsjöverket, Suecia), manejo de materiales en centrales carboeléctricas mediante bandas transportadoras y grúas (Drax Power Ltd. en Selby, Reino Unido), centrifugadoras de alta velocidad (Beckman Instruments), telares (Picanol), arrancadores-generadores para turbinas de gas (General Electric), etc.

En lo relacionado a tracción, se emplean en cargadores frontales de ruedas y sistemas de tracción ferroviaria (LeTourneau Inc.), sillas de ruedas (PV Arrays), montacargas y vehículos impulsados por baterías (Radio Energie). Se emplean también en sistemas de aire acondicionado de trenes de alta velocidad (Deutsche Bahn AG, en el ICE 3 de Alemania), intercambiadores de calor rotacionales (serie EMX-R de Emotron), compresores de velocidad variable (CompAir Broomwade Ltd.), apertura de puertas automáticas deslizables (Besam AB) y de puertas enrollables, i.e. cortinas de acero, de alta velocidad, (NORDIC door ab).

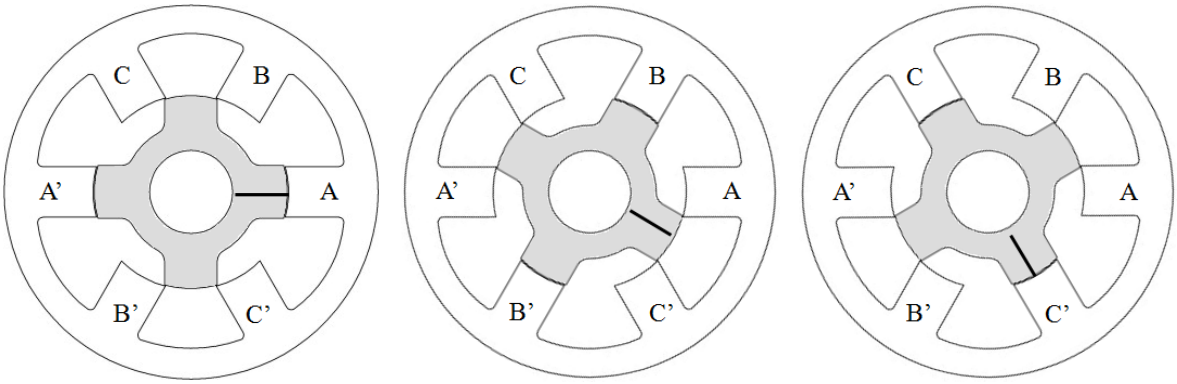
En el sector electrodoméstico se utilizan en procesadores de alimentos (Smallfry), aspiradoras (INF-A-TEK de Ametek Lamb Electric, Dyson, LG Electronics) y secadoras de manos (Airblade de Dyson). Entre algunos productos ahora descontinuados se encuentran la lavadora Neptune MAH400 de Maytag, el triciclo Sparrow de AMC-Densei, y la motocicleta Lectra VR24 de Electric Motorbike Inc. [32, 33, 34]

2.2. Principio de operación

2.2.1. Operación elemental del MRC

La reluctancia magnética de un material o circuito magnético es la resistencia que éste presenta al paso de un flujo magnético cuando es influenciado por un campo magnético. El término fue acuñado por Oliver Heaviside en 1888, y se define como la relación entre la fuerza magnetomotriz y el flujo magnético. En las máquinas de reluctancia variable, categoría en la que se ubica el MRC, la conversión de energía eléctrica en energía mecánica se da como resultado de la reluctancia variable en el entrehierro del rotor y el estator. Cuando un devanado es energizado, se produce un *par reluctivo* por la tendencia del rotor a moverse a una posición tal que sea mínima la reluctancia en el campo magnético generado por el estator. Este método de producción de energía mecánica es muy similar al par de alineamiento que se ve en dos imanes polarizados de forma opuesta.

La generación y posterior conmutación del campo magnético se realiza en los devanados del estator. Si se alimenta una de las fases con una corriente, se produce un campo magnético que a su vez produce un par que tiende a alinear los polos de estator de esa fase con los polos



(a) Fase A alineada. (b) Fase B alineada. (c) Fase C alineada.

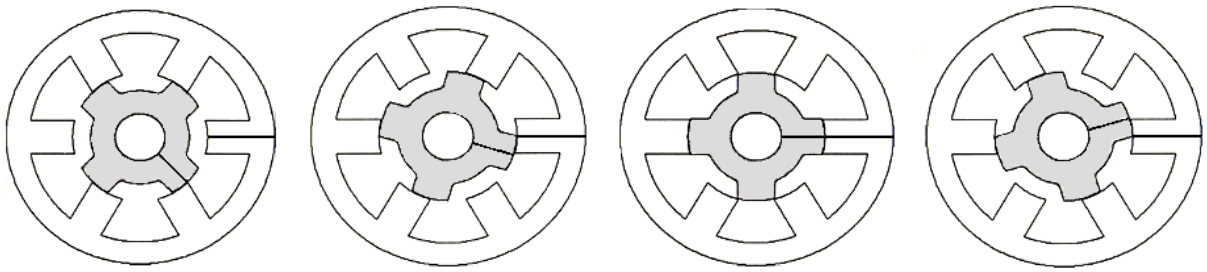
Figura 2.3: Operación del MRC.

de rotor más cercanos a ella, con el fin de minimizar la reluctancia. Dado que el número de polos de estator y rotor es diferente ($N_s > N_r$), cuando una fase está alineada, la restantes no lo están. Si se excitan las fases de manera secuencial en función de la posición del rotor, se genera una producción continua de giro y par. El MRC no es una máquina síncrona, dado que la velocidad y sentido de giro del rotor no es igual a la rotación del flujo de estator.

Considere el MRC 6/4 de tres fases, cuya sección transversal se muestra en la Figura 2.3 (se omiten las bobinas por simplicidad). El ángulo entre polos de estator es de 60° ($360°/N_s$), y el ángulo entre polos de rotor es de 90° ($360°/N_r$). En un inicio, el rotor está alineado con la fase A. A continuación se energiza la fase B, lo que mueve al rotor 30° hacia la derecha para alinearse con ésta. Se energiza ahora la fase C y el rotor gira 30° más hacia la derecha, con lo que se ha desplazado 60° desde su posición original. Por tanto, se requiere energizar tres fases en secuencia para mover el rotor 90°. Se ve, pues, que una excitación secuencial de las fases en sentido antihorario (ABC en el ejemplo) resultará en una rotación del rotor en sentido horario, y que para completar una revolución, éste debe dar 12 "pasos" ($2N_s$ o $360°/\varepsilon$, donde el ángulo de paso $\varepsilon = 360°/mN_r$). En otras palabras, se requiere conmutar N_r veces las corrientes en cada fase.

2.2.2. Relación entre la inductancia de fase y la posición del rotor

En los motores de reluctancia conmutada, las características del par dependen de la relación entre el eslabonamiento de flujo y la posición del rotor como una función de la corriente. Esta relación se refleja en las curvas de magnetización de la máquina, fundamentales para el diseño de la misma. Sin embargo, la inductancia de fase es también importante como un concepto de circuitos pues hace al control del MRC más inteligible para el ingeniero electrónico, razón por la que en este trabajo se considera importante definir la relación entre ésta y la posición del rotor.



(a) *Posición desalineada* en la fase A.
(b) Posición de *traslape parcial* en la fase A.
(c) *Posición alineada* en la fase A.
(d) Posición de *traslape parcial* en la fase A.

Figura 2.4: Posiciones del rotor.

La inductancia de fase es función de la posición del rotor y de la corriente de estator. Las inductancias más significativas en la teoría del MRC son la inductancia desalineada no saturada L_u y la inductancia alineada no saturada L_a.

Considere nuevamente el MRC 6/4 de tres fases de la sección anterior y asuma que el rotor está girando en sentido antihorario. En la Figura 2.4 se muestran cuatro posiciones diferentes del rotor que ayudarán a explicar el comportamiento de la inductancia de la fase A, cuyo perfil idealizado se muestra en la Figura 2.5.

En 2.4(a) la fase A está en la *posición desalineada*, definida como aquella en la que el eje interpolar del rotor está alineado con los polos de la fase en cuestión. En esta posición, la inductancia de fase es mínima, ya que, como resultado del gran entrehierro entre estator y rotor, la reluctancia magnética de la trayectoria del flujo es máxima. La posición desalineada es una de equilibrio inestable.

En 2.4(b) la fase A se encuentra en una posición intermedia entre la desalineada y la alineada. Al comenzar el traslape de los polos de rotor con los de estator, se da un cambio súbito en las características de magnetización; a medida que aumenta el área de traslape, aumenta también la inductancia de fase.

En 2.4(c) la fase A está en la *posición alineada*, pues los polos de rotor están exactamente alineados con los polos de estator de la misma. En esta posición, la inductancia de fase es máxima, ya que, como resultado del pequeño entrehierro entre estator y rotor, la reluctancia magnética de la trayectoria del flujo es mínima, y ésta es susceptible a la saturación. La posición alineada es una de equilibrio estable.

En 2.4(d) la fase A se encuentra en una posición intermedia entre la alineada y la desalineada. En este caso, a medida que disminuye el área de traslape de los polos, disminuye también la inductancia de fase.

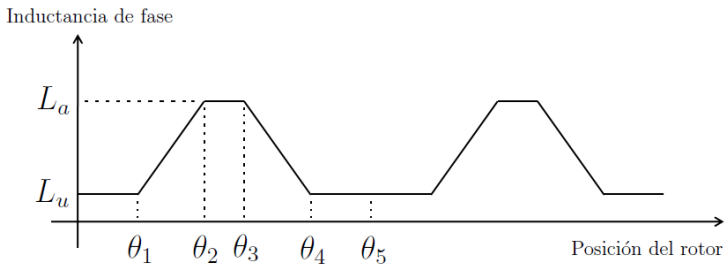


Figura 2.5: Perfil de la inductancia de fase contra la posición del rotor.

La Figura 2.5 muestra el perfil idealizado de la inductancia de la fase A contra la posición del rotor para una corriente dada, sin saturación ni efectos marginales. Los cambios significativos en el perfil están determinados por el arco polar del estator β_s, el arco polar del rotor β_r, y por el número de polos de rotor. Se asume —y usualmente es el caso— que $\beta_r > \beta_s$. Del perfil pueden distinguirse cuatro "regiones" de inductancia:

1. $0 - \theta_1$ y $\theta_4 - \theta_5$: Los polos de estator y rotor no se traslapan en esta región y el fujo se determina predominantemente por la trayectoria de aire, haciendo a la inductancia mínima y casi constante (L_u). Por tanto, estas regiones no contribuyen a la producción de par. El cero de las abscisas corresponde a la posición desalineada mostrada en 2.4(a).

2. $\theta_1 - \theta_2$: Los polos se traslapan, por lo que la trayectoria de flujo es principalmente a través de los laminados de estator y rotor. Esto incrementa la inductancia con la posición del rotor, brindándole una pendiente positiva. Una corriente que fluye por los devanados de la fase en esta región produce par positivo (i.e., par motor). Esta región termina cuando se completa el traslape de los polos, y a ella corresponde la posición mostrada en 2.4(b).

3. $\theta_2 - \theta_3$: Durante este intervalo, el movimiento del rotor no altera el traslape completo con los polos de estator y no cambia la trayectoria dominante de flujo. Esto mantiene la inductancia máxima y constante (L_a), por lo que esta región no contribuye a la generación de par. El punto medio entre θ_2 y θ_3 corresponde a la posición alineada mostrada en 2.4(c).

4. $\theta_3 - \theta_4$: Los polos de rotor se alejan del traslape con los de estator. Ésta es muy similar a la región $\theta_1 - \theta_2$, con la diferencia de que el incremento en la posición del rotor contribuye al decremento de la inductancia, brindándole una pendiente negativa. La operación de la máquina en esta región resulta en par negativo (i.e., par generador), y a ella corresponde la posición mostrada en 2.4(d).

Los distintos ángulos están dados por:

$$\begin{aligned}
\theta_1 &= \frac{1}{2}\left[\frac{2\pi}{N_r} - (\beta_s + \beta_r)\right] \\
\theta_2 &= \theta_1 + \beta_s \\
\theta_3 &= \theta_2 + (\beta_r - \beta_s) \\
\theta_4 &= \theta_3 + \beta_s \\
\theta_5 &= \theta_4 + \theta_1 = \frac{2\pi}{N_r}
\end{aligned}$$

2.3. Modelo matemático

Con base en evidencia experimental, es ampliamente aceptado que los devanados de las fases de un MRC pueden asumirse como magnéticamente desacoplados, es decir, la inductancia mutua entre las fases es despreciable. Bajo tal hipótesis, un modelo dinámico general del motor de reluctancia conmutada[4] está dado por

$$\dot{\psi}_j(\theta, i) + Ri_j = u_j, \qquad j = 1, 2, 3 \tag{2.1a}$$

$$J\dot{\omega} = T_e(\theta, i) - T_L(\theta, \omega) \tag{2.1b}$$

donde: para cada fase j, ψ_j es el eslabonamiento de flujo, i_j es la corriente en el devanado, u_j es el voltaje aplicado a las terminales del devanado; J es la inercia total del rotor, R es la resistencia del devanado (se asume igual para todas las fases), θ es la posición angular del rotor, ω es la velocidad angular del mismo, por tanto, $\omega = \dot{\theta}$, T_L es el par de carga, y T_e es el par mecánico de origen eléctrico, que depende de la posición angular del rotor y de todas las corrientes de estator $i = [i_1, i_2, i_3]$.

2.3.1. Modelo completo

Para modelar el eslabonamiento de flujo considerando una relación no lineal entre flujos y corrientes y tomando en cuenta la saturación magnética, pueden utilizarse las expresiones obtenidas experimentalmente

$$\psi_j(\theta, i_j) = \psi_s\Big(1 - \mathbf{e}^{-i_j f_j(\theta)}\Big), \qquad i_j \geq 0 \tag{2.2}$$

$$\psi_j(\theta, i_j) = \psi_s \arctan(\beta f_j(\theta) i_j), \qquad i_j \geq 0 \tag{2.3}$$

donde ψ_s es el eslabonamiento de flujo saturado, β es una constante positiva obtenida mediante experimentación, y $f_j(\theta)$ es la inductancia del devanado y es una función estrictamente

[4]Sin pérdida de generalidad, y por ser el caso para este trabajo, en lo subsecuente se considerará un motor de tres fases ($m = 3$).

positiva y periódica, definida como los tres primeros términos de la serie de Fourier

$$f_j(\theta) = a + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ b_n \sin\left[nN_r\theta - (j-1)\frac{2\pi}{m} \right] + c_n \cos\left(nN_r\theta - (j-1)\frac{2\pi}{m} \right) \right\} \tag{2.4}$$

Debido a que $f_j(\theta)$ es periódica, $\psi(\cdot, i)$ también es periódica con periodo $2\pi/N_r$ y está desfasada por $\phi_j = (j-1)2\pi/m$.

Con base en el comportamiento desacoplado que se asume para los devanados del estator, el par mecánico de origen eléctrico corresponde a la suma del par producido por cada una de las fases,

$$T_e(\theta, i) = \sum_{j=1}^{3} T_j(\theta, i_j)$$

donde según el principio de conversión de energía electromecánica, el par mecánico de origen eléctrico por fase, es igual a la derivada de la co-energía magnética

$$T_j(\theta, i_j) = \frac{\partial W_j'(\theta, i_j)}{\partial \theta}$$

donde

$$W_j'(\theta, i_j) = \int_0^{i_j} \psi_j(\theta, i_j) di_j$$

Por tanto, de las ecuaciones (2.2) y (2.3) el par mecánico de origen eléctrico por fase se define como

$$T_j(\theta, i_j) = \frac{\psi_s}{f_j^2(\theta)} \frac{\partial f_j(\theta)}{\partial \theta} \left[1 - \Big(1 + i_j f_j(\theta) \Big) \mathbf{e}^{-i_j f_j(\theta)} \right]$$

$$T_j(\theta, i_j) = \frac{\psi_s}{2\beta f_j^2(\theta)} \frac{\partial f_j(\theta)}{\partial \theta} \ln\left[1 - \beta^2 f_j^2(\theta) i_j^2 \right]$$

respectivamente.

2.3.2. Modelo simplificado

Debido a la relación no lineal entre los flujos y las corrientes en el modelo completo del MRC, y con el fin de hacer más sencillo su análisis, se consideran algunas simplificaciones en las características magnéticas de la máquina. Bajo la suposición de que ésta opera en niveles bajos de corriente, es común expresar la inductancia $f_j(\theta)$ de cada fase como una serie de Fourier estrictamente positiva y truncarla en la primera armónica. En tal caso se obtiene una relación lineal entre flujos y corrientes dada por

$$\psi_j(\theta, i) = L_j(\theta) i_j$$

donde

$$L_j(\theta) = \left[\frac{\partial \psi_j(\theta, i_j)}{\partial i}\right]\Big|_{i_j \to 0} = l_0 - l_1 \cos\left[N_r\theta - (j-1)\frac{2\pi}{3}\right]$$

son los dos primeros términos impares de la expansión en series de Fourier de la ecuación (2.4); l_0 y l_1 son constantes tales que $l_0 > l_1 > 0$.

Bajo esta simplificación, la función de co-energía magnética queda de la forma

$$W'_j(\theta, i_j) = \frac{1}{2} i_j^2 L_j(\theta)$$

y el modelo dinámico del motor mostrado en (2.1) queda de la forma

$$u_j = L_j(\theta)\frac{di_j}{dt} + K_j(\theta)\omega i_j + R i_j, \qquad j = 1, 2, 3 \tag{2.5a}$$

$$J\dot{\omega} = T_e(\theta, i) - T_L(\theta, \omega) \tag{2.5b}$$

El par mecánico de origen eléctrico se vuelve

$$T_e(\theta, i) = \sum_{j=1}^{3} \frac{1}{2} K_j(\theta) i_j^2 \tag{2.6}$$

donde $K_j(\theta)$ es la variación de la inductancia de fase respecto a la posición angular dada por

$$K_j(\theta) = \frac{\partial L_j(\theta)}{\partial \theta} = N_r l_1 \operatorname{sen}\left(N_r\theta - (j-1)\frac{2\pi}{3}\right) \tag{2.7}$$

De las ecuaciones (2.6) y (2.7) se observa que:

- Sólo se genera par cuando la inductancia cambia.
- El signo del par está determinado por el signo de la variación de la inductancia de fase respecto a la posición angular.
- El par es proporcional al cuadrado de la corriente y no depende de la dirección de ésta. Por tanto, no se requiere de corrientes bidireccionales para la operación de la máquina. Este requerimiento de corriente unipolar tiene la ventaja de que sólo es necesario un interruptor de potencia para controlar la corriente en una fase, lo que hace al impulsor más económico.
- La dirección de rotación de la máquina puede revertirse mediante un cambio en la secuencia de excitación del estator.
- Debido a los anteriores puntos, esta máquina es apta para la operación en cuatro cuadrantes (operación con par positivo y negativo, y con velocidad positiva o negativa; i.e., motor o generador en cualquiera de las direcciones horario o antihorario) con un convertidor de potencia apropiado.

2.4. Convertidor asimétrico de medio puente

No obstante el bajo costo de manufactura de la máquina, el principal costo en un impulsor de reluctancia conmutada es el convertidor electrónico de potencia. Las actividades de investigación han resultado en el desarrollo de diversas topologías enfocadas, en mayor o menor medida según la aplicación, a minimizar el número de dispositivos de conmutación del circuito, y a lograr un buen desempeño del MRC. Se han publicado análisis comparativos de las topologías más utilizadas para el convertidor [35, 36, 37, 38], que abarcan aspectos como independencia de las fases, tiempo de conmutación, número de dispositivos de potencia, costo, pérdidas y eficiencia, desempeño, entre otros. Para este trabajo se optó por el llamado *convertidor asimétrico de medio puente*, por lo que a continuación se explica su funcionamiento.

Considerado el convertidor estándar para MRC, es el que provee la máxima flexibilidad de control de la máquina. Es eficiente, brinda una gran capacidad de tolerancia a fallas, y el número de componentes pasivos que requiere es mínimo. Con este circuito es posible operar la máquina como motor y generador (siempre y cuando el circuito de alimentación sea capaz de absorber o desviar la energía retornada). Suministra corriente sólo en una dirección, pero puede aplicar voltaje positivo, negativo o nulo a la fase. Su principal desventaja, ya que reduce su competitividad en costo, es el número total de dispositivos de potencia que requiere $(4m)$, por lo que sólo es utilizado en aplicaciones de alto desempeño.

En la Figura 2.6 se muestra el circuito del convertidor asimétrico de medio puente para una fase, que consiste de dos dispositivos de conmutación y dos diodos de marcha libre. El convertidor tiene tres posibles *estados* o modos de operación:

- Magnetización: Cuando ambos interruptores se encienden, i.e., Q1 y Q2 están en saturación, se aplica un voltaje positivo de magnetización igual a +VCD en las terminales del devanado. La corriente de fase circula a través de ambos interruptores y se eleva rápidamente.
- Marcha libre: Si se apaga un interruptor mientras el otro se mantiene encendido, el voltaje en el devanado es cero. La corriente de fase circula a través de un interruptor y un diodo y decrece lentamente. En este modo de operación no hay transferencia de energía entre el devanado de la fase y la fuente de CD.
- Desmagnetización forzada: Cuando ambos interruptores se apagan, i.e., Q1 y Q2 están en corte, se aplica un voltaje negativo de desmagnetización igual a −VCD en las terminales del devanado. La corriente de fase circula a través de ambos diodos, recarga el condensador de enlace de CD (no mostrado en el diagrama) y decrece rápidamente completando su trayectoria a través de la fuente de CD.

Con la coordinación apropiada de estos tres estados de conmutación, es posible controlar la forma de onda de las corrientes de fase del motor, de acuerdo a la velocidad de operación.

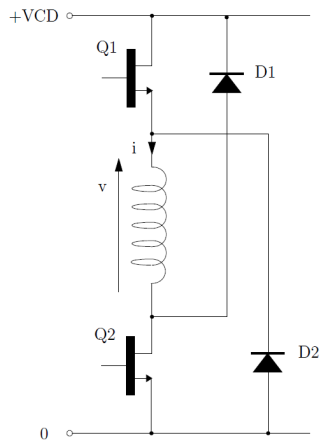


Figura 2.6: Convertidor asimétrico de medio puente para una fase.

Para el MRC se definen tres intervalos de velocidades: bajas ($\omega < \omega_B/3$), medias ($\omega_B/3 \leq \omega \leq \omega_B$) y altas ($\omega > \omega_B$), donde ω_B es la velocidad base del motor, i.e., la máxima velocidad a la que se puede obtener el par nominal, sin exceder el voltaje y la corriente nominales de la máquina. La velocidad base se define también como la velocidad a la que la fuerza contraelectromotriz e del motor es igual a VCD con corriente nominal, donde $e = K_j(\theta)\omega i_j$ es el segundo término del lado derecho de la ecuación (2.5a).

A velocidades medias y bajas, la corriente de fase se incrementa rápidamente después del encendido de los interruptores debido a que la fuerza contraelectromotriz es despreciable (es baja en comparación con el voltaje de alimentación disponible), y la corriente debe ser limitada, ya sea controlando el voltaje promedio o regulando directamente el nivel de corriente. Por ello, para trabajar en velocidades por debajo de la velocidad base, se utiliza la regulación de corriente por supresión, que consiste en conmutar el voltaje de fase entre −VCD y +VCD (supresión dura) o entre cero y +VCD (supresión suave).

A medida que se incrementa la velocidad, se adelantan los ángulos de encendido y apagado de los interruptores. El ángulo de encendido debe adelantarse para lograr que el flujo vaya desde cero hasta el valor deseado antes de que la inductancia crezca. De manera similar, el ángulo de apagado debe adelantarse para lograr regresar el flujo a cero antes de que la inductancia decrezca.

A velocidades altas, la fuerza contraelectromotriz del motor se incrementa a un nivel en que los transistores deben mantenerse encendidos a través de todo el recorrido a fin de mantener la corriente nominal. El utilizar supresión reduciría el voltaje promedio aplicado a la fase, lo que a su vez reduciría la corriente y el par. Este es el modo de operación por pulso único.

En la Figura 2.7 se muestran las formas de onda de la inductancia idealizada, voltaje, eslabonamiento de flujo y corriente de fase para estos modos de operación. Los transistores son encendidos en el ángulo de encendido θ_0 (también llamado de disparo), y apagados en el ángulo de conmutación θ_C. Al intervalo comprendido entre ellos se le denomina ángulo de detención $\theta_D = \theta_C - \theta_0$. El ángulo de extinción θ_q es aquel en el que el eslabonamiento de flujo y la corriente de fase vuelven a cero. El ángulo de conducción cubre el ciclo completo de construcción y extinción del flujo y es igual a $\theta_q - \theta_0$.

El periodo total de conducción debe ser completado dentro de un paso polar del rotor, i.e., el ángulo de rotación entre dos posiciones alineadas sucesivas, $\alpha_p = 2\pi/N_r$. En la operación por pulso único, para evitar la producción de par negativo, el máximo ángulo de detención está dado por

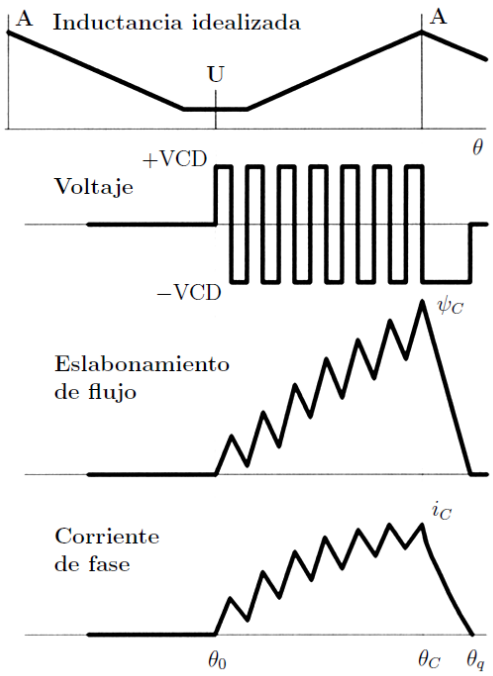
$$\theta_D < \frac{\alpha_p}{2} \cdot \frac{1+\rho}{2} \tag{2.8}$$

donde la fracción ρ de VCD es el promedio de la caída resistiva de voltaje en el devanado y los semiconductores durante el periodo de conducción. En este modo de operación, la conmutación debe preceder a la posición alineada por varios grados, y debe ser adelantado a medida que la velocidad aumenta. El ángulo de encendido también puede ser adelantado a la posición desalineada, incluso hasta la zona previa de inductancia decreciente.

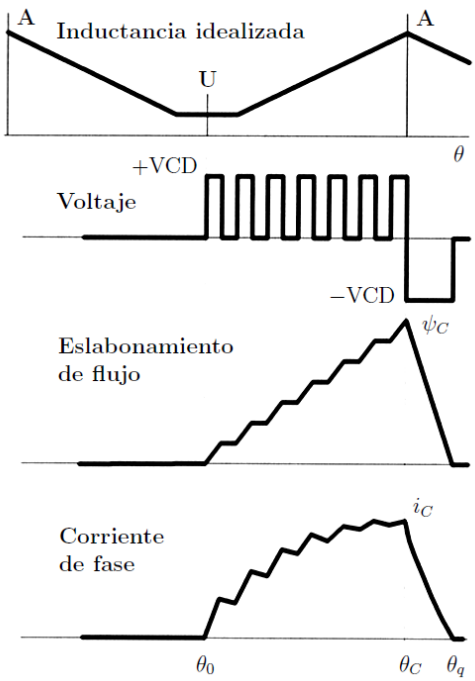
En la operación por supresión, uno o ambos transistores son conmutados a una frecuencia alta con un ciclo de trabajo fijo $d = t_{ON}/T$, donde t_{ON} es el tiempo en que los transistores permanecen encendidos y T es el periodo de la frecuencia de supresión. Para evitar la generación de par negativo, el ángulo de detención se restringe a

$$\theta_D < \frac{\alpha_p}{2} \cdot \frac{1+\rho}{1+d} \tag{2.9}$$

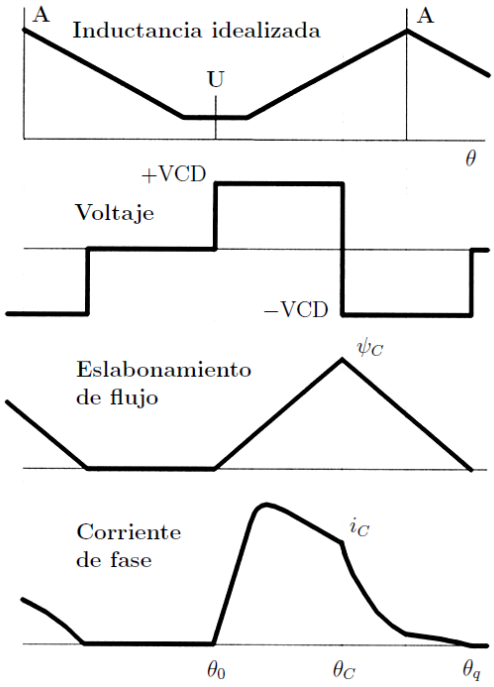
En la práctica se manejan mayores ángulos de detención debido a que el par de impulso generado durante el periodo de inductancia creciente excede el pequeño par de frenado generado por el remanente de corriente durante el periodo de inductancia decreciente.



(a) Supresión dura.



(b) Supresión suave.



(c) Pulso único.

Figura 2.7: Formas de onda de la operación por supresión y pulso único.

Capítulo 3

Banco de pruebas

En este capítulo se describen los elementos que conforman el banco de pruebas que presenta este trabajo de tesis, cuya fotografía puede apreciarse en la Figura 3.1. La arquitectura de la maqueta se muestra en la Figura 3.2.

La implementación de los esquemas de control se realiza por medio de una tarjeta de adquisición y procesamiento de datos fabricada por dSPACE Inc. Ésta ha sido instalada en una PC en la que el controlador se programa directamente desde Simulink de MATLAB, y a través de una interfaz gráfica de usuario, éste puede monitorear y manipular las variables del sistema desde los periféricos de la PC por medio de ControlDesk.

Un panel de conexiones, también de dSPACE Inc, actúa como interfaz entre la tarjeta de adquisición y la planta. Es éste el que recibe las señales de la instrumentación del sistema —sensores de efecto Hall y un *encoder* incremental—, y envía las señales de control al convertidor electrónico de potencia, que a su vez impulsa al MRC alimentado por una fuente variable de CD.

Para la realización de las pruebas, se dispone de un motor de reluctancia conmutada 12/8 de tres fases. Como parte de un trabajo de tesis previo [39], se construyó una estructura mecánica diseñada para soportar al MRC y su carga, y se realizó el montaje de los elementos con el adecuado alineamiento y acoplamiento entre ellos.

La descripción detallada de cada uno de los elementos del banco de pruebas —*hardware* y *software*— se presenta a continuación.

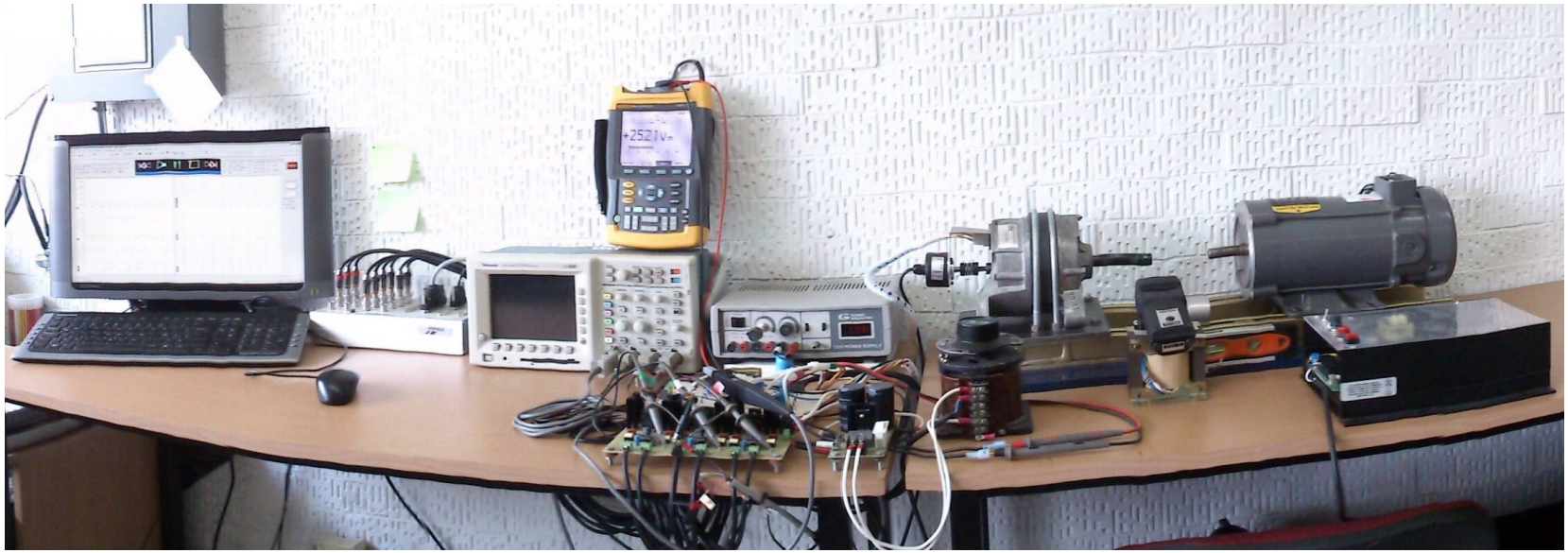


Figura 3.1: Banco de pruebas.

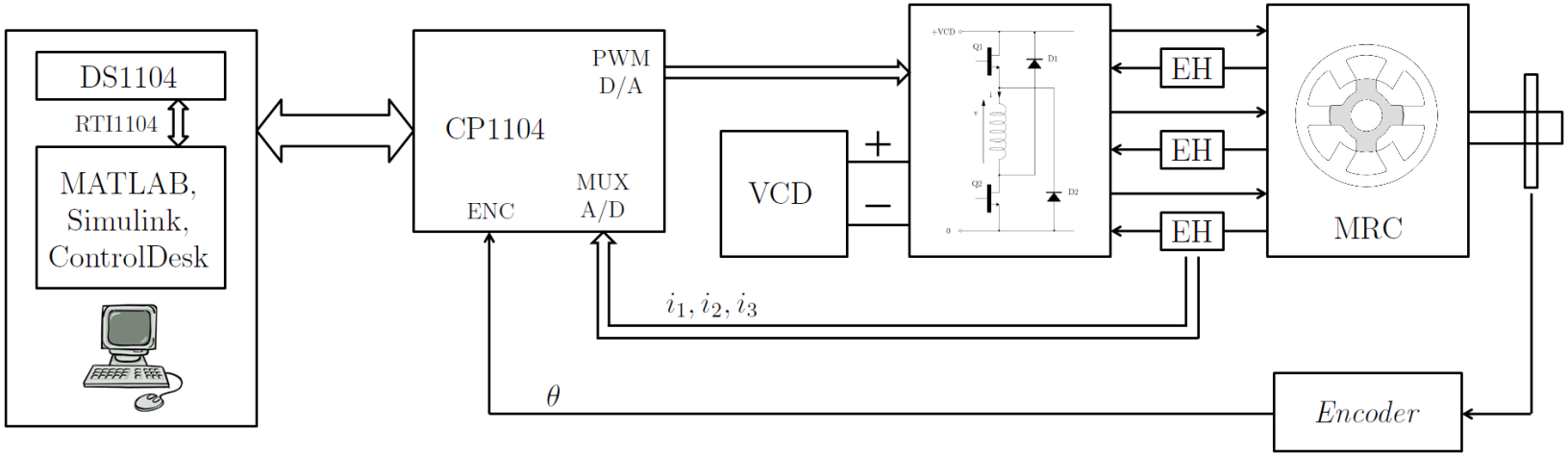


Figura 3.2: Arquitectura del banco de pruebas.

3.1. Motor de reluctancia conmutada

Para este trabajo se utiliza un MRC 12/8 de tres fases fabricado por Emerson Electric Co. como el mostrado en la Figura 2.2. Se trata de un MRC rotatorio de campo radial doblemente saliente regular con los devanados de fase conectados en serie. Se enlistan a continuación los datos recabados sobre el mismo [40, 41, 42]:

Número de fases	m	3
Número de polos de estator	N_s	12
Número de polos de rotor	N_r	8
Número de devanados por polo	N	200
Resistencia de fase	R	2.5 [Ω]
Inductancia desalineada no saturada	L_u	9.5 [mH]
Inductancia alineada no saturada	L_a	52 [mH]
Potencia	P	250 [W]
Voltaje nominal	V	120 [V]
Corriente nominal	I	2.5 [A]
Corriente máxima	I_{max}	4 [A]
Diámetro externo del estator	R_{so}	0.06975 [m]
Diámetro interno del estator	R_{si}	0.05725 [m]
Diámetro externo del rotor	R_{ro}	0.04144 [m]
Diámetro interno del rotor	R_{ri}	0.03050 [m]
Diámetro del eje	R_{sf}	0.00842 [m]
Horquilla del estator	l_y	0.01250 [m]
Entrehierro	l_g	0.00046 [m]
Longitud de pila	L_{stk}	0.04630 [m]
Arco polar del estator	β_s	0.2616 [rad]
Arco polar del rotor	β_r	0.2704 [rad]
Velocidad base	ω_B	1200 [rpm]

De manera arbitraria, se designó como A, B y C a las fases del motor de forma tal que la excitación de las mismas en la secuencia ABC genere movimiento del rotor en el sentido de giro positivo, elegido también arbitrariamente como el giro en sentido horario, visto el motor desde su parte frontal. A partir de los datos recabados, se calcularon los ángulos de la Figura 2.5 para este motor, y se generó el perfil de inductancias de fase que se muestra en la Figura 3.3, donde la referencia de las abscisas es la posición desalineada de la fase A.

$$\begin{aligned}
\theta_1 &= 7{,}2593^\circ \\
\theta_2 &= 22{,}2479^\circ \\
\theta_3 &= 22{,}7521^\circ \\
\theta_4 &= 37{,}7407^\circ \\
\theta_5 &= 45^\circ
\end{aligned}$$

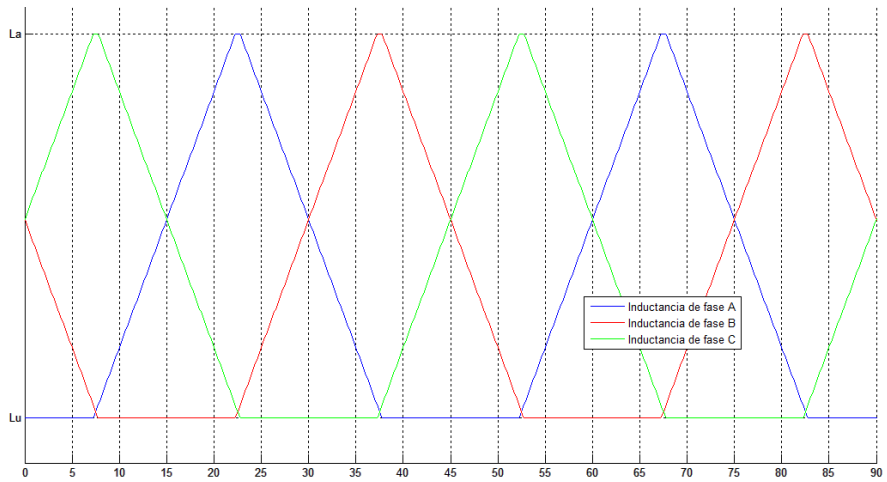


Figura 3.3: Perfil de inductancias de fase contra la posición del rotor.

3.2. Soporte mecánico

En la Figura 3.4 se muestra una fotografía de la estructura previamente construida [39] para el banco de pruebas: la estructura de soporte, metálica en su totalidad, está compuesta por una placa de acero y dos rieles paralelos, sobre los que se montan de forma horizontal el MRC y su carga —en la fotografía, un motor de corriente directa— . Para fijar los motores a la estructura, las bases de estos se atornillan a ocho piezas ranuradas con cuerda que pueden desplazarse a lo largo de los rieles para ajustar su posición de forma precisa. El MRC está sujeto a su base por medio de un par de horquillas. Se muestra también un cople flexible de aluminio tipo estrella adecuado para la operación conjunta de estos motores.

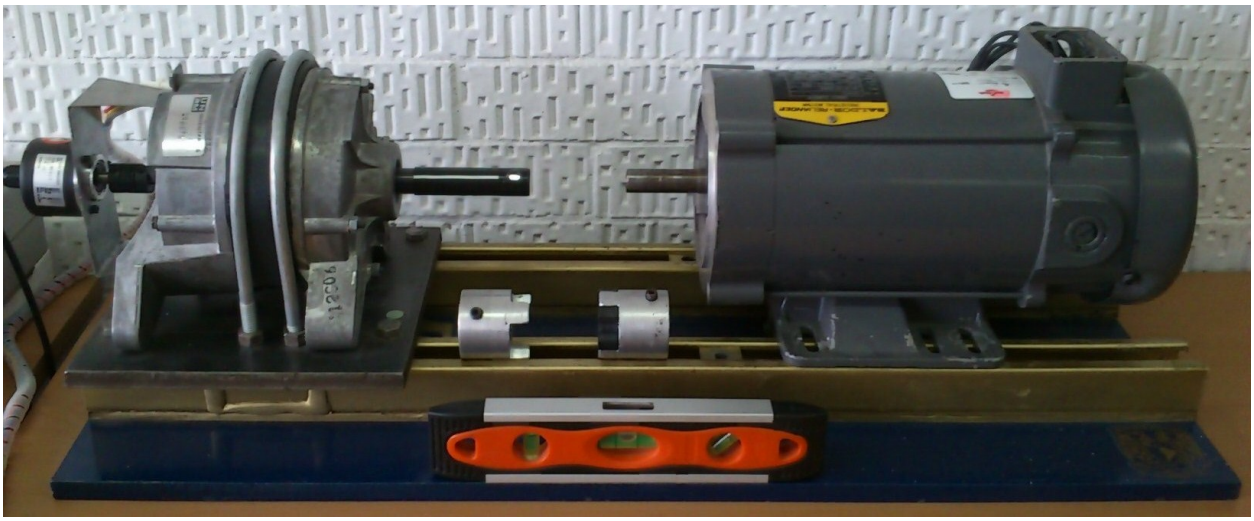


Figura 3.4: Estructura mecánica del banco de pruebas.

3.3. Plataforma de implementación en tiempo real

La plataforma digital empleada en esta tesis para la implementación de los esquemas de control consiste de una tarjeta de procesamiento y adquisición de datos —DS1104— y un panel de conexiones asociado —CP1104— de dSPACE Inc, mostrados en la Figura 3.7. Estos permiten el empleo de MATLAB-Simulink (MathWorks Inc.) como herramienta tanto para la simulación del sistema como para la programación del esquema de control directamente desde Simulink, sin ser necesario el uso de lenguajes de alto nivel. En adición a la facilidad de programación, la plataforma dSPACE viene acompañada de un programa de monitorización y control en tiempo real —ControlDesk—, que otorga una gran capacidad de visualización y tratamiento de las variables internas de la tarjeta, así como una gran flexibilidad para controlar el sistema desde los periféricos de la PC. El panel de conexiones provee acceso a las entradas y salidas digitales y analógicas de la tarjeta por medio de conectores estándar. La configuración típica de estos elementos se muestra en la Figura 3.5.

Se instalaron los componentes anteriores (la tarjeta de adquisición de datos, el panel de conexiones y los programas MATLAB 7.9 y ControlDesk 3.6) en una PC Intel Pentium Dual de 2 GHz. La tarjeta DS1104 cuenta con un procesador MPC8240 (PowerPC 603e) de punto flotante de 64 bits a 250 MHz, y un procesador esclavo TMS320F240 de punto fijo de 16 bits a 20 MHz [43]. Las prestaciones de la dSPACE más relevantes para este trabajo son:

Convertidor A/D:	4 canales multiplexados de 16 bits (tiempo de conversión: 2 μs)
	4 canales paralelos de 12 bits (tiempo de conversión: 800 ns)
	Rango de voltajes de entrada: $\pm$ 10 V
Convertidor D/A:	8 canales de 16 bits (tiempo de asentamiento: máx. 10 μs)
	Rango de voltajes de salida: $\pm$ 10 V
	Corriente máxima: $\pm$ 5 mA
Interfaz para	2 canales independientes
encoder	Entrada de terminación única (TTL) o diferencial (RS422)
incremental	Contador de posición de 24 bits
	Frecuencia máxima de entrada: 1.65 MHz
	Fuente de alimentación de 5 V/0.5 A
DSP esclavo	10 canales de salidas PWM

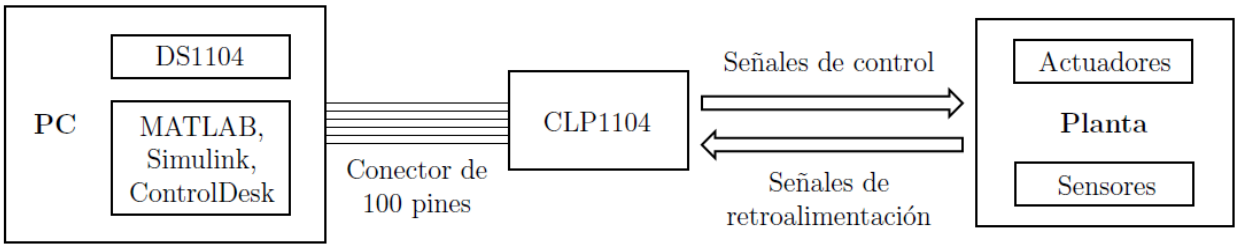


Figura 3.5: Configuración típica de un sistema de control con dSPACE.

La plataforma dSPACE permite, mediante la interfaz para tiempo real RTI1104, programar directamente desde Simulink los esquemas de control a implementar. En ese sentido, mantiene el esquema de Simulink de programación gráfica o por bloques. En adición a las librerías y herramientas usuales del programa, la PC en la que se instalaron la tarjeta de adquisición de datos y el panel de conexiones, dispone de un conjunto de bloques que permiten al usuario el acceso a las distintas prestaciones de la dSPACE. En la Figura 3.6 se muestra, como ejemplo, el archivo de Simulink de una de las pruebas realizadas en este trabajo. Se indican algunos de los bloques asociados a la interfaz para *encoders* incrementales, y los convertidores A/D y D/A.

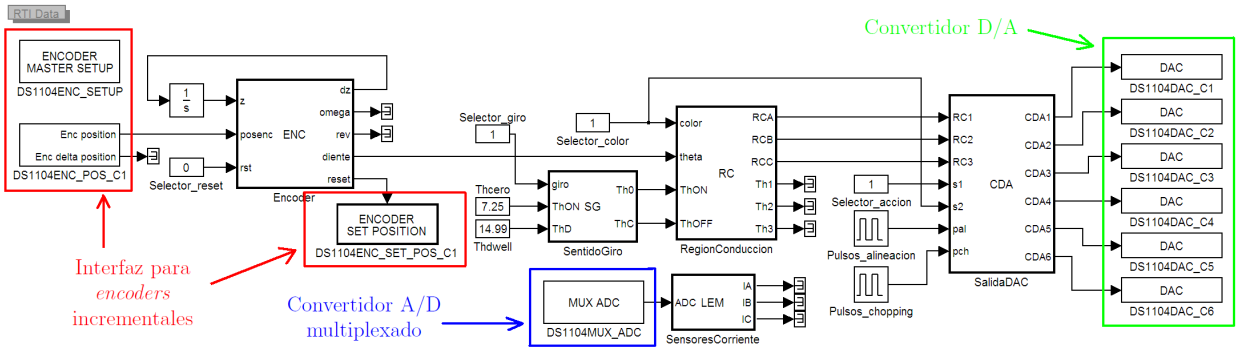
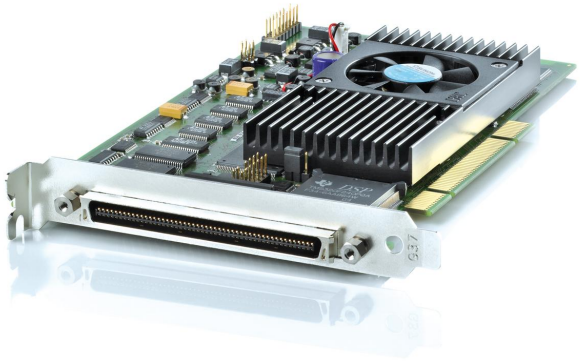


Figura 3.6: Ejemplo de un modelo en Simulink con bloques de la RTI1104.

Una vez que se ha programado el esquema de control en Simulink, la RTI1104 construye, de forma transparente para el usuario, el modelo para la implementación en tiempo real: genera y compila el código en C del esquema programado en bloques, y en caso de no haber detectado ningún error, lo carga a la DS1104 para su ejecución. El usuario puede entonces, por medio de la interfaz DSSIMULINK, monitorear y manipular las variables del sistema desde el entorno de ControlDesk, que cuenta con tres ventanas principales. En el navegador el usuario puede ver, y modificar si contase con más de una, las diferentes plataformas con las que ControlDesk puede interactuar, así como los archivos asociados a la aplicación actual de trabajo. El selector de instrumentos despliegua los elementos con los que puede diseñarse una interfaz gráfica de usuario —instrumentos virtuales o de adquisición de datos— para dicha aplicación. La ventana de herramientas cuenta con varias pestañas que despliegan advertencias y mensajes de error, muestran todas las variables del modelo programado en Simulink, y permiten navegar a través los archivos de la PC en forma similar al explorador de Windows. Es posible asociar las variables del modelo a los instrumentos de la interfaz gráfica, y elegir y cargar aplicaciones a la tarjeta vía acciones de “arrastrar y soltar”.

En la Figura 3.8 se muestra, como ejemplo, la interfaz gráfica de usuario correspondiente al modelo de la Figura 3.6. Cuenta con indicadores numéricos para la velocidad y número total de revoluciones del motor, indicadores gráficos para la posición, velocidad y corrientes de fase, entradas numéricas para los ángulos de encendido y conmutación de las fases, botones para correr, pausar o finalizar la ejecución de la aplicación, entre otros.



(a) Tarjeta de adquisición de datos DS1104.

(b) Panel de conexiones CP1104.

Figura 3.7: Componentes físicos de la plataforma dSPACE.

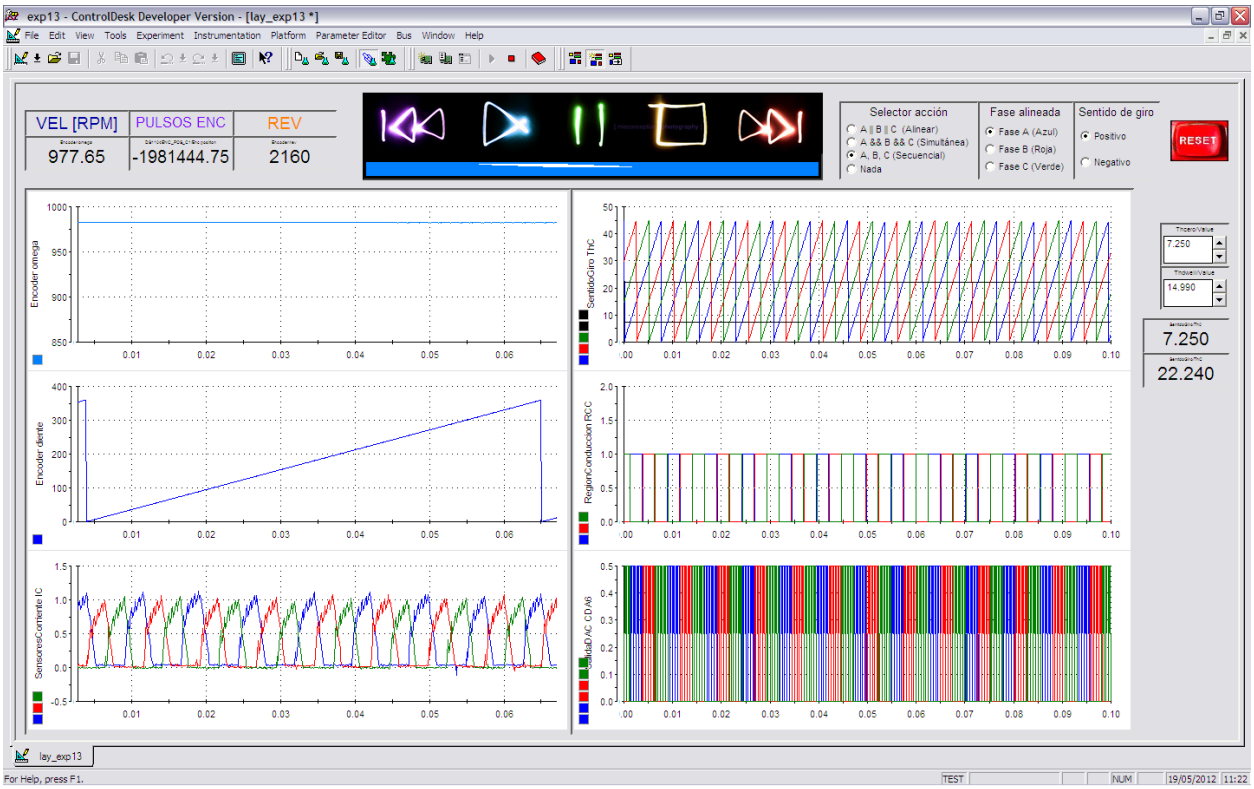


Figura 3.8: Ejemplo de una interfaz gráfica de usuario en ControlDesk.

3.4. Electrónica de potencia

Para este trabajo, por ser el que provee la máxima flexibilidad de control en aplicaciones de alto desempeño, se decidió utilizar un convertidor asimétrico de medio puente (Figura 2.6), con IGBTs como los dispositivos de conmutación (IRG4BC20FD), y diodos de recuperación ultrarrápida y ultrasuave para la marcha libre (HFA08PB120).

Una cuestión crítica en el control del convertidor seleccionado es que para conmutar los transistores entre corte y saturación, se requiere aplicar en la compuerta un determinado voltaje referenciado al emisor. El transistor del lado bajo Q2 se encuentra siempre referenciado a cero, por lo que su activación y desactivación no presenta ningún problema. Sin embargo, dado que el emisor del transistor del lado alto Q1 está conectado a una de las terminales de la fase, el voltaje en este nodo es flotante, y se requiere de un elemento externo capaz de proveer a la compuerta de Q1 un voltaje acorde al nodo flotante para el correcto funcionamiento del convertidor. Para esto, se utilizó el circuito integrado IR2113 que, mediante un diodo y un capacitor *bootstrap*, provee una señal adecuada para la activación de Q1.

En la Figura 3.9 se muestra un esquema de esta configuración. Cuando se envía al circuito integrado el comando de activación del IGBT del lado alto, éste desplaza la señal desde el nivel de COM hasta el potencial, cualquiera que éste sea, del nodo flotante. La carga de compuerta para el transistor del lado alto es proporcionada por el capacitor *bootstrap*, que se carga, a través del diodo *bootstrap*, por una fuente externa de alimentación durante el tiempo en que el IGBT está apagado.

De acuerdo al fabricante [44], el valor mínimo de capacitancia *bootstrap* está dado por

$$C \geq \frac{2\left[2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f}\right]}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{min}} \tag{3.1}$$

donde: Q_g es la carga de compuerta del transistor del lado alto, f es la frecuencia de operación, $I_{qbs(max)}$ es la máxima corriente quiescente V_{BS}, $I_{Cbs(leak)}$ es la corriente de fuga del capacitor *bootstrap*, V_{CC} es la fuente de alimentación de la sección lógica, V_f es la caída de voltaje en polarización directa del diodo *bootstrap*, V_{LS} es la caída de voltaje en el transistor del lado bajo o carga, V_{min} es el mínimo voltaje entre V_B y V_S, y Q_{ls} es la carga de nivel de desplazo requerida por ciclo.

Para los componentes utilizados en este trabajo, $C \geq 620nF$. Sin embargo, debido a la naturaleza de la operación del circuito *bootstrap*, un valor bajo de capacitancia puede conducir a sobrecarga y dañar el circuito integrado. Por ello, para minimizar el riesgo de sobrecarga y el rizo en el voltaje V_{BS}, se recomienda [45] multiplicar el valor obtenido de la ecuación (3.1) por un factor de 15. En este caso, se utiliza un capacitor de $10\mu F$.

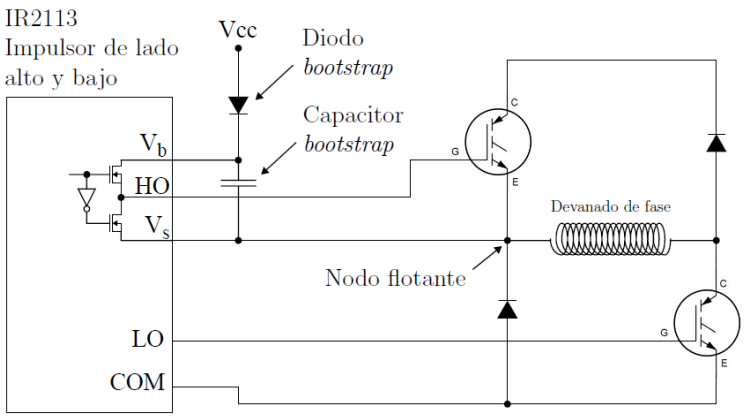


Figura 3.9: Configuración del circuito *bootstrap*.

El diodo *bootstrap* debe ser capaz de bloquear el voltaje visto cuando el transistor del lado alto está encendido (casi igual a VCD). La corriente soportada por el diodo debe ser al menos el producto de la carga de compuerta por la frecuencia de operación. Debe ser de recuperación rápida para minimizar la cantidad de carga regresada a la fuente de alimentación lógica por el capacitor *bootstrap*. En este caso, el diodo soporta hasta 200 V y 3 A (UF3003).

Se adicionó a cada fase un condensador de enlace de CD, así como optoacopladores de control de compuerta de IGBTs (TLP250) para aislar el circuito de electrónica de potencia del panel de conexiones CP1104 y, por tanto, brindar protección a la dSPACE y la PC ante cualquier falla. Una fotografía de la tarjeta construida puede verse en la Figura 3.11.

3.5. Instrumentación

Del modelo dinámico general del MRC —ecuación (2.1)— se observa que éste tiene cinco estados: las tres corrientes de fase, la posición angular y la velocidad. En la elección de los sensores que emplearía el banco de pruebas se consideraron, entre otros aspectos, el tipo de variables a medir, el rango de valores en que éstas se mueven, el costo y la confiabilidad del sensor, la complejidad de su uso, la necesidad de aislamiento y/o acondicionamiento de la señal de salida, y las características de la dSPACE.

3.5.1. Sensores de corriente

El efecto Hall, descubierto por E. H. Hall en 1879, consiste en la aparición de una diferencia de potencial transversal en un conductor o semiconductor por el que circula corriente, cuando hay un campo magnético aplicado en dirección perpendicular a ésta. Para la medición de las corrientes de fase se seleccionaron los sensores LTS15-NP, fabricados por LEM (Liaisons Electroniques-Mécaniques SA), que funcionan con base en este efecto. Requieren de una fuente de alimentación unipolar de 5 V, y pueden medir corriente directa y alterna en tres rangos (±15, ±7.5 y ±5 A). Cuentan con aislamiento galvánico entre el circuito primario y el secundario. Se conectan en serie en la trayectoria por donde fluye la corriente que se desea conocer, y a la salida entregan un voltaje proporcional a la corriente de entrada: menor a 2.5 V para corrientes negativas, 2.5 V si no hay corriente alguna y mayor a 2.5 V para corrientes positivas, con una sensibilidad de 41.6 mV/A. En la Figura 3.10 se muestra un esquema del principio de operación de estos sensores.

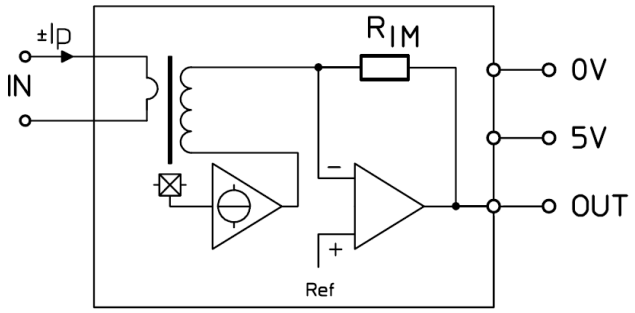


Figura 3.10: Principio de operación del sensor de efecto Hall.

Se diseñó una tarjeta de medición de corrientes independiente a la de electrónica de potencia, buscando que su uso no se limite al banco de pruebas del MRC, y de tal forma que el usuario pueda modificar fácilmente el rango de corrientes en que se va a trabajar. Las señales de salida de los sensores son medidas por medio de los convertidores A/D de la dSPACE, por lo que para proteción de ésta, la tarjeta cuenta con una fuente de alimentación exclusiva para los sensores, i.e., la tierra de los sensores y la dSPACE es diferente a la de la electrónica de potencia. En la Figura 3.12 se muestra una fotografía de la tarjeta.

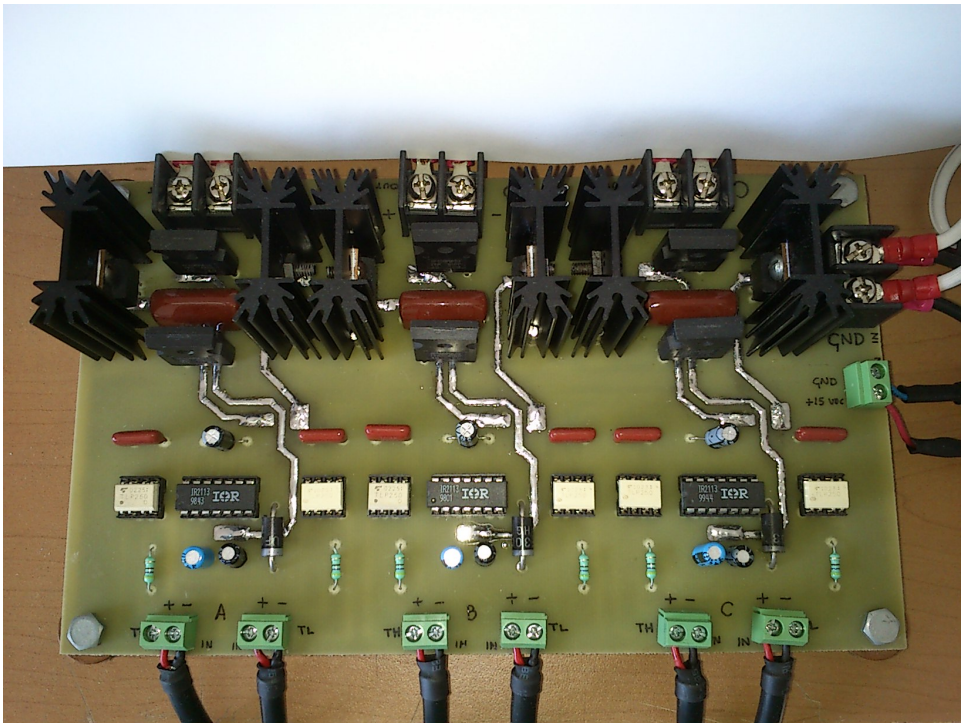


Figura 3.11: Circuito de electrónica de potencia.

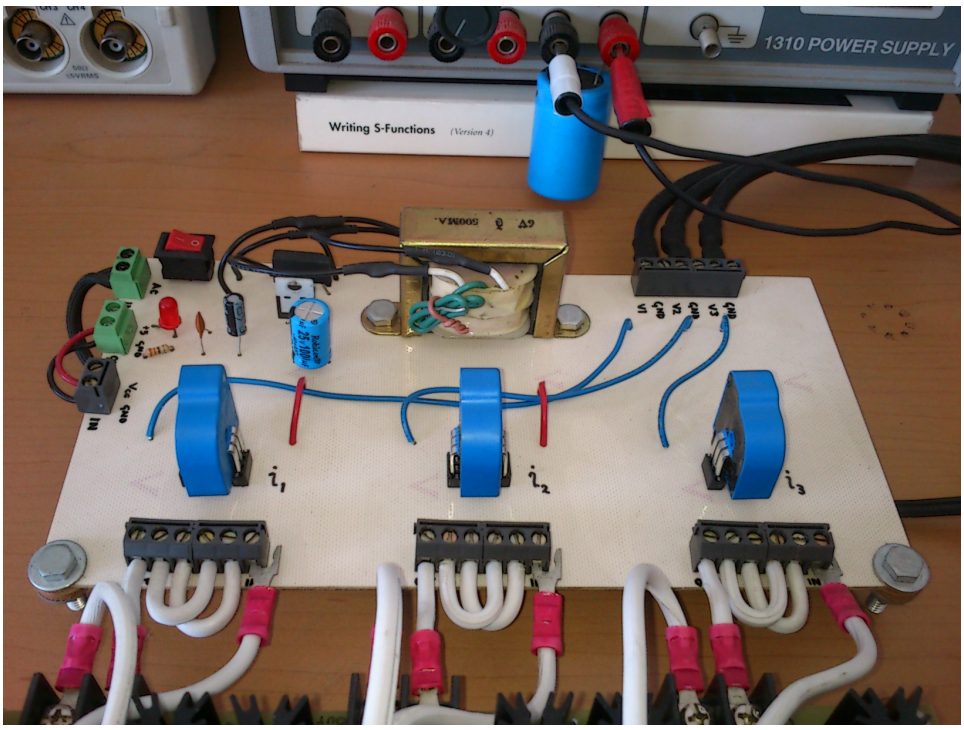
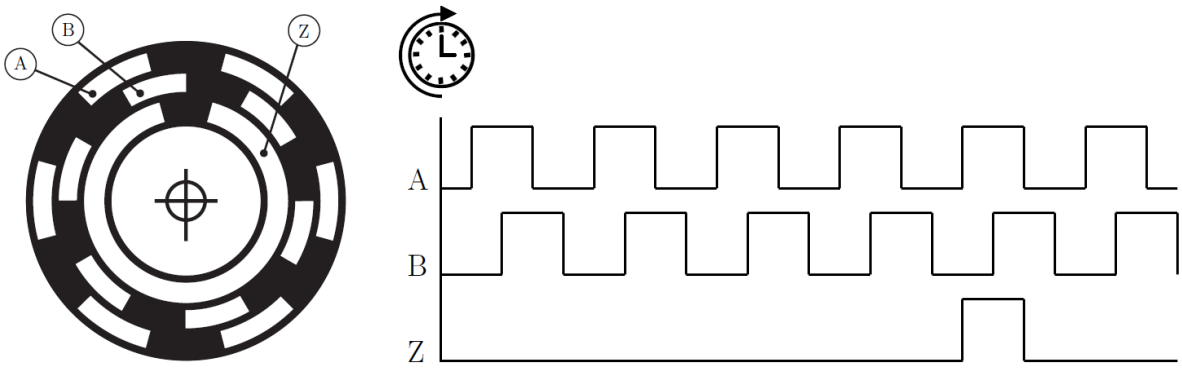


Figura 3.12: Circuito de medición de corrientes.

3.5.2. Sensor de posición

Para medir la posición del rotor se utiliza un codificador de posición, o *encoder*, incremental, ya que la dSPACE cuenta con una interfaz diseñada específicamente para este tipo de sensor. En un *encoder* rotatorio hay un disco con poca inercia que se desplaza solidario a la pieza cuya posición se desea determinar. Dicho disco posee dos tipos de zonas o sectores, con una propiedad que las diferencia, dispuestas de forma alternativa y equidistante. De este modo, un incremento de posición produce un cambio definido en la salida si se detecta dicha propiedad cambiante con la posición mediante un cabezal de lectura fijo. Las propiedades empleadas para la diferenciación de los sectores pueden ser magnéticas, eléctricas u ópticas. Los *encoders* ópticos pueden estar basados en sectores opacos y transparentes, reflectores y no reflectores, o en franjas de interferencia. En cualquier caso, en el cabezal de lectura fijo hay siempre una fuente de luz, y un fotorreceptor que detecta el cambio en los sectores. [46]

Un *encoder* incremental proporciona normalmente dos formas de onda cuadradas y desfasadas entre sí 90° eléctricos, identificadas como A y B. Con la lectura de una de ellas se dispone de la información correspondiente al desplazamiento, pero si se conocen ambas es posible determinar también el sentido de rotación. Algunos disponen de una tercera señal Z o índice, que proporciona la posición absoluta de cero del eje del sensor. La Figura 3.13 muestra el esquema del disco óptico de un *encoder* de 6 pulsos por revolución, y las señales generadas por éste al dar una revolución en sentido horario.



(a) Disco óptico.

(b) Señales generadas en una revolución.

Figura 3.13: *Encoder* incremental de 6 pulsos por revolución.

Para este trabajo se seleccionó el E50S8-1024-6-L-5 de Autonics Corporation: es un *encoder* rotatorio incremental de 50 mm de diámetro con un eje saliente de 8 mm de diámetro, 1024 pulsos por revolución, 6 señales de salida (A, B, Z, y sus respectivas negadas), salida de impulsor de línea, y alimentación de 5 V. Se optó por este sensor por varias razones:

- La flecha del MRC tiene, en su parte trasera, una extensión de 8 mm de diámetro, lo que facilitó en gran medida el acoplamiento mecánico entre el sensor y el motor.

- La dSPACE realiza una subdivisión por 4 de los pulsos de entrada, mediante la detección de flancos de subida y bajada de las señales A y B. De esta manera, la resolución original de 0.3515° obtenida de los 1024 pulsos por revolución, se torna en una de 0.0879°, más que suficiente para esta aplicación.

- El uso de una entrada diferencial (A, B y Z con sus correspondientes señales negadas), mejora la integridad de la señal y brinda inmunidad al ruido. Por tanto, el sistema de medición es más confiable que el de entrada de terminación única (sólo A, B y Z).

- La dSPACE proporciona para estos sensores una fuente de alimentación de 5 V, rango en el que deben encontrarse también las señales de entrada de la tarjeta. El contar con un *encoder* que cumpla con esas características hace innecesario el uso de circuitos de acondicionamiento de señal. Asimismo, es una forma de proteger a la dSPACE, pues aisla las señales eléctricas del sensor del resto del sistema.

Para montar el *encoder* al MRC se diseñó una estructura metálica, similar a una U con bordes rectos, que aprovecha la construcción misma de la máquina: el sensor se atornilla al centro de la U, y los extremos de ésta se fijan al MRC por medio de los tornillos encargados de mantener unido el armazón del motor. Los ejes del rotor y el *encoder* se unen por medio de un cople plástico flexible, capaz de absorber excentricidades entre los elementos en caso de que no estuviesen bien alineados. En la Figura 3.14 se muestra una fotografía del montaje.

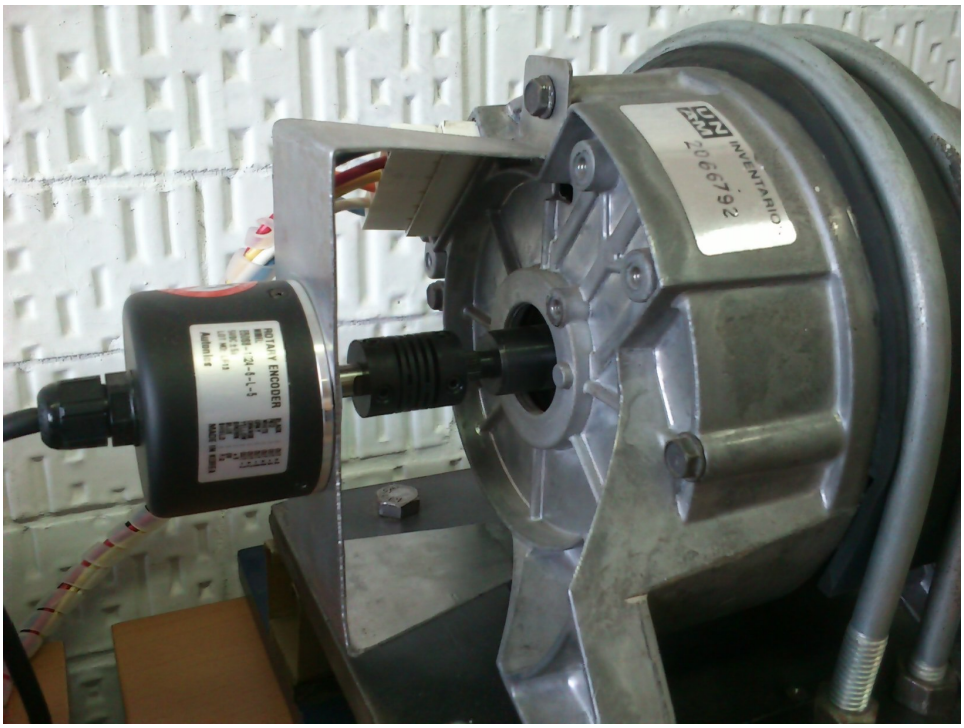


Figura 3.14: Sensor de posición montado al MRC.

3.5.3. Estimación de velocidad

A falta de un sensor de velocidad económico y de fácil montaje para el banco de pruebas, se decidió calcular la velocidad angular del rotor en base a la definición de ésta como la derivada de la posición angular. Sin embargo, se observó que el cálculo de la velocidad vía aproximación por diferenciación numérica no presenta un buen desempeño. No obstante la alta resolución del *encoder* y la elevada frecuencia de muestreo proporcionada por la dSPACE, la velocidad calculada por este método es imprecisa para velocidades bajas y altas.

Se optó entonces por estimar la velocidad del rotor por medio de un filtro estable paso altas de primer orden con grado relativo cero, cuya salida tiende al valor de la derivada de la entrada [47]. Este método de diferenciación aproximada, comúnmente conocido como *derivada sucia*, reemplaza el operador derivada p por $(bp/p + a)$, donde a y b son constantes positivas. Se ha comprobado que con la derivada sucia se obtiene un mejor desempeño que con el enfoque tradicional de diferenciación numérica, por lo que es comúnmente utilizada en aplicaciones que requieren regulación de velocidad [48].

Sustituyendo en la expresión anterior $a = b = \lambda$ para que la función de transferencia del filtro tenga, en su forma normalizada, ganancia unitaria, se obtiene que

$$G(s) = \frac{\lambda s}{s + \lambda}$$

En la Figura 3.15 se muestra el diagrama de bloques en Simulink de la implementación de la derivada sucia. La velocidad $\omega = \dot{\theta}$ es reemplazada por ϑ, que es la salida del filtro

$$\dot{z} = ab\theta - az$$
$$\vartheta = b\theta - z$$

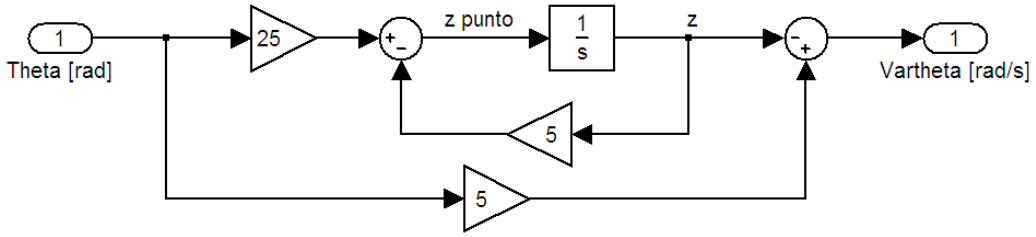
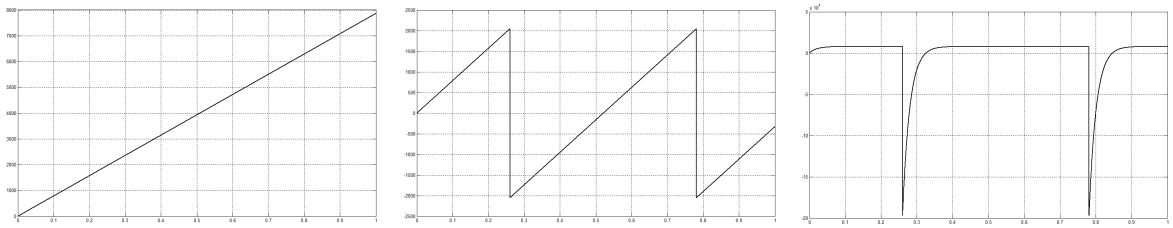


Figura 3.15: Diagrama de bloques de la derivada sucia de la posición con $\lambda = 5$.

La dSPACE entrega, vía la interfaz para *encoders* incrementales, dos señales: una es el número de pulsos o líneas que se ha desplazado el sensor respecto a la posición que tenía al inicio de la prueba; la otra es el número de pulsos que se desplazó el sensor durante el último periodo de muestreo. Es evidente, pues, que para estimar la velocidad por medio de la derivada sucia de la posición, es necesario emplear la primera de ellas. Sin embargo, en el desarrollo de este trabajo se observó que la señal correspondiente a la posición del *encoder* entregada por la dSPACE presenta discontinuidades, debido al desbordamiento en el contador en donde se almacena dicha variable. Esto a su vez produce, a la salida del filtro derivador sucio, una señal inadecuada para ser retroalimentada como la velocidad del rotor.



(a) Posición real del rotor. (b) Posición enrollada. (c) Derivada sucia de la posición enrollada.

Figura 3.16: Problema de la posición enrollada.

La Figura 3.16 ilustra este problema. En 3.16(a) se muestra la posición angular del rotor cuando éste gira con una velocidad constante positiva. El contador de posición de 24 bits se desborda al llegar el motor a 2048 revoluciones,[1] lo cual es interpretado por la dSPACE como un cambio de signo en la posición, generando entonces la señal enrollada que se muestra en 3.16(b). Al filtrar esta señal vía la derivada sucia 3.16(c), las discontinuidades generan transitorios de gran amplitud que impiden el uso de la señal filtrada como la medición de la velocidad.

Para solucionar esto, se programó un algoritmo de desenrollado que genera una posición modificada $\theta = \theta_{dspace} + kh$, donde θ_{dspace} es la posición enrollada entregada por la dSPACE, k es un contador, inicializado en cero, que se incrementa (decrementa) en 1 cada vez que hay un salto hacia abajo (arriba) en la posición enrollada, y h es la amplitud del salto. [49]

[1]Debido a la subdivisión por 4 de los pulsos de entrada, la dSPACE permite medir hasta 2^{22} líneas de *encoder* en el rango $-2^{21} \ldots + 2^{21} - 1$.

3.6. Fuente de alimentación

Para alimentar al MRC se construyó fuente de CD variable de 0 a 180 V. Se construyó una tarjeta cuyo voltaje de entrada pasa por un rectificador de onda completa, para luego ser filtrado mediante un par de condensadores. De esta manera, el voltaje de salida depende únicamente del voltaje a la entrada, que es controlado por el usuario mediante un autotransformador. Cuenta con un diodo en polarización directa para evitar que las corrientes de estator dañen a los elementos de la fuente en los intervalos de desmagnetización forzada de las fases, así como un fusible de protección y un interruptor de encendido. En la Figura 3.17 se muestra una fotografía de la fuente utilizada en este trabajo.

Al igual que la de medición de corrientes, esta tarjeta se diseñó de forma independiente al resto del sistema, de tal forma que pueda utilizarse en otras aplicaciones. Si el usuario lo desea, el autotransformador puede ser reemplazado por un transformador con una relación de transformación fija, o bien, puede omitirse este elemento y conectarse el circuito directamente a la línea de ca de 127 V, para trabajar con una fuente fija de 180 V.

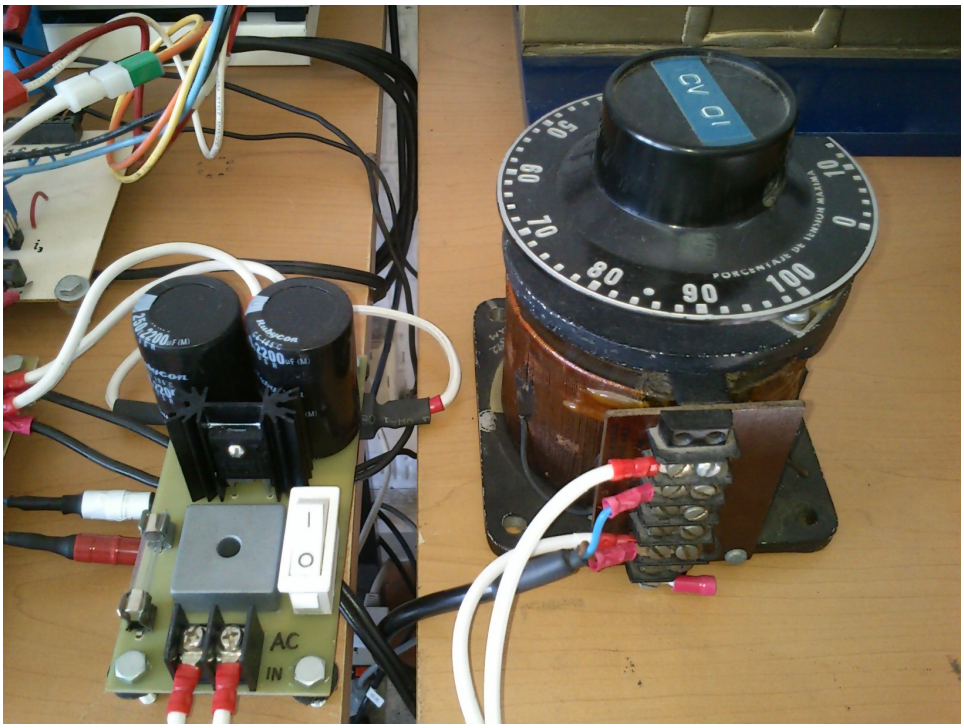


Figura 3.17: Fuente variable de 0 a 180 V para la alimentación del MRC.

3.7. Programación

A continuación se describe la estructura general de los modelos en Simulink utilizados en este trabajo, así como de la interfaz gráfica de usuario y los pasos a seguir para la realización de alguna prueba, con base en el ejemplo presentado en las Figuras 3.6 y 3.8. El código de todos los bloques de funciones embebidas del modelo se incluye en el Apéndice A.

La configuración global de la interfaz para *encoders* incrementales se realiza por medio del bloque DS1104ENC_SETUP, en donde se especifica el tipo de entrada —diferencial o de terminación sencilla— para cada canal. La señal de posición del *encoder* en número de líneas se obtiene del bloque DS1104ENC_POS_C1, dentro del cual se especifica el número de canal que se va a utilizar y se define la condición inicial del contador.

En el bloque Encoder se desenrolla la señal de posición entregada por la dSPACE. Con la nueva señal de posición, y con la adecuada conversión de unidades, se estima la velocidad en rpm por medio de la derivada sucia. Se genera también una tercera señal de posición acotada en $[0, 360°]$ que será, para el usuario, la posición angular del MRC. De acuerdo al valor de la constante de entrada Selector_reset, asociada al botón RESET de la esquina superior derecha de la interfaz gráfica de usuario, se envía un 1 o un 0 lógico al bloque DS1104ENC_SET_POS_C1, que reestablece el valor del contador a cero. Como salida de este bloque se tiene también el número total de revoluciones del motor.

Para conocer de manera precisa la posición del rotor, puesto que al inicio de la prueba ésta es desconocida, es necesario alinearlo con una de las fases y reiniciar el contador de posición de la dSPACE. Con ello, y tomando como referencia la posición desalineada de A, como se muestra en el perfil de inductancias de fase de la Figura 3.3, es posible determinar la condición inicial de la posición del rotor. Esto es, si se elige alinear la fase A, la condición inicial del rotor será igual a 22.5°, si se elige alinear B, la condición inicial será igual a 37.5°, y si elige alinear C, la condición inicial será igual a 7.5°.

La secuencia de excitación de las fases se determina por medio del bloque RegionConduccion. En éste se genera una variable auxiliar $Th0$, que es igual a la suma de la señal de posición acotada en $[0, 360°]$ más la condición inicial del rotor CI. $Th0$ es desplazada $\mp 360°/mN_r$ y acotada en $[0, 360°/N_r]$, con lo que se obtienen tres señales $Th1$, $Th2$ y $Th3$ dependientes de θ y desfasadas entre sí 15° mecánicos. Para cada una de ellas, se realiza una comparación para determinar si se encuentran dentro del intervalo comprendido entre los ángulos de encendido θ_0 y conmutación θ_C. De esta manera se obtienen tres variables lógicas RCA, RCB y RCC que determinan, de acuerdo a la posición del rotor, qué fase debe excitarse.

De la Figura 3.3 puede verse que para que el motor se mueva en sentido positivo, las fases deben excitarse en la secuencia ABC, y para que se mueva en sentido negativo, debe emplearse la secuencia ACB. En el primer caso, los transistores deben encenderse en θ_1 y

apagarse en θ_2 (considere únicamente el perfil de inductancia de la fase A). En el segundo, deben encenderse en θ_4 y apagarse en θ_3. Esto no debe confundirse con la operación generador del MRC (producción de par negativo por la conducción de corriente durante el intervalo de inductancia decreciente): si el rotor gira en sentido negativo, entonces la posición angular no va de 0 a 90°, sino de 90° a 0. En esa dirección, la inductancia crece en el intervalo comprendido entre θ_3 y θ_4. Esto podría interpretarse como una "reflexión" de los ángulos de encendido y conmutación respecto a la posición alineada de la fase, siempre que en la programación se tenga en cuenta que $\theta_0 < \theta_C$ para que la comparación realizada en el bloque RegionConduccion sea adecuada.

Para hacer más sencillo el cambio en la secuencia de excitación, i.e., que el usuario no tenga que modificar manualmente los valores de θ_0 y θ_C, se incluyó en la interfaz gráfica un selector que modifica la entrada al bloque SentidoGiro del modelo en Simulink. Éste tiene como entradas los ángulos de encendido y detención definidos por el usuario desde ControlDesk, y como salidas los ángulos de encendido y conmutación con los que se comparan $Th1$, $Th2$ y $Th3$ en RegionConduccion.

El bloque SalidaDAC contiene las sentencias que generan, de acuerdo a la secuencia de excitación determinada por RCA, RCB y RCC, las señales de activación y desactivación de los transistores. Éstas son enviadas al convertidor asimétrico de medio puente vía el convertidor D/A con los bloques DS1104DAC_C1-6. En este ejemplo, por tratarse de un control en lazo abierto, no se retroalimentan la velocidad y corrientes del motor, aunque sí pueden verse sus formas de onda, junto con la de la posición, en la interfaz gráfica de usuario.

Si no se desea utilizar el convertidor D/A para generar las señales se activación y desactivación de los transistores, es posible hacerlo por medio del modulador en ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés) del DSP esclavo de la dSPACE. Para ello, se dispone de un par de bloques en Simulink —DS1104SL_DSP_PWM y DS1104SL_DSP_PWM3— que generan, en conjunto, 10 señales PWM de frecuencia fija (entre 1.25 Hz y 5 MHz, configurable dentro de los bloques), ciclo de trabajo variable, y una amplitud de 5 V. Ambos bloques reciben como entradas valores entre cero y uno, correspondientes al ciclo de trabajo de la señal generada en cada canal. El primer bloque genera, a partir de 4 entradas, 4 señales PWM independientes. El segundo genera, a partir de 3 entradas, 6 señales PWM trifásicas, i.e., 3 señales independientes y sus correspondientes negadas, con un tiempo muerto variable determinado por el usuario.

El bloque SensoresCorriente convierte a su correspondiente valor en amperes, el voltaje a la salida de los sensores de efecto Hall, que se mide por medio del convertidor A/D multiplexado con el bloque DS1104MUX_ADC.

3.8. Arquitectura del banco de pruebas

Para integrar los elementos antes descritos en un solo sistema, el banco de pruebas emplea la arquitectura mostrada en la Figura 3.2. Una fotografía del mismo se muestra en la Figura 3.1, y el diagrama esquemático de la electrónica de potencia, la instrumentación y la fuente de alimentación se incluyen en el Apéndice B.

El esquema de control se programa en Simulink y se carga en la DS1104 para su implementación en tiempo real. El usuario puede monitorear y manipular las variables del sistema desde la interfaz gráfica en ControlDesk. Las señales de control —el encendido o apagado de los transistores— son enviadas al convertidor asimétrico de medio puente vía el panel de conexiones CP1104, por medio del convertidor D/A o bien, el modulador en ancho de pulso.

El bus de alimentación VCD del motor de reluctancia conmutada es el voltaje generado por la fuente de CD, cuya magnitud se determina por medio del autotransformador. Los sensores de efecto Hall se conectan en serie entre el devanado de cada fase y el correspondiente transistor del lado bajo del convertidor electrónico de potencia, y la salida de dichos sensores se mide por medio de los canales multiplexados del convertidor A/D. La posición angular del rotor se mide con el *encoder* incremental y estas 4 señales son retroalimentadas al controlador, junto con la velocidad obtenida a la salida de la derivada sucia.

El banco de pruebas maneja dos fuentes adicionales al bus de alimentación del MRC: una de 5 V para los sensores de efecto Hall —incluida en la tarjeta de medición de corrientes—, y una entre 15 y 20 V para los optoacopladores y los circuitos *bootstrap* de la tarjeta de electrónica de potencia.

Capítulo 4

Evaluación

A continuación se presentan, a manera de ilustración, los resultados de algunas pruebas realizadas con el banco, todas con par de carga cero y un tiempo de muestreo de 0.1 ms. Los esquemas de control en lazo abierto fueron tomados de [6, 7], y los de control en lazo cerrado de [8].

4.1. Control en lazo abierto

Aunque estrictamente no es control en lazo abierto, dado que se utiliza una retroalimentación de la posición para sincronizar la conmutación de las corrientes de fase, ésta no es una retroalimentación de control en el sentido de que se le imponga un comportamiento al MRC, sino una retroalimentación que se genera de manera natural en la operación de la máquina. Bajo esta consideración, se realizaron pruebas en lazo abierto bajo la operación por supresión dura, supresión suave y pulso único. La Figura 4.1 muestra el diagrama de bloques del control empleado.

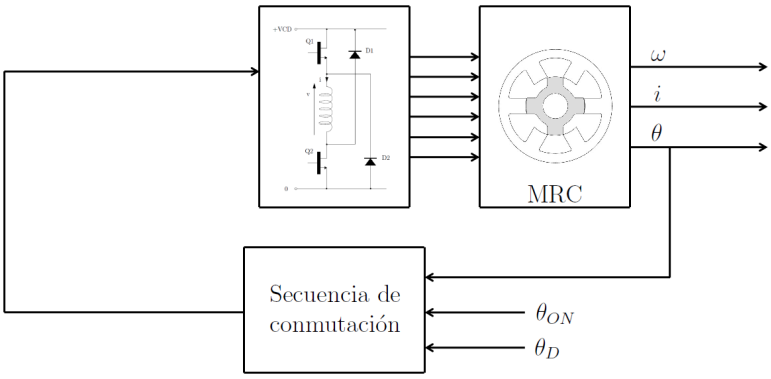


Figura 4.1: Arquitectura del controlador en lazo abierto.

En las Figuras 4.2 y 4.3 se muestran las formas de onda de la posición, velocidad y corrientes de fase del MRC, bajo la operación por supresión dura y supresión suave, respectivamente. En estas pruebas, los transistores conmutan a una frecuencia de 2 kHz con un ciclo de trabajo del 80 %. Sustituyendo $\alpha_p = 45°$, $\rho = RI/V = 0{,}0521$ (se asume que no hay caída de voltaje en los semiconductores) y $d = 0{,}8$ en la ecuación (2.9), se calculó el máximo ángulo de detención para este modo de operación: $\theta_{D_{max}} = 13{,}1510°$.

En la Figura 4.4 se muestran las formas de onda de las mismas variables bajo la operación por pulso único. Para ésta, el ángulo máximo de detención $\theta_{D_{max}} = 11{,}8359°$ se calculó a partir de la ecuación (2.8).

Las tres pruebas mostradas manejan un bus de alimentación de 30 V. En la operación por supresión dura, el motor alcanzó una velocidad de 942 rpm, y una de 1094 rpm en la operación por supresión suave. Ambas son menores a la velocidad base[1] del MRC, por lo que se encuentran dentro del rango de velocidades bajas y medias en el que se deben trabajar estos modos de operación. En la operación por pulso único se alcanzó una velocidad de 3095 rpm, que cataloga dentro del intervalo de velocidades altas en el que debe trabajar.

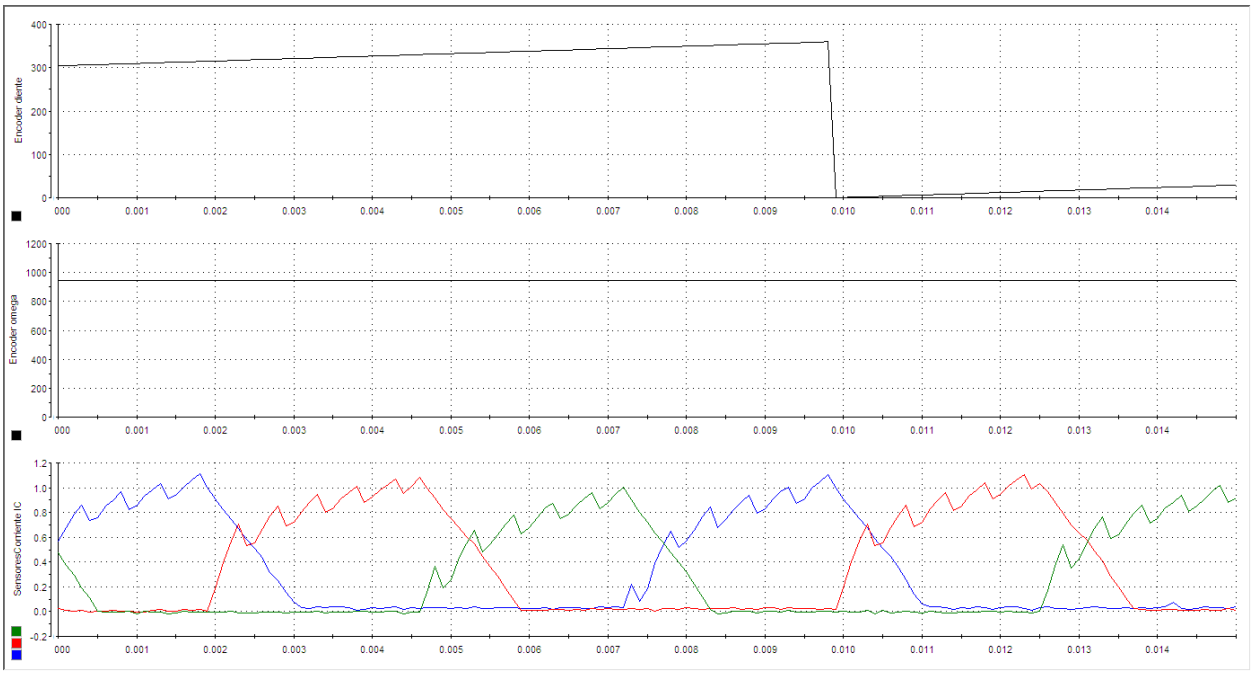


Figura 4.2: Control en lazo abierto: operación por supresión dura.

[1]Aunque en [41] no se menciona de forma explícita la velocidad base del motor, se manejan como velocidades bajas aquellas menores a 400 rpm, por lo que en este trabajo se asume que ω_B =1200 rpm.

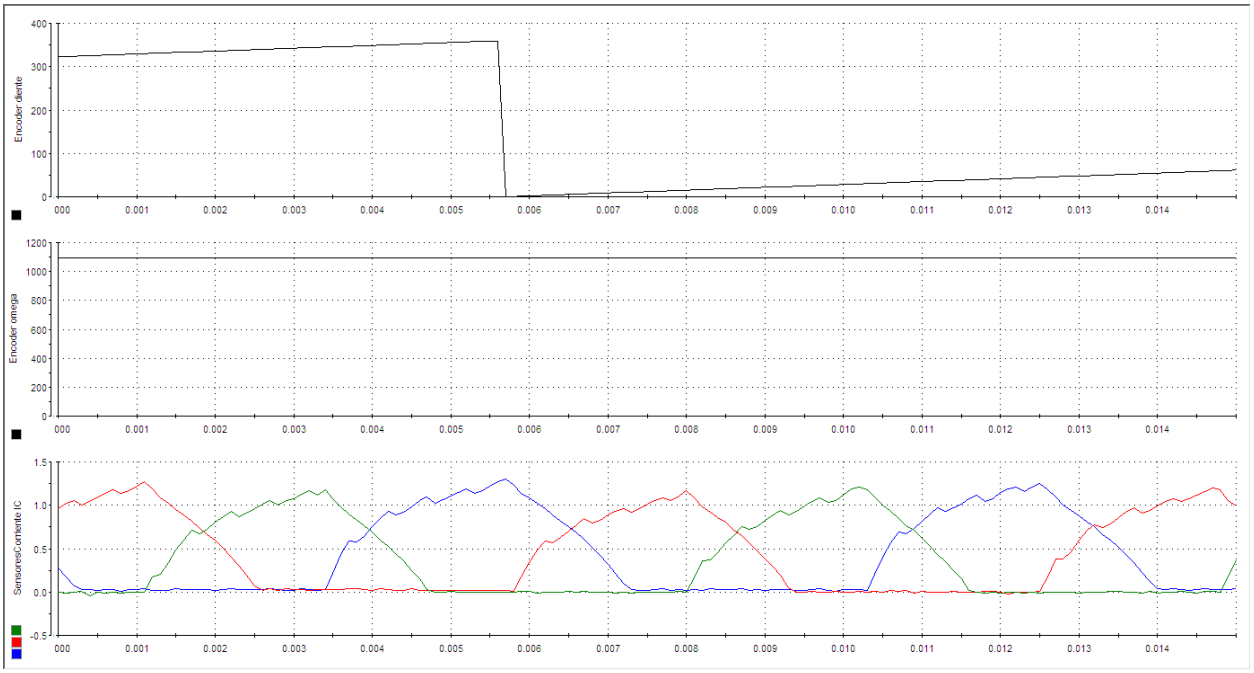


Figura 4.3: Control en lazo abierto: operación por supresión suave.

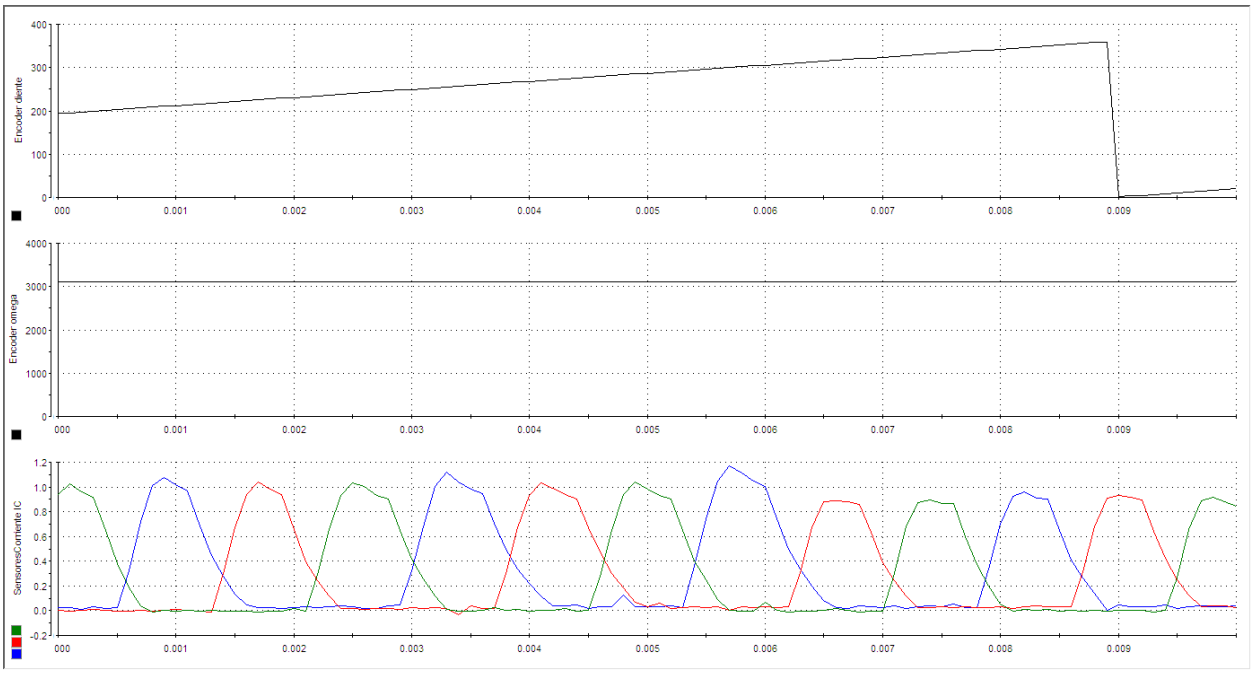


Figura 4.4: Control en lazo abierto: operación por pulso único.

4.2. Control en lazo cerrado

4.2.1. Regulación de corriente

Para probar el banco de pruebas bajo un esquema de control en lazo cerrado, se implementó, en primera instancia, un control de regulación de corriente por histéresis, cuyo diagrama de bloques se muestra en la Figura 4.5. En este esquema, se define una referencia de corriente I_{ref} y una banda de histéresis Δi. Cuando la corriente de fase es menor a $I_{ref} - \Delta i$, se encienden los dos transistores del convertidor electrónico de potencia correspondientes a esa fase y la corriente comienza a crecer. Cuando ésta alcanza un valor mayor a $I_{ref} + \Delta i$, se apaga al menos uno de los transistores para que vuelva a decrecer. De esta manera, la corriente de fase se mantiene acotada en una ventana $I_{ref} \pm \Delta i$ durante el ángulo de detención θ_D.

El control por histéresis mantiene una forma de onda de corriente generalmente plana, con el rizo determinado por Δi y el ancho de banda del regulador de corriente. A velocidades altas, la fuerza contraelectromotriz impide que la corriente alcance I_{ref}, por lo que su forma de onda se determina entonces de manera natural por la variación de la inductancia y la fuerza contraelectromotriz a medida que se mueve el rotor —operación por pulso único—.

En las Figuras 4.6 y 4.7 se muestran las formas de onda de la posición, velocidad y corrientes de fase para $I_{ref} = 0{,}5$ A y $\Delta i = 0{,}1$ A con conmutación por supresión dura y suave, respectivamente. En el primer caso se alcanzó una velocidad de 368 rpm, y una de 508 rpm en el segundo. Ambas pruebas manejan un bus de alimentación de 30 V.

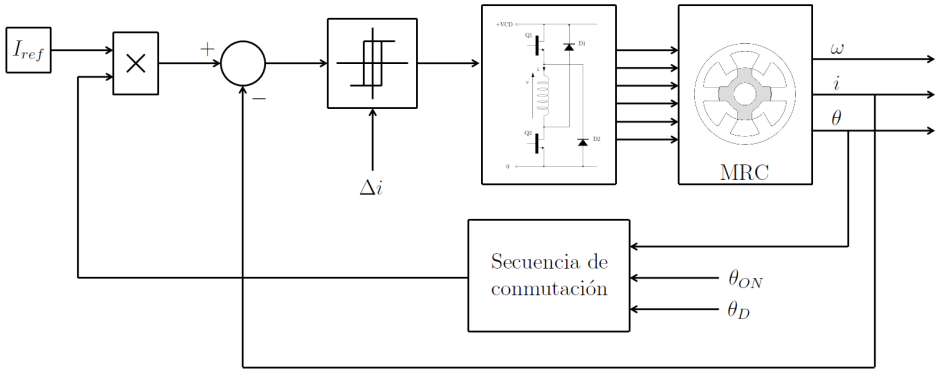


Figura 4.5: Arquitectura del controlador por histéresis para regulación de corriente.

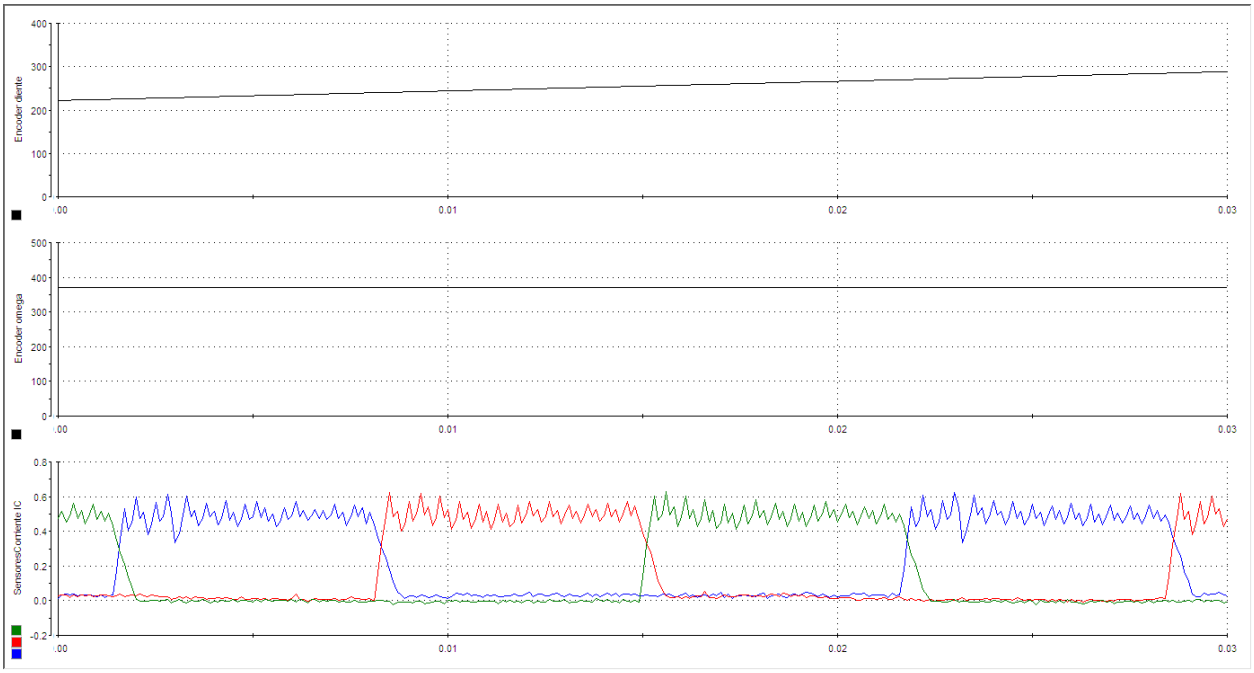


Figura 4.6: Control en lazo cerrado: regulación de corriente por histéresis con supresión dura.

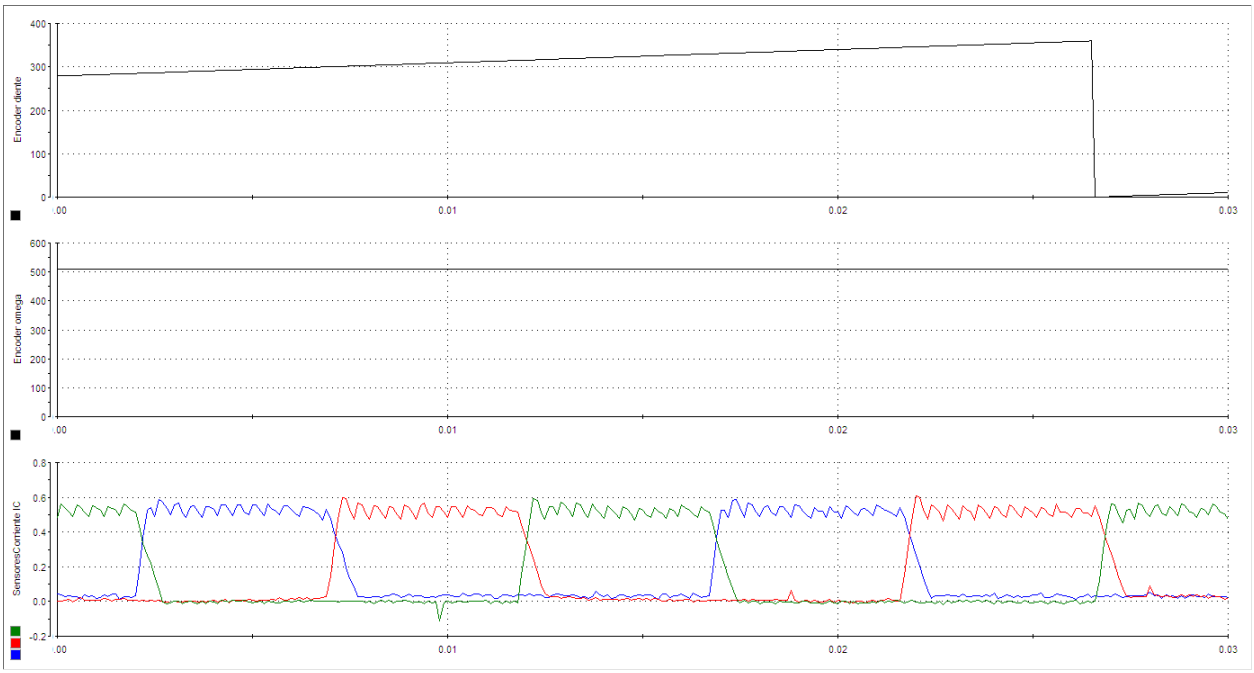


Figura 4.7: Control en lazo cerrado: regulación de corriente por histéresis con supresión suave.

4.2.2. Regulación de velocidad

Una vez cerrado el lazo de corrientes, se agregó un tercer lazo de retroalimentación para regular la velocidad del MRC, mediante un controlador de bajo desempeño presentado en [8]. El diagrama de bloques del esquema implementado se muestra en la Figura 4.8. La referencia de corriente antes fija I_{ref} es ahora definida por el error de velocidad mediante un controlador proporcional-integral. Los ángulos de encendido y detención son definidos por el usuario y pueden ser manipulados por éste en tiempo real desde ControlDesk.

Las Figuras 4.9 a 4.14 muestran las formas de onda de la posición, velocidad y corrientes de fase para $\omega_{ref} = 300$, 500 y 700 rpm, así como los errores de velocidad y corrientes correspondientes a cada prueba. Todas manejan un bus de alimentación de 30 V, y condiciones iniciales nulas. Las ganancias del controlador son $K_p = 5$ y $K_i = 1$.

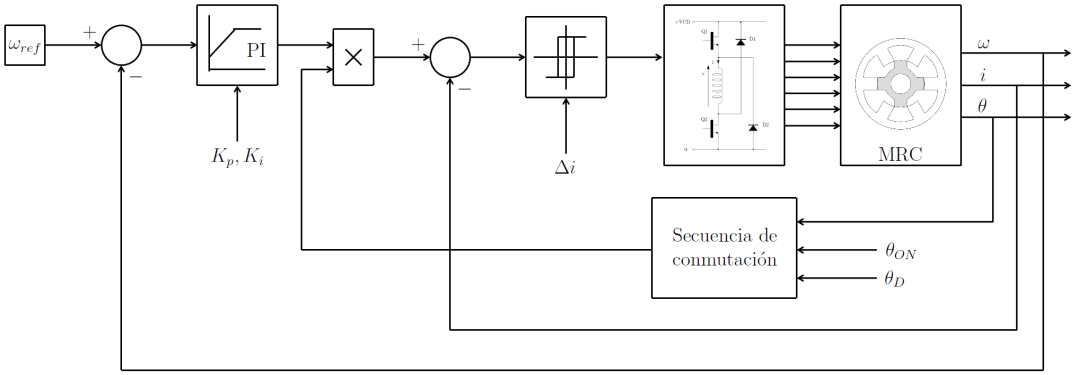


Figura 4.8: Arquitectura del controlador proporcional-integral para regulación de velocidad.

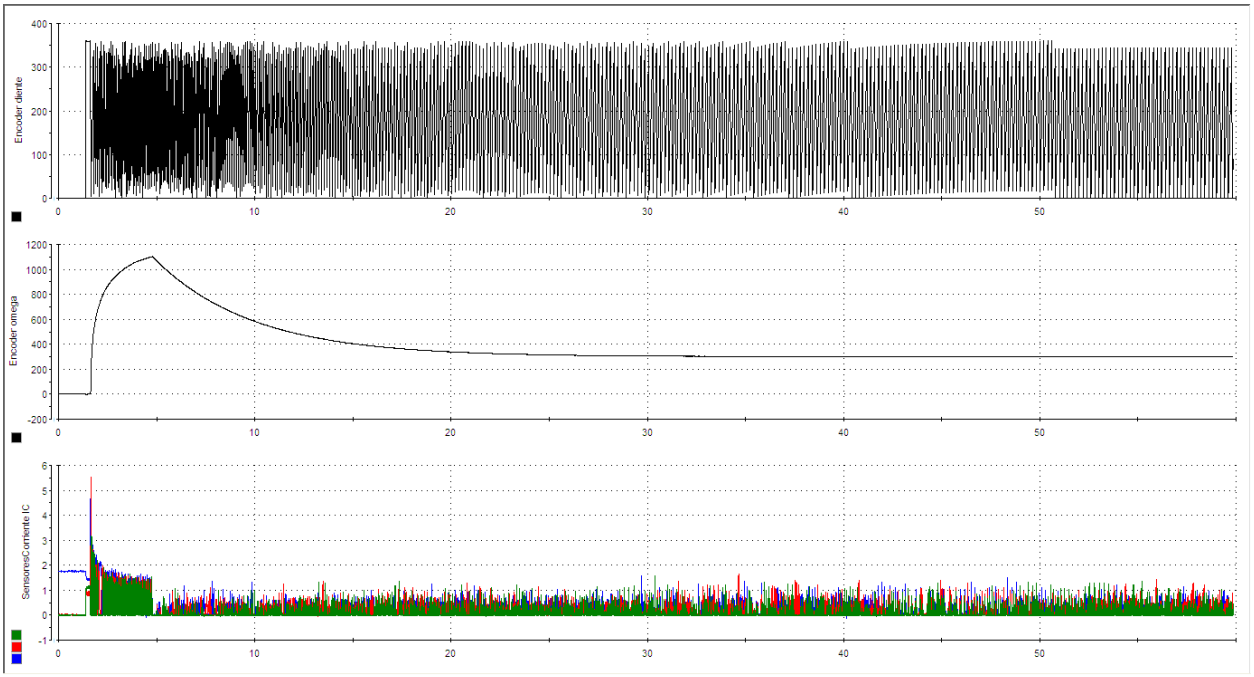


Figura 4.9: Control en lazo cerrado: regulación de velocidad a 300 rpm.

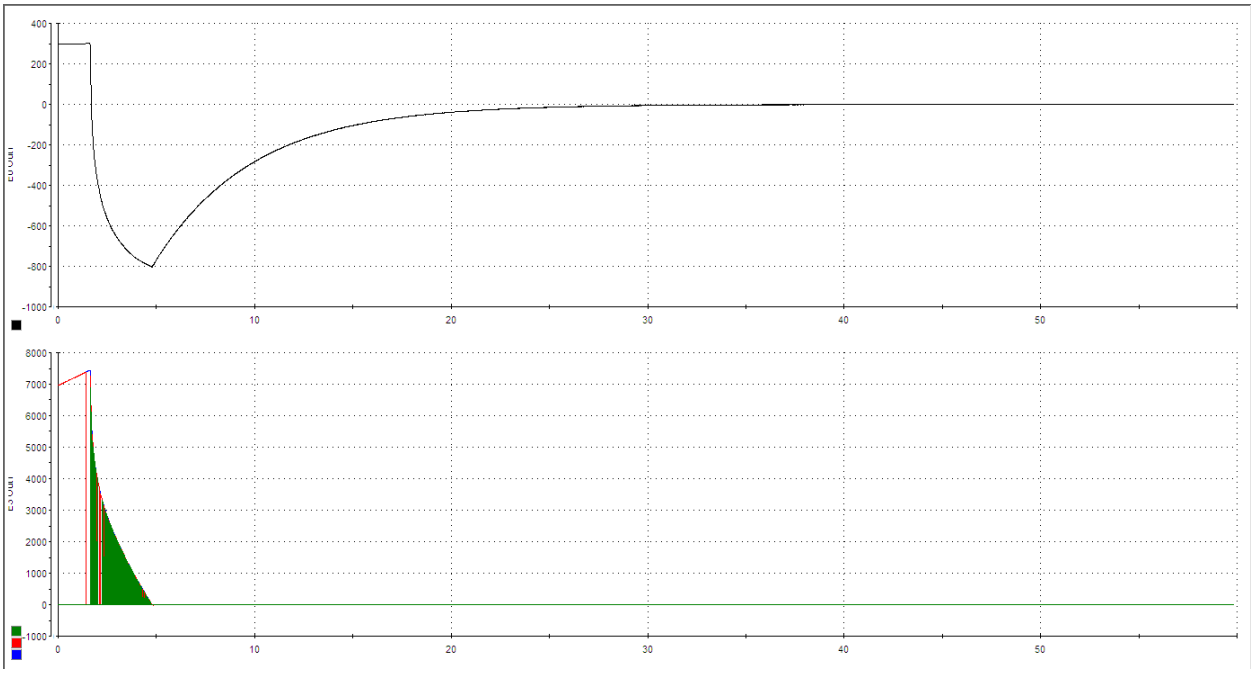


Figura 4.10: Errores de velocidad y corrientes con ω_{ref} =300 rpm.

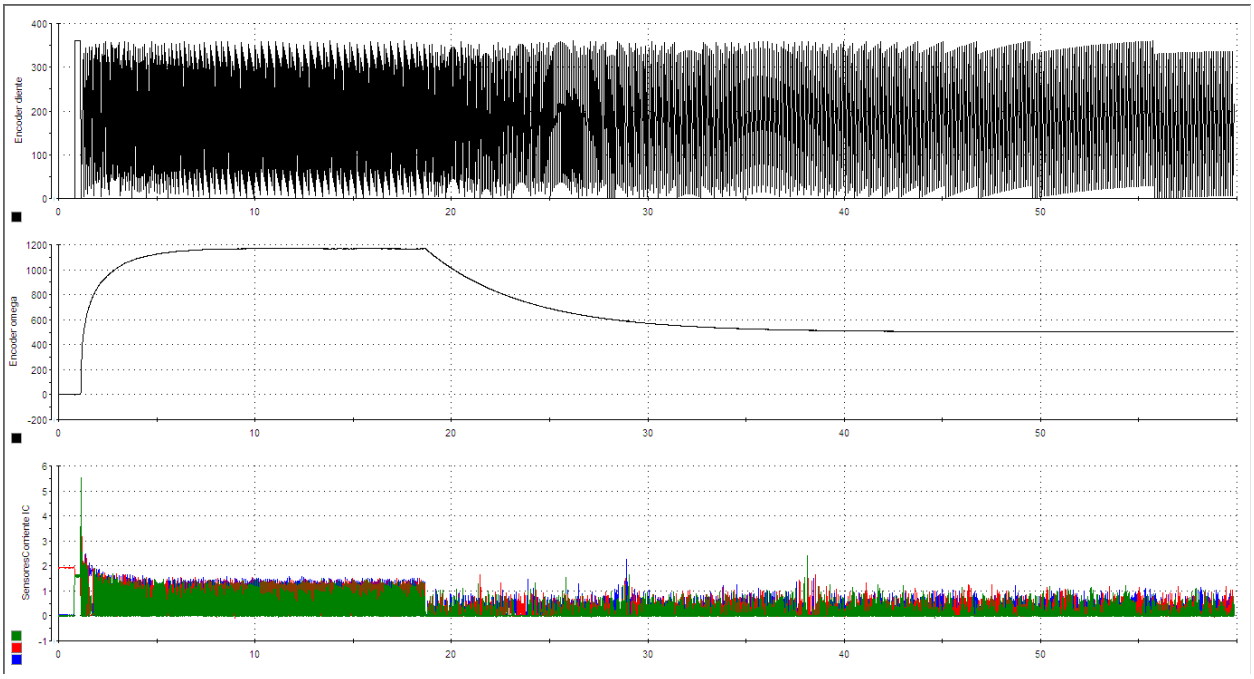


Figura 4.11: Control en lazo cerrado: regulación de velocidad a 500 rpm.

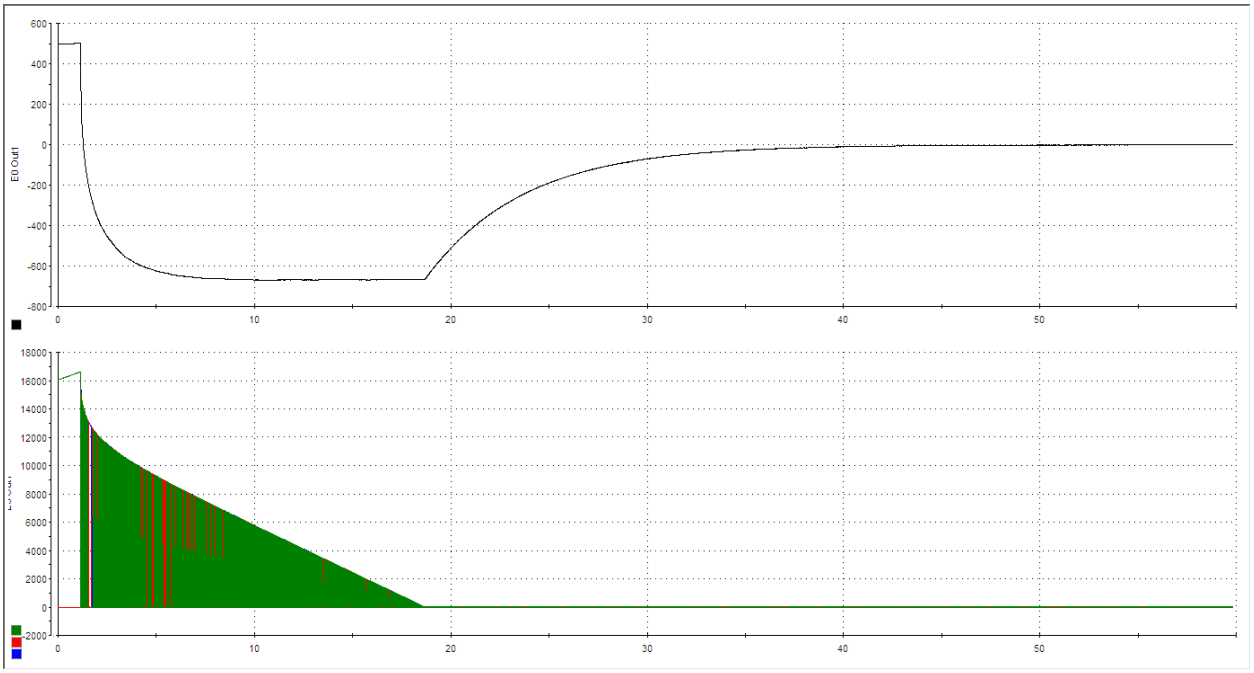


Figura 4.12: Errores de velocidad y corrientes con ω_{ref} =500 rpm.

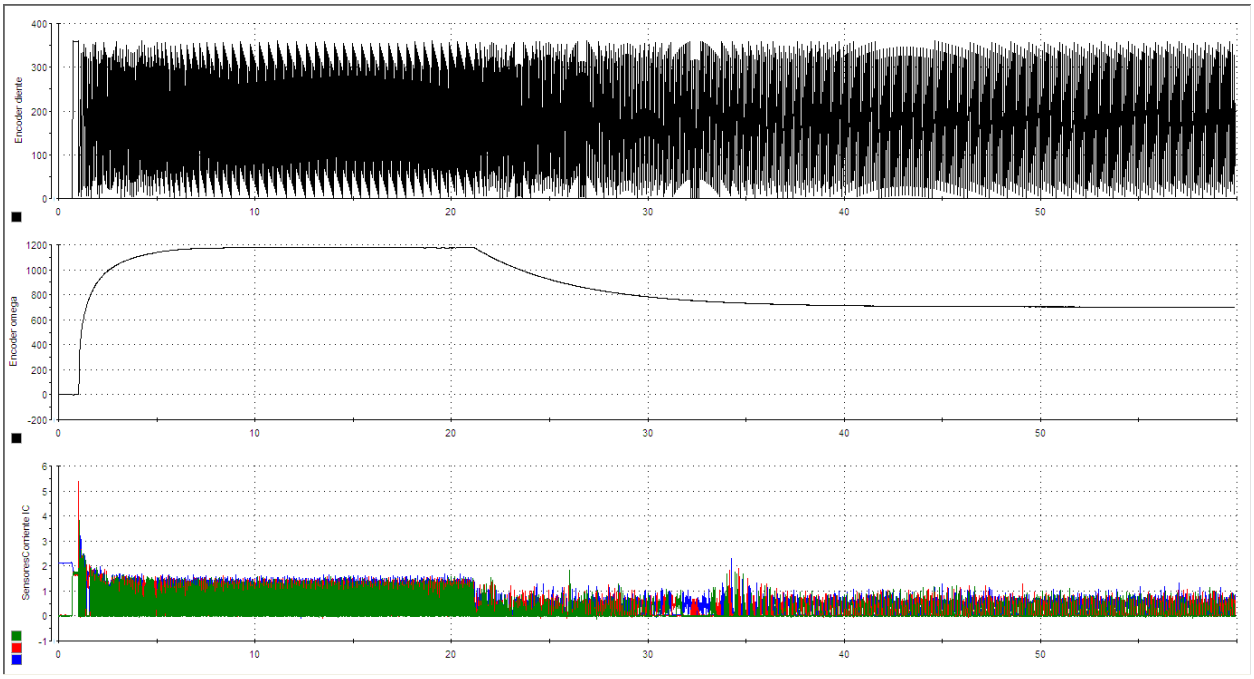


Figura 4.13: Control en lazo cerrado: regulación de velocidad a 700 rpm.

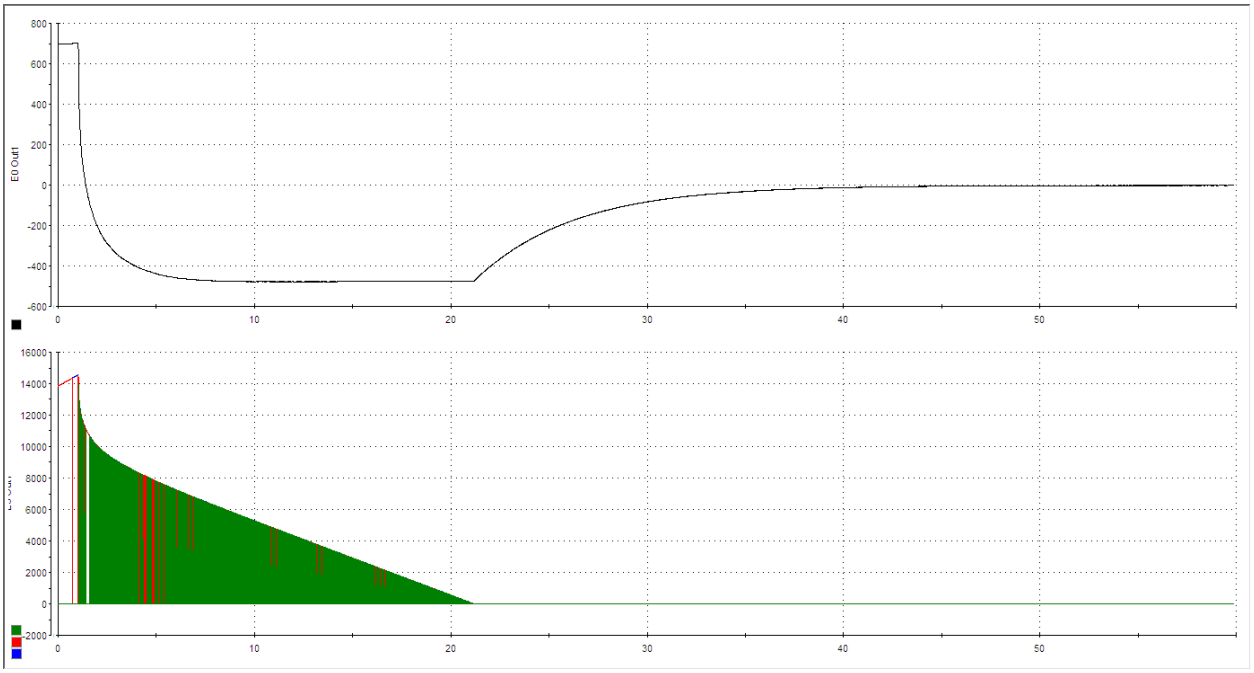


Figura 4.14: Errores de velocidad y corrientes con ω_{ref} =700 rpm.

4.3. Discusión de resultados

Control en lazo abierto

Los resultados obtenidos en las tres pruebas realizadas bajo el esquema de control en lazo abierto de la Figura 4.1 no sólo son razonables en cuanto a la velocidad alcanzada por el motor bajo cada forma de operación, sino que en los tres casos puede observarse que las formas de onda de las corrientes de fase, coinciden sobremanera con las mostradas en la Figura 2.7, en la que se ilustra cómo, a partir de los tres posibles estados del convertidor asimétrico de medio puente, es posible controlar la forma de onda de las corrientes de fase.

Se considera prudente hacer énfasis en que, aunque en ninguna de las fuentes de las que se tomaron los datos del MRC se menciona de manera explícita la velocidad base del motor, en [41] se manejan como velocidades bajas aquellas menores a 400 rpm. Por la definición de éstas como las menores a 1/3 de la velocidad base, en este trabajo se asume que $\omega_B = 1200$ rpm, que asimismo coincide con lo observado durante la realización de estas pruebas.

Las tres pruebas manejan un bus de alimentación igual a 30 V. Esto debido a que, al emplear únicamente un lazo de retroalimentación de posición, no se tiene control sobre el valor máximo que alcanzará la corriente. Por ello, y para prevenir que la corriente demandada por el MRC en el arranque fuese superior a la corriente máxima que puede entregar la fuente, se optó por trabajar con un voltaje menor al nominal. Se decidió manejar el mismo bus de alimentación para el resto de las pruebas, a manera de que la única diferencia entre ellas fuese el esquema de control implementado.

Control en lazo cerrado: regulación de corriente

Los resultados obtenidos bajo el esquema de control en lazo cerrado de la Figura 4.5 confirman que para trabajar al MRC en el intervalo de velocidades medias y bajas, es necesario regular las corrientes de fase mediante la operación por supresión dura o suave.

Puede observarse en las dos pruebas mostradas en esta sección que las formas de onda de las corrientes de fase son similares a las de la Figura 2.7, excepto que en el caso de la regulación de corriente por histéresis, los transistores del convertidor asimétrico de medio puente no conmutan a una frecuencia fija, sino que el encendido y apagado de los interruptores está determinado por la corriente instantánea en cada fase.

En ambos casos puede observarse que las corrientes de fase se mantienen acotadas en 0.5 $\pm$ 0.1 A, pero el rizo es mayor en la operación por supresión dura debido a que, al apagar ambos transistores, el estado de desmagnetización forzada obliga a la corriente a decrecer más rápidamente que si se apagase sólo uno de los interruptores, como en el caso de la operación por supresión suave, en que el estado de marcha libre provoca que la corriente decrezca de una manera menos abrupta.

Control en lazo cerrado: regulación de velocidad

Los resultados obtenidos bajo el esquema de control en lazo cerrado de la Figura 4.8 para la regulación de velocidad muestran que, con condiciones iniciales nulas y para las referencias dadas de 300, 500 y 700 rpm, al motor le toma alrededor de 30, 40 y 50 segundos, respectivamente, alcanzar la velocidad deseada, lo cual no resulta sorprendente, pues entre mayor es la magnitud de la referencia, mayor es el error inicial tanto de velocidad como de corrientes de fase.

A pesar de que el controlador implementado no presenta un alto desempeño —aunque debe tomarse en cuenta que las ganancias proporcional e integral fueron sintonizadas de manera heurística—, puede verse en los tres casos que el error de velocidad tiende a cero cuando $t = 60$ s, por lo que puede afirmarse que, para velocidades medias y bajas, el controlador satisface su objetivo.

Sin embargo, se observó durante la realización de estas pruebas que para $\omega_{ref} > \omega_B$, la velocidad del motor no alcanza el valor deseado, haciendo evidente la necesidad de utilizar controladores no lineales y técnicas más avanzadas que permitan operar la máquina en un rango de velocidades más amplio, así como reducir el ruido acústico y el rizo en el par.

4.4. Observaciones

Se presentan a continuación algunos comentarios respecto al funcionamiento del banco de pruebas, en base lo que se observó en el desarrollo del trabajo.

4.4.1. Errores de medición

Para determinar el error en las señales de retroalimentación —i.e., las señales eléctricas que representan la posición, velocidad y corrientes de fase del MRC obtenidas después de procesar las mediciones de los sensores—, se realizaron comparaciones entre éstas y las arrojadas por otros instrumentos de medición.

Como referencia para las corrientes de fase se utilizó un osciloscopio Tektronix TDS3034 con una punta de corriente de efecto Hall TCP202. El error calculado es de 2.0311 %, aunque debe considerarse que las lecturas del osciloscopio se realizaron únicamente de manera visual.

Al no contar con un instrumento para comparar la medición del *encoder*, se excitaron las fases del MRC como si se tratase de un motor a pasos, tomando como referencia que la diferencia entre cada posición alineada sucesiva es igual al paso polar del rotor $\alpha_p = 15°$. Así, el error calculado en la medición de la posición angular es de 0.0873 %.

Para calcular el error en la velocidad estimada por medio de la derivada sucia, se utilizó como referencia un tacómetro Shimpo DT-207B, con un resultado de 0.4867 %.

4.4.2. Rutina de arranque

Al excitar una fase durante un intervalo de tiempo suficiente, el rotor debe alinearse con ella. Una vez alineado, la posición de todas las fases respecto al rotor es conocida y, mediante la lógica de conmutación apropiada, el MRC puede arrancar de manera adecuada. Sin embargo, si el rotor se encuentra originalmente en las zonas cercanas a la posición alineada o desalineada, i.e., las regiones de par nulo 1 y 3 de la Figura 2.5, éste no experimentará ningún par, y por tanto no se alineará con la fase excitada. Para evitar lo anterior y tener certeza en las condiciones iniciales, es recomendable que al iniciar cualquier prueba, la alineación se haga al menos para dos fases. Ésta se realiza enviando a los transistores del convertidor electrónico de potencia un tren de pulsos con un ciclo de trabajo tal que, según el bus de alimentación manejado, mantenga la corriente alrededor de su valor nominal.

Es necesario realizar un paso intermedio entre la alineación del rotor y el arranque de la máquina debido a que se detectó un problema en el circuito integrado IR2113 (Figura 3.9) durante la realización de las pruebas. La señal de activación del transistor del lado alto HO no cambia cuando su correspondiente señal lógica de control pasa a 1 después de haber estado durante varios segundos en 0. El paso intermedio consiste en enviar otro tren de pulsos a las tres fases de manera simultánea, con lo que se evita el problema antes descrito del circuito integrado, sin modificar la posición del rotor. Este método también se utiliza en el arranque del MRC en esquemas de control sin sensores de las variables mecánicas [50] para estimar la posición del rotor a partir de la medición de las corrientes de fase.

Cabe mencionar que, cuando las señales de activación de los transistores son generadas por medio del modulador en ancho de pulso de la dSPACE, el paso intermedio entre la alineación y el arranque del motor es innecesario, siempre que el ciclo de trabajo de la señal sea menor a 1. En las pruebas mostradas en esta tesis, las señales de activación fueron generadas por medio del convertidor D/A. La alineación de una fase y la excitación simultánea de las tres se realizó con un tren de pulsos de 1 kHz con un ciclo de trabajo del 60 %.

Capítulo 5

Conclusiones

Se construyó el circuito de electrónica de potencia que provee la mayor flexibilidad de control del motor de reluctancia conmutada para aplicaciones de alto desempeño, i.e., un convertidor asimétrico de medio puente. Para brindar protección a la plataforma de implementación en tiempo real dSPACE, el circuito cuenta con aislamiento óptico entre las señales de control generadas por ésta y el convertidor. La tarjeta construida requiere ser alimentada con un voltaje de cd entre 15 y 20 V proporcionado por una fuente de alimentación externa.

Debido al circuito integrado *bootstrap* que se utiliza para desplazar la señal de activación del transistor del lado alto, se presentan problemas en el arranque cuando las señales de control son generadas por medio del convertidor D/A de la dSPACE, y es necesario excitar las tres fases del MRC de forma simultánea antes de arrancar el motor. Sin embargo, cuando las señales de control son generadas mediante el modulador en ancho de pulso del DSP esclavo de la dSPACE, no se presenta ningún problema en el arranque, siempre que el ciclo de trabajo de las señales PWM no sea igual a 1.

Para medir la posición angular del MRC, se montó a la parte trasera del motor un *encoder* incremental por medio de una estructura rígida que aprovecha la construcción misma del armazón de la máquina para fijar el sensor, y se acoplaron sus ejes mediante una pieza flexible capaz de absorber excentricidades entre ellos. Asimismo, se programaron los algoritmos necesarios para estimar la velocidad angular del rotor, a partir de la derivada sucia de la posición.

Se construyó una tarjeta para la medición de las corrientes de fase del MRC con sensores de efecto Hall. Ésta puede configurarse para trabajar en tres rangos diferentes y cuenta con una fuente de alimentación independiente y galvánicamente aislada del circuito de electrónica de potencia para brindar protección a la dSPACE. Se armaron los conectores necesarios entre el banco de pruebas y el panel CP1104 de la dSPACE para la generación de las señales de control —convertidor D/A o PWM— y la adquisición de datos —convertidor A/D e interfaz para *encoder* incremental—.

Para la alimentación del MRC, se construyó una fuente variable de CD, cuya tensión

de salida depende de la relación del autotransformador a la entrada. La tarjeta cuenta con un interruptor de encendido, un fusible de protección contra sobrecorriente, y un resistor conectado en paralelo con los capacitores de filtrado para la rápida descarga de estos cuando la fuente se apague.

Se programaron los algoritmos necesarios para la determinación de la secuencia de excitación adecuada para operar la máquina en ambos sentidos, y se diseñó una interfaz gráfica de usuario para monitorear las variables del sistema y manipular fácilmente la realización de las pruebas.

Finalmente, se evaluó el funcionamiento del banco de pruebas bajo un esquema de control en lazo cerrado con retroalimentación de todo el estado. Para ello, se implementó un controlador proporcional-integral de bajo desempeño para regulación de velocidad. Con par de carga cero, el error de velocidad es menor al 5 % de la magnitud de la referencia, en un intervalo de velocidades entre 150 y 1000 rpm.

5.1. Trabajo futuro

Como parte del trabajo futuro, queda pendiente la puesta en marcha del motor de corriente directa que actuará como par de carga del MRC, el acoplamiento mecánico entre ellos, y la posterior implementación y evaluación experimental de los controladores de interés con par de carga distinto de cero.

Con el banco de pruebas en operación, será posible también realizar pruebas que permitan caracterizar al MRC, así como evaluar observadores de estados y otros controladores reportados en la literatura del área.

Bibliografía

[1] Espinosa-Pérez G, Maya-Ortíz P, Velasco-Villa M and Sira-Ramírez H [2000] On the control of switched reluctance motors, Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vol 2, pp 413-418.

[2] Maya Ortíz PR [2001] Control basado en pasividad de motores de reluctancia conmutada, Tesis de maestría, Universidad Nacional Autónoma de México.

[3] Espinosa-Pérez G, Maya-Ortíz P, Velasco-Villa M and Sira-Ramírez H [2004] Passivity-based control of switched reluctance motors with nonlinear magnetic circuits, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol 12, No 3, pp 439-448.

[4] Espinosa-Pérez G, Vázquez-Villanueva C and Velasco-Villa M [2005] A note on the passivity-based control of switched reluctance motors, Proceedings of the 16th IFAC World Congress.

[5] De la Guerra Carrasco AI [2011] Observabilidad de motores de reluctancia conmutada, Tesis de maestría, Universidad Nacional Autónoma de México.

[6] Miller TJE [1993] Switched reluctance motors and their control, Monographs in Electrical and Electronic Engineering, Magna Physics Publishing and Oxford Science Publications, Oxford.

[7] Miller TJE [2001] Electronic control of switched reluctance machines, Newnes Power Engineering Series, Newnes, Oxford.

[8] Krishnan R [2001] Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design and applications, Industrial Electronic Series, CRC Press, Boca Raton.

[9] Colby RS, Mottier FM and Miller TJE [1996] Vibration modes and acoustic noise in a four-phase switched reluctance motor, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 32, No 6, pp 1357-1364.

[10] Pillay P and Cai W [1999] An investigation into vibration in switched reluctance motors, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 5, No 3, pp 589-596.

[11] Perat Benavides JI [2006] Contribución al control de motores de reluctancia autoconmutados, Tesis doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya.

[12] Torrent Burgues M [2002] Aportaciones al diseño y a la caracterización del motor de reluctancia autoconmutado, Tesis doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya.

[13] Nasar SA [1969] DC switched reluctance motor, IEE Proceedings, Vol 116, No 6, pp 1048-1049.

[14] Hendershot JR [1989] Switched reluctance brushless DC motors with low loss magnetics circuits, Motor-Con Proceedings, Long Beach, pp 482-497.

[15] Hendershot JR [1989] Polyphase electronically commutated reluctance motor, US Patent 4,883,999.

[16] Lawrenson PJ, Stephenson JM, Fulton NN, Blenkinsop PT and Corda J [1980] Variable-speed switched reluctance motors, Proceedings IEE, Vol 127, Pt B, No 4, pp 253-265.

[17] Byrne JV, O'Dwyer JB and McMullin MF [1985] A high-performance variable reluctance motor drive: a new brushless servo, Motorcon Proceedings, pp 147-160.

[18] Recharge Power: The history of the electric vehicle en:
http://www.recharge-power.com/About/History

[19] Byrne JV and Lacy JC [1976] Electrodynamic system comprising a variable reluctance machine, U.S. Patent 3956678.

[20] Unnewehr LE and Koch WH [1974] An axial air-gap reluctance motor for variable-speed applications, IEEE Transactions on Power Application Systems, Vol PAS-93, pp 367-376.

[21] Bausch H and Rieke B [1978] Speed and torque control of thyristor-fed reluctance motors, Proceedings of the International Conference on Electric Machines, Pt I, pp 128.1-128.10.

[22] Bausch H and Rieke B [1980] Performance of thyristor-fed electric car reluctance machines, Proceedings of the International Conference on Electric Machines, pp E4/2.1-2.10.

[23] Miller TJE [1985] Converter volt-ampere requirements of the switched reluctance motor drive, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol IA-21, No 5, pp 1136-1144.

[24] Ray WF and Davis RM [1979] Inverter drive for doubly salient reluctance motor: Its fundamental behaviour, linear analysis and cost implications, IEE Proceedings on Electric Power Applications, Pt B, Vol 2, pp 185-193.

[25] Emerson Electric Co. acquires Switched Reluctance Drives Ltd.; gains advanced electric motor technology, PR Newswire Association LLC, July 26 1994.

[26] History of Nidec Corporation en:
http://www.nidec.co.jp/english/corporate/history/history05.html

[27] Fleadh Electronics database of switched reluctance motor patents en:
http://www.fleadh.co.uk/srmbrivit.asp

[28] SR drives applications en:
http://www.srdrives.com/index.shtml

[29] Bartos FJ, 'Forward to the past' with SR technology, Control Engineering, January 11 1999.

[30] Miller TJE [2002] Optimal design of switched reluctance motors, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 49, No 1, pp 15-27.

[31] Andrada P, El motor de reluctancia autoconmutado, Técnica Industrial Especial Electricidad y Electrónica, Octubre 2004.

[32] Babyak RJ, Clean solution – LGE adapts SR technology for vacuum cleaners, Appliance manufacturer, September 2001.

[33] Bush S, Dyson vacuums 104,000rpm brushless DC technology, Electronics Weekly, June 2009.

[34] The Lectra Electric Motorcycle - World Record Holder en:
http://www.electricmotorbike.org/index.php?page=lectra

[35] Vukosavic S and Stefanovic VR [1991] SRM inverter topologies: a comparative evaluation, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 27, No 6, pp. 1034-1047

[36] Barnes M and Pollock C [1998] Power electronic converters for switched reluctance drives, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 13, No 6, pp 1100-1111

[37] Ha K, Lee C, Kim J, Krishnan R and Oh SG [2007] Design and development of low-cost and high-efficiency variable-speed drive system with switched reluctance motor, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 43, No 3, pp 703-713

[38] Zhu Z and Cheung NC [2008] Investigation and comparison on different switching circuit topologies for linear switched reluctance motors, Australasian Universities Power Engineering Conference

[39] De la Guerra Carrasco AI [2009] Maqueta para la evaluación de controles no lineales, Tesis de licenciatura, Universidad Nacional Autónoma de México.

[40] Datos de placa del MRC modelo H55BMBKJ-1841.

[41] Fedigan SJ and Cole CP [1999] A variable-speed sensorless drive system for switched reluctance motors, Application Report, Texas Instruments.

[42] Fenercioglu A and Kurt U [2008] Three dimensional magnetostatic analysis of a 3-phase 12/8 pole 250 W switched reluctance motor used in a washing machine drive, ELECO'2008 Elektrik - Elektronik ve Bilgisayar Mühendisligi i Sempozyumu Ve Fuari.

[43] DS1104 R&D Controller Board features, dSPACE.

[44] HV floating MOS-gate driver IC's, Application Note AN-978, International Rectifier.

[45] Adams J [1998] Bootstrap component selection for control IC's, Design Tip DT 98-2a, International Rectifier. Ver también:
Merello A, Rugginenti A and Grasso M [2004] Using monolithic high voltage gate drivers, Design Tip DT04-4, International Rectifier.

[46] Pallás Areny R [2007] Sensores y acondicionadores de señal, Marcombo Ediciones Técnicas, Alfaomega, México.

[47] Moreno J and Kelly R [2002] On motor velocity control by using only position measurements: two case studies, International Journal of Electrical Engineering Education, Vol 39, No 2, pp 118-127.

[48] Kelly R, Ortega R, Ailon A and Loria A [1994] Global regulation of flexible joint robots using approximate differentiation, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol 39, No 6, pp 1222-1224.

[49] Shah D, Espinosa-Pérez G, Ortega R and Hilairet M [2011] Sensorless speed control of non-salient permanent magnet synchronous motors, Proceedings of the 18th IFAC World Congress, Pt 1, Vol 18, pp 11109-11114.

[50] Ahmed O, Ohyama K, Narumoto Y, Fujii H and Uehara H [2009] Sensorless operation of SRM drives from starting to steady state, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp 1269-1274.

Apéndice A

Código fuente

Encoder

```
function [dz,omega,rev,diente,reset] = ENC(z,posenc,rst)
% ~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~ Desenrolladora ~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~
span = 4194303.75;    % salto entre máximo y mínimo de x
tol = 1e6;            % tolerancia para determinar si hubo salto
persistent k x0       % define k y x0 como variables persistentes
if isempty(k)         % si k es un arreglo vacío
    k = 0;            % inicializa el contador a 0
    x0 = 0;           % inicializa x anterior a 0
end
dif = posenc - x0;    % diferencia = x actual - x anterior
if abs(dif)>tol       % si hubo salto cambia k
    if dif<0          % salto hacia abajo: incrementa k
        k = k+1;
    else              % salto hacia arriba: decrementa k
        k = k-1;
    end
end
x0 = posenc;          % actualiza x anterior para la sig. iteración
th = posenc+(k*span); % salida = entrada + k veces el span
% ~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~ Derivada sucia ~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~
%         lambda*s
% Y(S) = ---------- * U(s)
%        s + lambda
u = th*0.006135923151543;     % Theta[rad] = Theta[líneas de encoder]*2pi/1024
lambda = 50;                  % Ganancia del filtro
dz = (lambda^2)*u - lambda*z; % z punto
y = lambda*u - z;             % y(t) --> du/dt = Omega[rad/s]
```

```
omega = y*9.5492965855137211; % Omega[rpm] = Omega[rad/s]*60/2pi
rot = th*0.0009765625;        % Rotación [%] = Theta [líneas de encoder]*1/1024
rev = fix(rot);               % Revoluciones del motor
% ~~~~~~~~~~~~~ Diente de sierra de posición ~~~~~~~~~~~~~
thg = posenc*0.3515625;  % Theta[°] = Theta [líneas de encoder]*360/1024
diente = mod(thg,360);   % Theta = [0,360]
% ~~~~~~~~~~~~~~~~~ Reset de la posición ~~~~~~~~~~~~~~~~~
if rst == 1
    reset = 1;
else
    reset = 0;
end
```

SentidoGiro

```
function [Th0,ThC] = SG(giro,ThON,ThD)
if giro == 1
    Th0 = ThON;
    ThC = ThON + ThD;
else % if giro == -1
    Th0 = 45 - ThON - ThD;
    ThC = 45 - ThON;
end
```

RegionConduccion

```
function [RCA,RCB,RCC,Th1,Th2,Th3] = RC(color,theta,ThON,ThOFF)
switch color    % Condiciones iniciales según fase alineada
    case 1 % Fase A alineada
        CI = 22.5;
    case 2 % Fase B alineada
        CI = 37.5;
    case 3 % Fase C alineada
        CI = 7.5;
    otherwise
        CI = 0;
end
Th0 = theta + CI; % Posición del rotor (referencia L vs theta fase A)
% Posiciones enrolladas cada 45°
Th1 = mod(Th0,45);
Th2 = mod(Th0-15,45);
```

```
Th3 = mod(Th0+15,45);
% Comparación para determinar qué fase debe excitarse
if Th1 >= ThON && Th1 <= ThOFF
    RCA = 1;
else
    RCA = 0;
end
if Th2 >= ThON && Th2 <= ThOFF
    RCB = 1;
else
    RCB = 0;
end
if Th3 >= ThON && Th3 <= ThOFF
    RCC = 1;
else
    RCC = 0;
end
```

SalidaDAC

```
function [CDA1,CDA2,CDA3,CDA4,CDA5,CDA6] = CDA(RC1,RC2,RC3,s1,s2,pal,pch)
switch s2 % Selector de fase a alinear
    case 1 % Alineación de fase A
        azul = 1;
        rojo = 0;
        verde = 0;
    case 2 % Alineación de fase B
        azul = 0;
        rojo = 1;
        verde = 0;
    case 3 % Alineación de fase C
        azul = 0;
        rojo = 0;
        verde = 1;
    otherwise
        azul = 0;
        rojo = 0;
        verde = 0;
end
switch s1 % Selector de acción
    case 1 % Alineación de una fase
        CDA1 = 0.5*pal*azul;
```

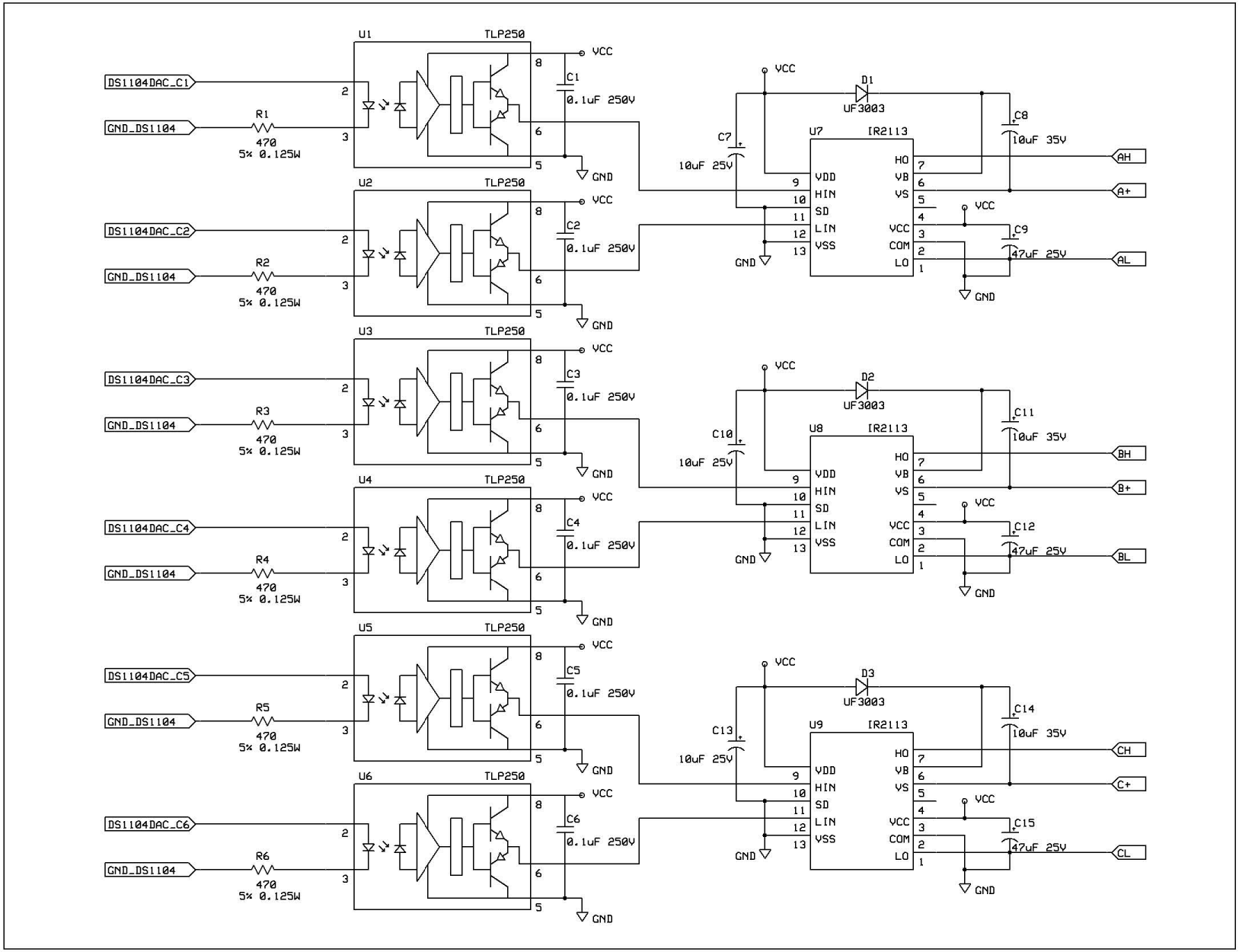
```
        CDA2 = 0.5*pal*azul;
        CDA3 = 0.5*pal*rojo;
        CDA4 = 0.5*pal*rojo;
        CDA5 = 0.5*pal*verde;
        CDA6 = 0.5*pal*verde;
    case 2 % Excitación simultánea de las 3
        CDA1 = 0.5*pal;
        CDA2 = 0.5*pal;
        CDA3 = 0.5*pal;
        CDA4 = 0.5*pal;
        CDA5 = 0.5*pal;
        CDA6 = 0.5*pal;
    case 3 % Excitación en secuencia
% %%%%%% HARD CHOPPING %%%%%%
%         CDA1 = 0.5*RC1*pch;
%         CDA2 = 0.5*RC1*pch;
%         CDA3 = 0.5*RC2*pch;
%         CDA4 = 0.5*RC2*pch;
%         CDA5 = 0.5*RC3*pch;
%         CDA6 = 0.5*RC3*pch;
% %%%%%% SOFT CHOPPING %%%%%%
%         CDA1 = 0.5*RC1*pch;
%         CDA2 = 0.5*RC1;
%         CDA3 = 0.5*RC2*pch;
%         CDA4 = 0.5*RC2;
%         CDA5 = 0.5*RC3*pch;
%         CDA6 = 0.5*RC3;
%%%%%% SINGLE PULSE %%%%%%
        CDA1 = 0.5*RC1;
        CDA2 = 0.5*RC1;
        CDA3 = 0.5*RC2;
        CDA4 = 0.5*RC2;
        CDA5 = 0.5*RC3;
        CDA6 = 0.5*RC3;
    otherwise
        CDA1 = 0;
        CDA2 = 0;
        CDA3 = 0;
        CDA4 = 0;
        CDA5 = 0;
        CDA6 = 0;
end
```

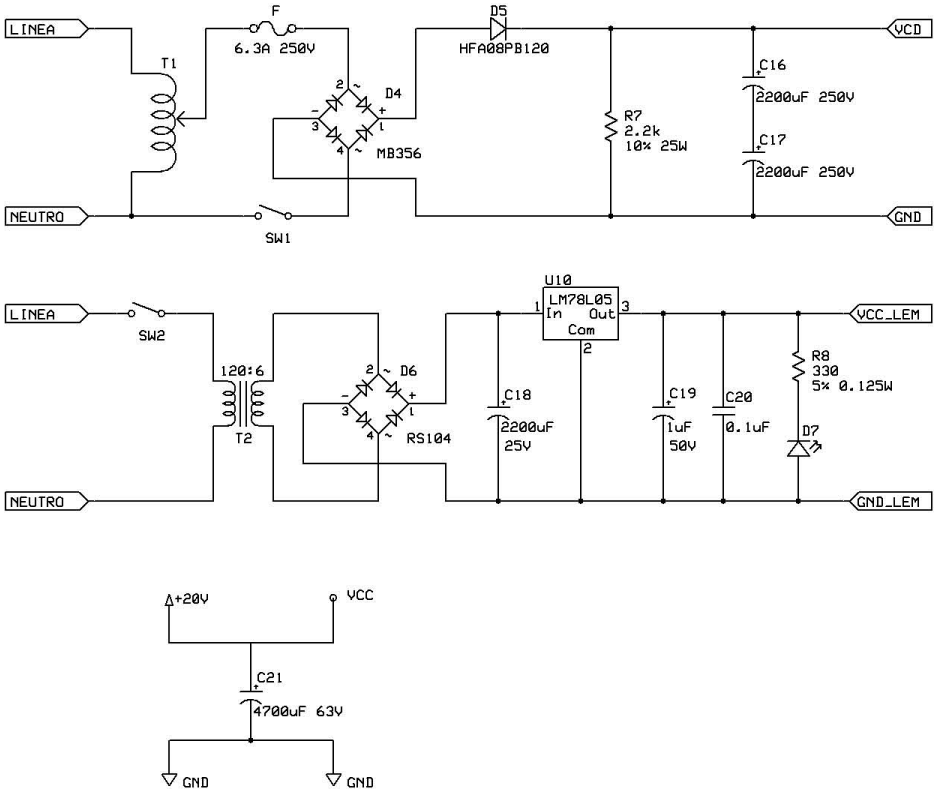
SensoresCorriente

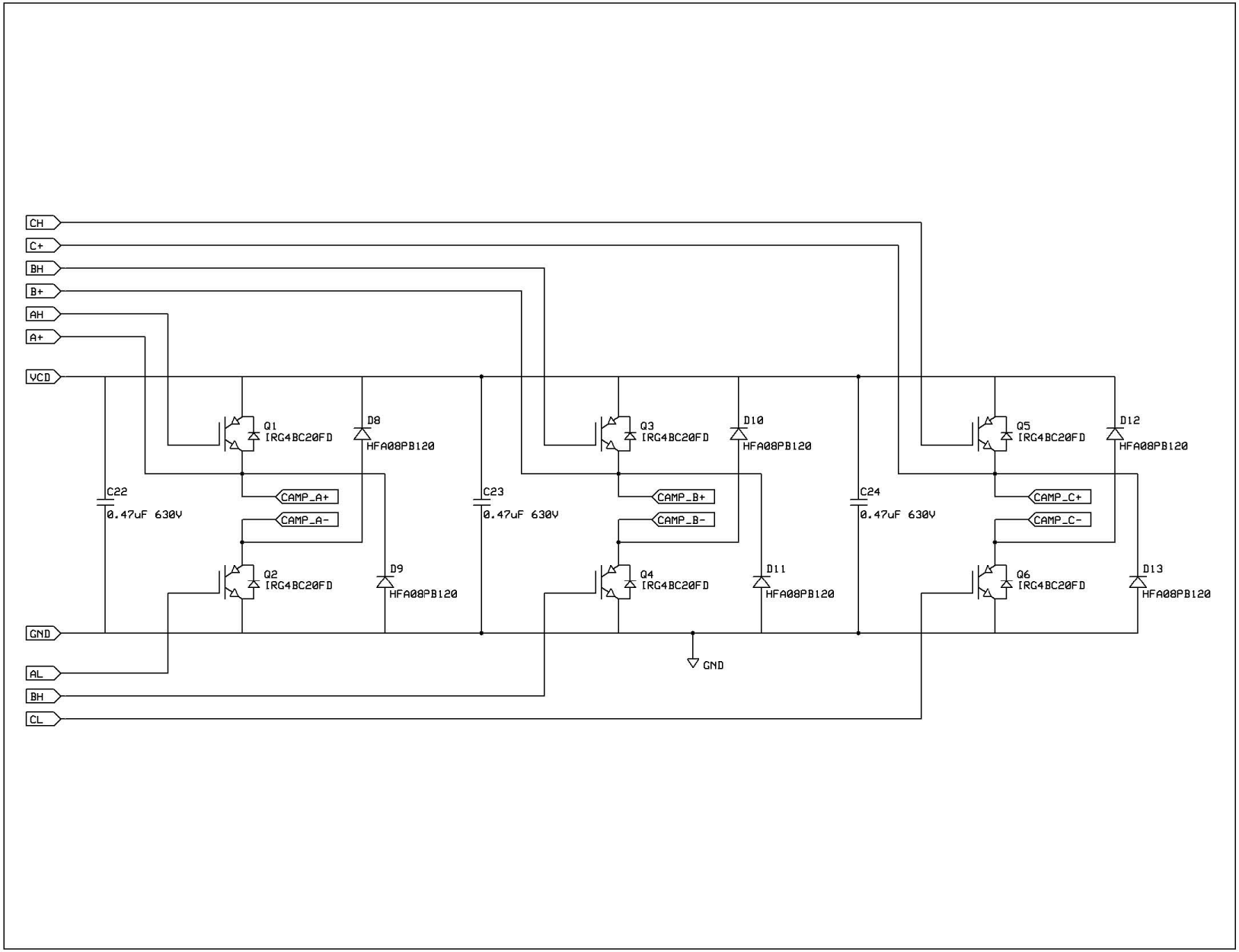
```
function [IA,IB,IC] = LEM(ADC)
IA = (ADC(1)-0.25)*80;
IB = (ADC(2)-0.25)*80;
IC = (ADC(3)-0.25)*80;
```

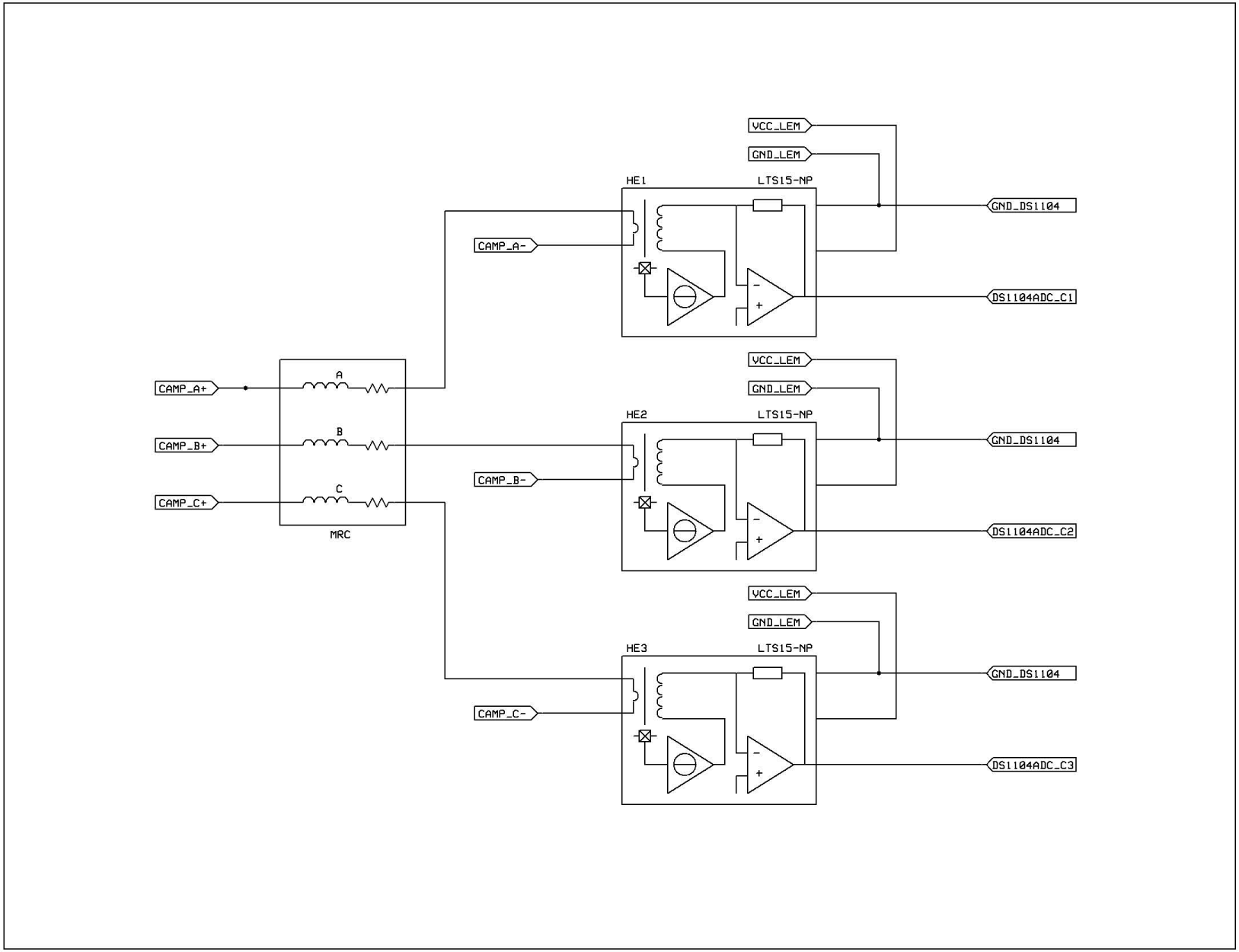
Apéndice B

Esquema electrónico


U1
TLP250
U2
TLP250
U3
TLP250
U4
TLP250
U5
TLP250
U6
TLP250
DS1104DAC_C1
DS1104DAC_C2
DS1104DAC_C3
DS1104DAC_C4
DS1104DAC_C5
DS1104DAC_C6
GND_DS1104
R1
R2
R3
R4
R5
R6
470
5% 0.125W
C1
C2
C3
C4
C5
C6
0.1uF 250V
VCC
GND
D1
D2
D3
UF3003
U7
U8
U9
IR2113
C7
C10
C13
10uF 25V
C8
C11
C14
10uF 35V
C9
C12
C15
47uF 25V
VDD
HIN
SD
LIN
VSS
HO
VB
VS
VCC
COM
LO
AH
A+
AL
BH
B+
BL
CH
C+
CL


LINEA
NEUTRO
T1
F
6.3A 250V
D4
MB356
SW1
D5
HFA08PB120
R7
2.2k
10% 25W
C16
2200uF 250V
C17
2200uF 250V
VCD
GND
LINEA
NEUTRO
SW2
120:6
T2
D6
RS104
C18
2200uF
25V
U10
LM78L05
In
Out
Com
C19
1uF
50V
C20
0.1uF
R8
330
5% 0.125W
D7
VCC_LEM
GND_LEM
+20V
VCC
C21
4700uF 63V
GND
GND


CH
C+
BH
B+
AH
A+
VCD
GND
AL
BH
CL
Q1
IRG4BC20FD
Q2
IRG4BC20FD
Q3
IRG4BC20FD
Q4
IRG4BC20FD
Q5
IRG4BC20FD
Q6
IRG4BC20FD
D8
HFA08PB120
D9
HFA08PB120
D10
HFA08PB120
D11
HFA08PB120
D12
HFA08PB120
D13
HFA08PB120
C22
0.47uF 630V
C23
0.47uF 630V
C24
0.47uF 630V
CAMP_A+
CAMP_A-
CAMP_B+
CAMP_B-
CAMP_C+
CAMP_C-
GND


CAMP_A+
CAMP_B+
CAMP_C+
A
B
C
MRC
CAMP_A-
CAMP_B-
CAMP_C-
HE1
HE2
HE3
LTS15-NP
VCC_LEM
GND_LEM
GND_DS1104
DS1104ADC_C1
DS1104ADC_C2
DS1104ADC_C3