

UACM

Universidad Autónoma
de la Ciudad de México

Nada humano me es ajeno

COLEGIO DE CIENCIA Y TECNOLOGÍA

LICENCIATURA EN INGENIERÍA EN SISTEMAS ELECTRÓNICOS INDUSTRIALES

Diseño, construcción y acondicionamiento de un arreglo experimental para un motor de reluctancia conmutada

TRABAJO RECEPCIONAL

PARA OBTENER EL TÍTULO DE LICENCIADO EN
INGENIERÍA EN SISTEMAS ELECTRÓNICOS INDUSTRIALES

PRESENTA

Alejandro Rosas Rosales

DIRECTOR DEL TRABAJO:

Dr. Cuauhtémoc Guerrero Tejada

Ciudad de México, diciembre de 2016.

SISTEMA BIBLIOTECARIO DE INFORMACIÓN Y DOCUMENTACIÓN



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE LA CIUDAD DE MÉXICO COORDINACIÓN ACADÉMICA

RESTRICCIONES DE USO PARA LAS TESIS DIGITALES

DERECHOS RESERVADOS ©

La presente obra y cada uno de sus elementos está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor; por la Ley de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México, así como lo dispuesto por el Estatuto General Orgánico de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México; del mismo modo por lo establecido en el Acuerdo por el cual se aprueba la Norma mediante la que se Modifican, Adicionan y Derogan Diversas Disposiciones del Estatuto Orgánico de la Universidad de la Ciudad de México, aprobado por el Consejo de Gobierno el 29 de enero de 2002, con el objeto de definir las atribuciones de las diferentes unidades que forman la estructura de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México como organismo público autónomo y lo establecido en el Reglamento de Titulación de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México.

Por lo que el uso de su contenido, así como cada una de las partes que lo integran y que están bajo la tutela de la Ley Federal de Derecho de Autor, obliga a quien haga uso de la presente obra a considerar que solo lo realizará si es para fines educativos, académicos, de investigación o informativos y se compromete a citar esta fuente, así como a su autor ó autores. Por lo tanto, queda prohibida su reproducción total o parcial y cualquier uso diferente a los ya mencionados, los cuales serán reclamados por el titular de los derechos y sancionados conforme a la legislación aplicable.

Diseño, Construcción y Acondicionamiento de un
Arreglo Experimental para un Motor de Reluctancia
Conmutada

Alejandro Rosas Rosales

Diciembre 2016

Agradecimientos

Quiero agradecer en primera instancia a mis padres, Maria de los Angles Rosales Tapia y Alejandro Rosas Garcia, por todo el apoyo y oportunidades que me han brindado a lo largo de mi vida. Gracias por estar conmigo al termino de este proceso y por enseñarme que con mucho esfuerzo y perseverancia uno puede lograr lo que se propone.

Los quiero y los amo mucho.

A mi hermana, Marlene Rosas Rosales, que ha tenido que aguantar mi mal genio desde pequeños y sin embargo me ha otorgado su apoyo incondicional en todo momento. Gracias por toda tu paciencia y cariño. Te quiero mucho hermana.

A mi tutor, el Dr. Cuauhtemoc Guerrero Tejada, por sus consejos siempre tan oportunos y sus conocimientos brindados sin reservas. Gracias por siempre apoyarme en todo lo que necesite a lo largo de este trabajo y darme la oportunidad de llevar a buen termino este proceso.

A mis amigos y compañeros de clases, aquellos que hicieron más feliz y sencillo el transcurso de la carrera, en especial a mi grandes amigos Eder Sergio, Don Mario, Michielle (la chica cuentista), Karlita M, Karina Limon, Irsael y Rafita los cuales son las personas que siempre estuvieron conmigo y que jamas olvidaré.

A mis amigos del laboratorio de sistemas potencia Valente, Ricardo, Veronica y Carlos por los buenos momentos que me han hecho pasar y por el apoyo brindado.

Agradecimientos

Finalmente le agradezco a la Universidad Autónoma de la Ciudad de México (UACM) por haber forjado mis estudios en la licenciatura de Ingeniería en Sistemas Electrónicos Industriales en el plantel San Lorenzo Tezonco y por el apoyo otorgado para la impresión y empastado de esta tesis de nombre "Diseño, Construcción y Acondicionamiento de un Arreglo Experimental para un Motor de Reluctancia Conmutada" por medio del convenio que se me otorgo por parte de la institución.

Resumen

El trabajo de investigación que se muestra en este escrito consiste en el diseño y acondicionamiento de un arreglo experimental mejor conocido como banco de pruebas, para poner en funcionamiento a un motor de reluctancia conmutada (SRM).

Debido a que el SRM por sus características no puede ser operado desde un bus de alimentación trifásico o monofásico como otro tipo de motores convencionales, es necesario elaborar una electrónica específica capaz de poner en funcionamiento a esta máquina eléctrica. Este arreglo experimental consta de cuatro etapas, las cuales en conjunto logran proporcionar las señales de control y monitorización necesarias para un correcto accionamiento eléctrico de motor de reluctancia conmutada. Las partes que conforman a este arreglo experimental son: bus de alimentación, etapa de conmutación y aislamiento de señales, acondicionamiento de señales de corriente y acondicionamiento de señales de posición.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Antecedentes	1
1.2. Motivación	3
1.3. Planteamiento del Problema y Objetivo	3
1.4. Organización del trabajo	5
2. Motor de Reluctancia Conmutada	7
2.1. Características generales	7
2.2. Ventajas e inconvenientes	8
2.3. Estructura y Principios de Operación	9
2.4. Modelo matemático	11
2.4.1. Relación entre la inductancia de fase y la posición del rotor . . .	12
2.4.2. Análisis del circuito equivalente	15
2.4.3. Producción de par de fuerza y principios de conversión de energía	16
3. Acondicionamiento del bus de corriente directa, sensores de corriente y sensores de posición.	21
3.1. Obtención del bus de corriente directa.	22
3.1.1. Rectificación	23
3.1.2. Filtrado	26
3.1.3. Regulación	29

3.2. Acondicionamiento de señales de corriente	34
3.2.1. Efecto Magneto Resistivo y Medición de corriente con magneto resistencia	35
3.2.2. Acondicionamiento de señales de corrientes	36
3.3. Acondicionamiento de señales del sensor de posición	39
4. Diseño de la Fuente de Alimentación del Motor de Reluctancia Con- mutada	45
4.1. Etapa de conmutación	46
4.2. Etapa de aislamiento y acondicionamiento de las señales conmutadas .	48
4.2.1. Detección de desaturación o protección contra cortos circuitos .	52
4.2.2. Selección de los interruptores controlados de potencia	55
4.2.3. Red Snnuber	61
5. Arreglo experimental	67
5.1. Topología para el SRM	69
5.2. Resultados en tiempo real del Arreglo Experimental	70
6. Conclusiones	75

Índice de figuras

1.1. Esquema general del arreglo experimental (banco de pruebas) para el SRM	4
2.1. Tipico motor de reluctancia conmutada, adaptación de [Corporation, 23 de Noviembre de 2015]	10
2.2. Estructuras comunes en un motor de reluctancia conmutada. Figura adaptada de [Albalat and Vidal, 2012]	10
2.3. Principio de conmutación entre fases. Figura adaptada de [del Rocío Agudo Pérez, 2012]	11
2.4. Posiciones del rotor. Figura adaptada de [del Rocío Agudo Pérez, 2012]	12
2.5. Variación de la inductancia de fase respecto a la posición del rotor para una corriente constante. Figura adaptada de [del Rocío Agudo Pérez, 2015]	13
2.6. Definición de arcos polares y dirección de flujos, adaptación de [De Doncker et al., 2010]	13
2.7. Motor de reluctancia conmutada de una fase, adaptación de [De Doncker et al., 2010]	15
2.8. Circuito equivalente de una fase del motor de reluctancia conmutada [Herrera et al., 2011]	16
2.9. Energía almacenada en el campo magnético (W_{mag}), adaptación de [Albalat and Vidal, 2012]	18
2.10. Representación de la co-energía del campo magnético (W'_{mag}), adaptación de [Albalat and Vidal, 2012]	19
2.11. Curvas de magnetización para el caso lineal, adaptación de [Albalat and Vidal, 2012]	20
3.1. Diagrama de bloques de el bus de corriente directa	22

3.2. Voltajes generados desfasados 120°	23
3.3. Secuencia de fases abc o secuencia positiva. Figura adaptada de [Alexander et al., 2006]	24
3.4. Rectificador trifásico de media onda	25
3.5. Formas de onda del los voltajes de fase	25
3.6. Formas de onda en el rectificador trifásico de media onda	26
3.7. Intersección de las formas de onda de los voltajes de fase	27
3.8. Forma de onda de la carga y descarga del capacitor	28
3.9. Diagrama de Bloques del Regulador Realimentado, adaptación de [Huiracán, 2012]	29
3.10. Regulador Realimentado	30
3.11. Esquema completo del bus de corriente directa	34
3.12. Diagrama interno del sensor de corriente. Figura adaptada de [F.W.Bell, 2003]	35
3.13. Circuito integrado del sensor de corriente. Figura adaptada de [F.W.Bell, 2003]	36
3.14. Relación del voltaje de salida respecto a la corriente de entrada en el sensor NT-25	37
3.15. Configuración de amplificación tipo no inversora.	37
3.16. Esquema general del acondicionamiento de las señales de corriente	38
3.17. Señales de corriente en los devanados del estator	39
3.18. Discos ranurados con optointerruptores para un SRM 6/4. Figura adaptada de [Molina, 2007]	40
3.19. Configuración interna de Sensor Hall de salida digital. Figura adaptada de [helechoá Méndez Amador, 2005]	41
3.20. Acondicionamiento de la señal de posición del sensor. Figura adaptada de [helechoá Méndez Amador, 2005]	42
3.21. Señales digitales obtenidas de los sensores de posición	42
3.22. Señales de los optointerruptores [Molina, 2007]	43
4.1. Diagrama de bloques general de la fuente de alimentación del SRM	45

4.2.	Diagrama de bloques de acondicionamiento de señales	47
4.3.	Configuración de las señales de conmutación en Simulink	48
4.4.	Esquema general de la fuente de alimentación para una fase del SRM	48
4.5.	Esquema de la fuente de alimentación externa que proporciona 5V y 15V	49
4.6.	Configuración tipo emisor común para la negación de la señal de entrada	50
4.7.	Configuración <i>clipping</i> para la protección de aumentos repentinos de voltaje de compuerta. Figura adaptada de [ElectronicsTutorials, 13 de Agosto del 2013]	51
4.8.	Diagrama de bloques que conforman los C.I del modulo de conmutación. Figura adaptada de [POWEREX, 2012].	52
4.9.	Detector de desaturación proporcionado por el C.I VLA503-01. Figura adaptada de [POWEREX, 2012].	53
4.10.	Diagrama de funcionamiento individual del VLA503-01. Figura adaptada de [POWEREX, 2012].	54
4.11.	Rangos de dispositivos electrónicos de potencia más utilizados. Figura adaptada de [Mohan et al., 2009]	56
4.12.	Respuesta obtenida por el IGBT ante un voltaje de alimentación de 30V	58
4.13.	Respuesta obtenida en el encendido del IGBT	59
4.14.	Respuesta obtenida en voltaje y corriente en el apagado del IGBT	60
4.15.	Respuesta obtenida en voltaje y corriente en el apagado del IGBT	60
4.16.	Señal de sobrevoltaje	62
4.17.	Snnuber de apagado.Figura adaptada de [Mohan et al., 2009]	62
4.18.	Tiempo de caída de corriente en el apagado	63
4.19.	Señal de voltaje y corriente con amortiguamiento	65
4.20.	Gráficas de voltaje, corriente y potencia en el resistor de la red snnuber.	65
5.1.	Convertidor puente asimétrico. Figura adaptada de [Herrera et al., 2011]	68
5.2.	Estructura del convertidor Miller o compartido. Figura adaptada de [Blanqué Molina et al., 2007]	68
5.3.	Estructura del convertidor Unipolar. Figura adaptada de [Blanqué Molina et al., 2007]	69

5.4. Arreglo experimental del SRM	70
5.5. Señales de conmutación proporcionadas directamente de dSpace hacia cada uno de los devanados de estator	71
5.6. Señales de conmutación	72
5.7. Señales de conmutación (acercamiento)	72
5.8. Comparación de las señales de corriente de fase versus señales de con- mutacion	73
5.9. Comparación de las señales de corriente de fase versus señales de posicion	73

Capítulo 1

Introducción

El motor de reluctancia conmutada es una de las máquinas eléctricas que más proyección tiene en la actualidad para aplicaciones en muchos ámbitos. El término reluctancia conmutada para este tipo de motor (Switched Reluctance Motor o SRM por sus siglas en inglés) puede llevar a la idea de que en su funcionamiento cambia la reluctancia de este. En realidad, la reluctancia magnética de la máquina depende del ángulo del rotor y el término conmutado mas bien se refiere a la conmutación electrónica de las fases del motor, por medio de un convertidor electrónico de potencia [De Doncker et al., 2010].

1.1. Antecedentes

Los primeros diseños de motores de reluctancia se deben a Robert Davidson que en 1838 construyó un motor que se movía por la acción de electroimanes distribuidos a lo largo de una circunferencia. La producción de par de fuerza basado puramente en la variación de la reluctancia magnética está bien establecida y la primera patente de este enfoque apareció en 1839 [De Doncker et al., 2010]. Por otro lado, W.H Taylor obtuvo dicha patente para el motor de reluctancia en los Estados Unidos y posteriormente, el 2 de mayo de 1840 se le concedió una patente en Inglaterra, por esta misma máquina eléctrica. Este primer motor era compuesto de una rueda de madera en donde se montaron 6 piezas de hierro dulce. Igualmente, espaciadas alrededor de la periferia. La rueda giraba libremente en un marco en el que se montaron 4 electroimanes, los cuales se conectaron a una batería a través de un dispositivo de conmutación mecánico, de tal manera que la excitación de un electroimán haría atraer la pieza más cercana de hierro dulce, haciendo girar la rueda para obtener un par de fuerza relativamente uniforme y al energizar el electroimán siguiente, se conseguiría una excitación de forma secuencial.

Sin embargo, a pesar de que esta máquina eléctrica tiene uno de los conceptos mas antiguos conocidos y beneficios comerciales con respecto a otras máquinas eléctricas, no ha sido capaz de mantener su posición jerárquica en comparación con las máquinas de corriente directa (DC por sus siglas en inglés) y corriente alterna (AC por sus siglas en inglés), esto debido a que en la época en la que fue creada no había dispositivos de conmutación electrónica para este motor.

Poco después, la denominación de Switched Reluctance Motor(SRM) o bien motor de

reluctancia conmutada en español, fue utilizada por S.A. Nasar en un artículo del año de 1969 en donde propuso un SRM para aplicaciones en que varía la velocidad. Nasar se refiere al motor de reluctancia conmutada, como un motor de corriente continua (DC) muy parecido a un motor de corriente directa sin escobillas (Brushless Direct Current, BLDC por sus siglas en inglés).

El auge de los motores de corriente directa y las complicaciones para poder conmutar entre las fases del SRM, dejaron a este motor olvidado; sin embargo, más de 140 años después de estos primeros experimentos, llegaron los interruptores electrónicos de potencia adecuados, que significaron que el conmutador mecánico del motor de reluctancia pudiera ser sustituido por solo un circuito electrónico.

El trabajo de investigación moderno comenzó a principios del año de 1980 por Lawrenson y un conjunto de colaboradores de la universidad de Leeds en el Reino Unido. Lawrenson aprovechó los avances en los materiales magnéticos y los avances en el diseño de máquinas eléctricas para crear y posicionar el motor de reluctancia conmutada dentro del mercado. A diferencia de los motores de inducción o de corriente continua el motor de reluctancia conmutada no puede ser encendido directamente con una fuente de AC o CC, una cierta cantidad de sistemas electrónicos de conmutación y de potencia debe estar presente, i.e, la máquina de reluctancia conmutada propuesta por Lawrenson en su trabajo, fue precisamente el proponer la electrónica necesaria para conmutar entre fases de manera electrónica, con lo que se asentaron las bases de construcción para los dispositivos de conmutación del motor de reluctancia conmutada en la actualidad [De Doncker et al., 2010].

Desde entonces, a pesar de que el motor de reluctancia conmutada tiene ciertas ventajas sobre las otras máquinas eléctricas, el número de unidades manufacturadas es pequeño a comparación de otras. Sin embargo, la capacidad de operar a velocidades muy altas lo ha incursionando en diferentes ámbitos y aplicaciones en la industria, por ejemplo:

- En la industria de tratamiento de los textiles. En esta área el SRM puede ser manipulado a velocidades de hasta 100000 rpm
- En la industria aeroespacial. En donde esta máquina eléctrica puede proporcionar hasta 150KW, en arranque de turbinas de aviones.
- En el ámbito de aire acondicionado. Donde el SRM se ha utilizado en compresores de la compañía *CompAir* y en el equipo de aire acondicionado del tren alemán de alta velocidad *ICE 3*.

Además, gracias a su bajo costo en la construcción, esta máquina eléctrica también ha incurrido en electrodomesticos, como lo son, lavadoras, máquinas amasadoras, aspiradoras con rangos de potencia desde 0.5KW hasta 2 KW, puertas y vehículos eléctricos de las firmas *Volvo* y *Fiat* [Corporation, 23 de Noviembre de 2015].

Por lo tanto, podemos decir que las aplicaciones que tienen más futuro en el uso de motores de reluctancia conmutada son aquellos donde se trabaje en ambientes hostiles

y sectores que requieran motores que trabajen a altas velocidades con menor uso de energía [De Doncker et al., 2010].

1.2. Motivación

En la actualidad, los motores de reluctancia conmutada se emplean en aplicaciones de baja, media y alta potencia. Sin embargo, el uso de este tipo de máquinas tiene poca cobertura en cuanto a técnicas de implementación del funcionamiento de este motor, aunque se puede observar que hay una gran variedad de aplicaciones específicas con este, la mayoría de las aplicaciones exitosas de la máquina de reluctancia conmutada, hasta esta fecha son de tipo convencionales.

Existen ciertos tipos de motores denominados clásicos, estos motores entran en una clasificación realizada y explicada por [Miller, 1989]; las máquinas eléctricas que entran esta clasificación son, motores de DC de embobinado de campo, síncronos y de inducción, los cuales tienen como característica principal ser arrancados para su funcionamiento sin controladores electrónicos y directamente desde su respectiva alimentación (trifásica o de corriente directa). De estos motores denominados clásicos se deriva otra clasificación, en donde se sustituyen los devanados de campo con imanes permanentes, resultando los motores de D.C de imán permanente y el motor de reluctancia híbrido de imán permanente, sin embargo, aun con esta sustitución este tipo de motores puede ser puesto en funcionamiento de igual manera desde su respectiva alimentación, por lo que, este tipo de máquinas eléctricas se han popularizado en la industria por su facilidad de arranque.

Por el contrario, los motores no clásicos, tal como, el motor brushless y el motor de reluctancia conmutada deben de tener forzosamente una electrónica específica para poder ser arrancado; por esta característica, el motor de reluctancia conmutada no ha tenido mucha aplicación, limitándose a mercados especializados por la complejidad y costo de desarrollar esta electrónica; por esta razón, la motivación de trabajar con este tipo de máquina eléctrica es que, a comparación de los motores denominados clásicos, se requiere de distintos sistemas electrónicos específicos para poder utilizarlo, y es debido a esta característica, que los conocimientos adquiridos y desarrollados al cursar la carrera de la Licenciatura en Ingeniería en Sistemas Electrónicos Industriales en la UACM se pueden utilizar y aplicar en la implementación y desarrollo de un arreglo experimental (banco de pruebas) con el cual, se puedan implementar esquemas de control o estimación de parámetros al SRM.

1.3. Planteamiento del Problema y Objetivo

En el laboratorio de sistemas de potencia de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México, plantel San Lorenzo Tezonco, se requiere poner en funcionamiento y operar de manera adecuada un motor de reluctancia conmutada, esto involucra una electrónica

específica capaz de proporcionar los elementos y etapas que requiere esta maquina eléctrica, para lograr esto se se dispone de:

- Un Motor de Reluctancia Conmutada (SRM) de 25 HP, 3 fases, modelo FB10, tipo SR de la compañía Nidec Motor Corporation.
- Sensores de corriente de diseño magneto-resistivo de la marca F.W. BELL.
- Decodificador óptico acoplado a la flecha del motor.
- Disponibilidad de una alimentación trifásica con neutro y conexión física de tierra.
- Disponibilidad de un osciloscopio con un ancho de banda de 500 MHz, con una punta de corriente y puntas de voltaje diferencial de la marca Tektronix.
- Disponibilidad de una tarjeta controladora dSpace 1103.

Con todo lo anterior, el objetivo del presente trabajo fue el diseño, construcción y acondicionamiento de un arreglo experimental (banco de pruebas) para un motor de reluctancia conmutada, con toda la instrumentación requerida para poder realizar o implementar algún esquema de control o de identificación de parámetros.

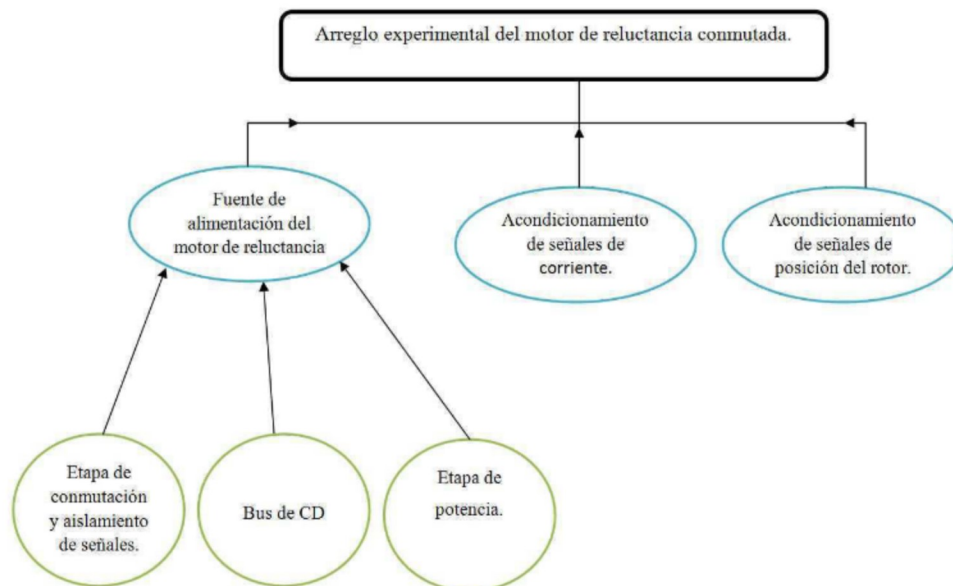


Figura 1.1: Esquema general del arreglo experimental (banco de pruebas) para el SRM

Este arreglo experimental esta constituido por una fuente de alimentación, la cual consta de una etapa aislamiento y conmutación de señales, además de una etapa de potencia y un bus de corriente directa(CD); también lo conforman una etapa de acondicionamiento de señales de corriente así como de un acondicionamiento de señales de posición del rotor. Todo lo anterior se puede observar en el diagrama de la figura 1.1 .

Para lograr este objetivo es importante mencionar que el trabajo se desarrolló de tal manera que se realizaron pruebas de correcto funcionamiento de todas las etapas implementadas de todos los sistemas electrónicos desarrollados, antes de realizar cualquier prueba de funcionamiento, y con ello descartar fallas por un mal desempeño de electrónica implementada. Lo anterior permitió realizar un mejor análisis de desempeño del motor de reluctancia a ciertas características específicas de diseño.

1.4. Organización del trabajo

La estructura que conlleva el escrito consta de cinco capítulos. En el capítulo 2 se comienza con el estudio del funcionamiento general del motor de reluctancia conmutada, abarcando las características constructivas que tiene esta máquina eléctrica, que la diferencian de otros motores. Además, se abarcaron los conceptos básicos de operación, las configuraciones comunes que presenta, ventajas y desventajas principales y por último se planteo el modelo matemático lineal para una sola fase del SRM.

En el capítulo 3, se aborda el acondicionamiento de algunas de las partes electrónicas que conforman el arreglo experimental, las cuales no dependen de otras para su funcionamiento, iniciando por el acondicionamiento y metodología de diseño para un bus de corriente directa, que proporciona la alimentación tanto en voltaje como en corriente para cada una de las bobinas del estator que conforman a esta máquina eléctrica. Además, se muestra el diseño y acondicionamiento de las señales de corriente de cada una de las fases del motor y por último se muestra el acondicionamiento de los sensores de efecto hall de salida digital que tiene el rotor del SRM.

En el capítulo 4 se presentan las partes electrónicas restantes que conforman el arreglo experimental, las cuales si dependen de otras para su funcionamiento, iniciando por el acondicionamiento del modulo de conmutación, que es el encargado de aislar las señales de control de las de potencia y proporcionar la conmutación correcta con voltaje y corriente necesarios a las bobinas del estator.

En el capítulo 5 se muestra las diferentes topologías que existen para la manipulación del SRM. Además, se presentan los criterios que se deben considerar para la elección de los interruptores controlados y por ultimo se presentan los resultados que se obtienen al poner en funcionamiento al arreglo experimental completo, mostrando las señales obtenidas en todo este trabajo para que en un futuro sean manipuladas para el control o estimación de parámetros.

En el capítulo 6 se muestran las conclusiones y recomendaciones del trabajo mostrado y por ultimo, se presenta la bibliografía.

Capítulo 2

Motor de Reluctancia Conmutada

En los últimos años, diversas ramas de la industria han incorporado motores de reluctancia conmutada a sus productos y tecnologías, debido a su estructura simple, ausente de imanes permanentes o devanados en el rotor y su capacidad para producir gran par de fuerza a bajas velocidades, esta máquina eléctrica se ha popularizado en este sector. Sin embargo, las máquinas de reluctancia conmutada tienen una gran limitante, la cual es su comportamiento altamente no lineal debido a que el par de fuerza generado es una función no lineal de las corrientes de estator y de la posición del rotor.

Lo anterior ha dado pie al desarrollo de diferentes diseños en cuanto a la construcción y diseño de diferentes topologías de interruptores electrónicos de potencia, por lo que conocer sus características generales, ventajas e inconvenientes, principios de operación y modelo general del motor dio las bases para la construcción del arreglo experimental que presenta las características necesarias para poder fácilmente poner en funcionamiento el motor.

2.1. Características generales

Las máquinas de reluctancia conmutada son tal vez las máquinas eléctricas más simples. Constan de un estator con devanados de excitación y un rotor magnético. No se requieren conductores en el rotor porque el par de fuerza es generado por su tendencia a alinearse con la onda de flujo producida por el estator, de modo que se incrementa al máximo los enlaces de flujo que genera una corriente dada aplicada a éste. La producción de par de fuerza de esta máquina eléctrica está dada por el hecho de que las inductancias en el devanado del estator son funciones de la posición angular del rotor.

Aunque el concepto de máquinas de reluctancia conmutada existe desde hace mucho tiempo, en los 80's fue cuando estas máquinas comenzaron a utilizarse más en aplicaciones de ingeniería. Esto se debe en gran parte al hecho de que aunque son de construcción simple, resultan un tanto complicadas para controlar. Por ejemplo, se debe conocer la posición del rotor para energizar de manera apropiada los devanados de fase y producir par. La extensa disponibilidad y el bajo costo de la microelectrónica y la electrónica de potencia han hecho que, en una amplia variedad de aplicaciones,

las máquinas de reluctancia conmutada se vuelvan competitivas con otras tecnologías de motores. Con la excitación en secuencia de las fases de una máquina de reluctancia conmutada, el rotor girará a pasos o de manera gradual, rotando a través de un ángulo específico por fase [Fitzgerald et al., 2003].

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. Los lineales pueden ser de campo longitudinal o transversal. De acuerdo a la estructura de la máquina, los SRM pueden clasificarse como de saliencia¹ doble si tanto el estator como el rotor tienen polos salientes, o como de saliencia simple si solo 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 [Krishnan, 2001].

2.2. Ventajas e inconvenientes

La simplicidad geométrica de los SRM 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 construcción son más bajos en comparación los de otros motores. Debido a la independencia física, magnética y eléctrica de cada una de las fases, se tiene una mejora en cuanto a confiabilidad en el funcionamiento; esto implica que si una de las fases no es ta energizada, esto no impide que el motor siga operando [Miller, 2001].

También el SRM por su construcción en lo general tiende a tener carcasas más pequeñas que otro tipos de motores de la misma potencia, y al tener devanados solo en el estator, la mayoría de las perdidas se concentran en éste, lo que facilita el enfriamiento y permite su operación en condiciones adversas. Otra característica importante es que por poseer una estructura simple, pueden ser diseñados con un gran número de polos, produciendo así un gran par de fuerza a velocidades bajas. Otra de sus ventajas es su alto rendimiento; y además, presenta la ventaja de poder escoger entre sus diversas topologías de interruptores de estado solido, donde se pueden reducir considerablemente dependiendo el tipo de aplicación.

La simplicidad geométrica del SRM también se convierte en una desventaja, ya que la estructura de polos doblemente salientes, que tiene esta máquina eléctrica para producir par de fuerza, produce características magnéticas altamente no lineales, provocando vibraciones en el estator, lo que complica el análisis y accionamiento de este tipo de motores.

Otra desventaja se debe al rizo en las formas de onda del par de fuerza, debido al ruido acústico generado por la máquina debido al efecto del viento, en gran parte de la literatura se menciona que este tipo de problema se debe al diseño de esta máquina, sin

¹Por su traducción de el inglés Saliency

embargo, estos efectos en mayor o menor medida son males también de otros motores [Colby et al., 1996].

Asimismo, para lograr un control efectivo, la operación de esta máquina eléctrica exige una sincronización adecuada de la excitación de las fases con la posición del rotor. Para ello usualmente se utilizan senores de posición que, además de elevar el costo del sistema incrementan la complejidad de implementación de algún controlador.

2.3. Estructura y Principios de Operación

La reluctancia de un material ferromagnético es la resistencia que éste presenta al paso del flujo magnético cuando es influenciado por un campo magnético. Por lo tanto, una máquina de reluctancia es aquella en la que el par electromagnético se produce cuando la parte móvil de dicha máquina (rotor) tiende a alinearse con el devanado de estator de tal forma que se maximiza la inductancia de este, esto quiere decir que cuando un material magnético es libre de moverse en un campo magnético, este material se alinea con dicho campo para minimizar la reluctancia Miller [2001].

El motor de reluctancia conmutada es, en lo que respecta a la construcción, una de las máquinas eléctricas más simples. El rotor tiene una estructura de polos salientes sin devanados o imanes permanentes, el cual es compuesto por un grupo de láminas de hierro de alta permeabilidad que forman un eje o una flecha. Asimismo, el estator de polos salientes es también una estructura formada por láminas de hierro, con la diferencia de que éste tiene devanados de fase, cada una de las cuales se compone de pares de bobinas enrolladas alrededor de polos diametralmente opuestos y conectados de tal forma que sus flujos sean aditivos, ya sea en serie o en paralelo, lo que contribuye a producir un par de fuerza de salida alto [Thet, 2008]. Un típico motor de reluctancia conmutada es mostrado en la Figura 2.1, en donde el rotor se puede observar en la parte izquierda de dicha figura y el estator dentro de la carcasa que conforma el SRM (parte derecha de la Figura).

Al igual que el motor de corriente continua sin escobillas, los SMRs no se pueden operar directamente desde una fuente de corriente continua o una línea de CA, sino que siempre deben ser alimentados de manera secuencial mediante el uso de un conmutador eléctrico.

Como se mencionó anteriormente, el número de polos del estator es mayor que los polos del rotor para evitar la posibilidad de que el rotor esté en un estado donde no puede producir el par de fuerza inicial. Esto ocurre cuando todos los polos del rotor están alineados con los polos del estator, dicho lo anterior, como el número de polos tanto en el rotor como en el estator debe ser diferente i.e.

$$N_s > N_r$$

Esto conlleva a diversas estructuras del SRM según el número de polos, tanto en el estator (N_s) como en el rotor (N_r). Debido a que los devanados del estator se interconectan por pares, esto define la cantidad de número de fases (m) de la máquina. De



Figura 2.1: Tipico motor de reluctancia conmutada, adaptación de [Corporation, 23 de Noviembre de 2015]

acuerdo a la relación de número de polos de estator entre número de polos del rotor

$$\frac{N_s}{N_r}$$

las configuraciones más habituales para este tipo de máquina eléctrica son 6/4 (6 polos estatoricos y 4 polos rotoricos), 12/8, 8/6, 16/12 y 10/8. Las primeras dos configuraciones de la Figura 2.2 a) y b) son utilizadas con acondicionamientos trifásicos debido a que $m = 3$, mientras que las configuraciones 8/6 (en la Figura 2.2 c) se puede observar) y 16/12 tienen que el número de fases es $m = 4$ por lo que su configuración es tetrafásico. La última configuración, la 10/8, tiene un número de fases de 5 y es por eso que su acondicionamiento es pentafásico.

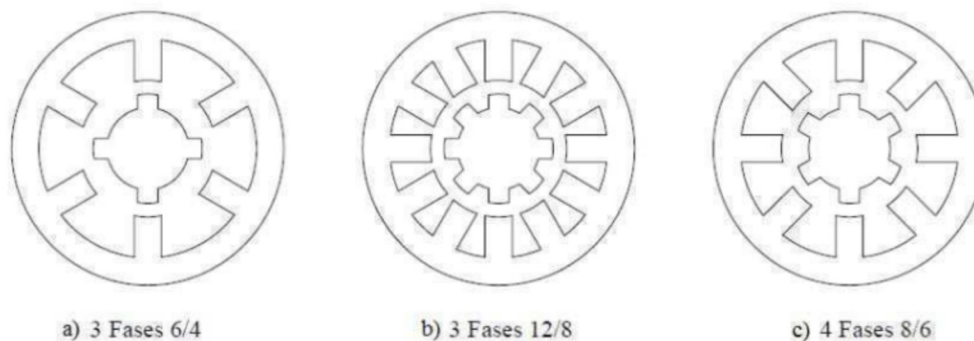


Figura 2.2: Estructuras comunes en un motor de reluctancia conmutada. Figura adaptada de [Albalat and Vidal, 2012]

En este caso se considera el motor de reluctancia conmutada de 6 polos estatoricos y 4 polos rotatorios por lo que se tienen 3 fases, i.e., $N_s = 6$, $N_r = 4$ y $m = 3$. En la Figura 2.3 se puede observar un corte de sección transversal del SRM 6/4, donde se visualiza que el ángulo entre polos de los devanados de estator es de 60° (obtenidos como $360^\circ/N_s$), y el ángulo entre polos del rotor es de 90° (obtenidos como $360^\circ/N_r$).

La generación y posterior conmutación del campo magnético se realiza en los devanados del estator. Si se alimenta una de las fases con un voltaje, se produce un campo magnético que alinea los polos del estator de esa fase con los polos del rotor más cercanos a ella con el fin de minimizar la reluctancia.

Observando la Figura 2.3, en un inicio esta energizada la fase A por lo que el rotor está alineado con esta. Posteriormente se desenergiza la fase A y un tiempo después se energiza la fase B trayendo como consecuencia que el rotor se mueva 30° hacia la derecha para alinearse con esta. A continuación se desenergiza la fase B y un tiempo después se energiza la fase C y el rotor gira 30° más hacia la derecha, con lo que se ha desplazado 60° desde su posición original. Se reinicia el ciclo energizando la fase A nuevamente desplazando 30° más, teniendo un total de 90° para completar un ciclo, por lo tanto, se requiere energizar tres fases en secuencia para poder lograr mover el rotor 90° .

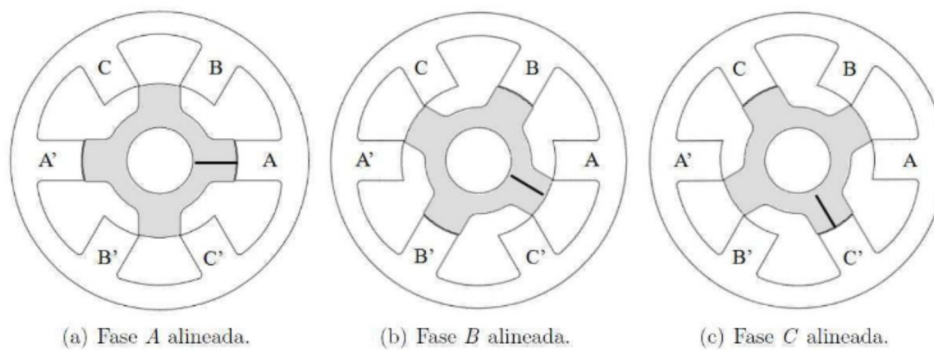


Figura 2.3: Principio de conmutación entre fases. Figura adaptada de [del Rocío Agudo Pérez, 2012]

Se puede observar que una excitación secuencial de las fases en sentido antihorario ABC, resultará en una rotación del rotor en sentido horario. Si se desea cambiar el giro del motor el sentido de la excitación de las fases debe de ser cambiado a un sentido horario ACB, teniendo así un giro hacia el lado contrario.

Para completar una revolución (giro completo), se necesita alimentar las bobinas 12 veces en cualquiera de los dos sentidos, es decir, $2N_s$ o $360^\circ/\varepsilon$, donde el ángulo de paso (ε) está definido de la siguiente manera $\varepsilon = 360^\circ/mN_r$, y la frecuencia de conmutación por fase, f_s viene dada por la expresión $f_s = N \cdot N_r/60$, donde N es la velocidad en revoluciones por minuto a la que se quiere el motor, obteniendo f_s en Hz .

2.4. Modelo matemático

Para obtener el modelado del motor de reluctancia conmutada, es necesario conocer el comportamiento de la inductancia de fase de la máquina, debido a que la producción de par de fuerza en el motor depende de este perfil.

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

Las características que presenta el par de fuerza en los motores de reluctancia conmutada, dependen de la relación que existe entre los acoplamientos de flujo y la posición del rotor como una función de la corriente [Krishnan, 2001]. Por lo tanto, para un comportamiento deseado de par de fuerza, se tiene que recurrir a un perfil de inductancia, debido a que esta es función de la posición del rotor y de la corriente del estator.

Considerando el SRM 6/4 de tres fases y asumiendo que el motor gira en sentido antihorario con secuencia ABC, se observa en la Figura 2.4 cuatro posiciones diferentes del rotor. Teniendo en cuenta sólo la fase A el perfil idealizado de la inductancia se muestra en la Figura 2.5 en donde se pueden observar que las inductancias más significativas en la teoría del SRM son la inductancia desalineada no saturada L_u y la inductancia alineada no saturada L_α .

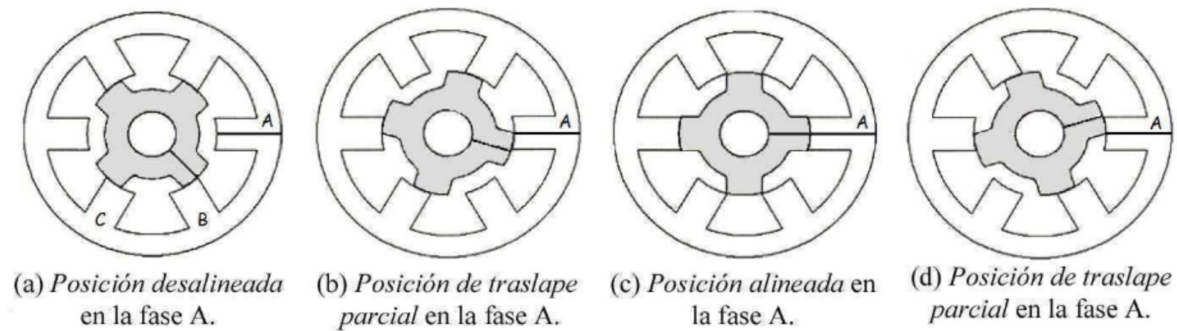


Figura 2.4: Posiciones del rotor. Figura adaptada de [del Rocío Agudo Pérez, 2012]

La Figura 2.5 muestra las variaciones de la inductancia de la fase A del motor de reluctancia conmutada respecto a la de la posición del rotor para una corriente constante como se expuso en la Figura 2.4.

Los cambios significativos en el perfil de inductancia están determinados por el arco polar del estator β_s , el arco polar del rotor β_r y el número de polos en el rotor, como se muestra en la Figura 2.6.

Para la mayoría de los SRM, generalmente el arco polar del rotor es mayor que el arco polar del estator, i.e., $\beta_s > \beta_r$. Por lo tanto, el perfil es idealizado en el sentido de que no se considera saturación ni efectos marginales, condiciones bajo las cuales puede describirse como una función lineal a tramos, en la que se distinguen cuatro regiones de inductancia [Krishnan, 2001]. Las cuatro regiones de las distintas inductancias son ²:

1. $\theta_5 - \theta_1$: Figura 2.4 (a). En esta region no existe un traslape entre los polos de estator y rotor, y la inductancia de fase es minima y constante(inductancia

²La información mostrada de los puntos 1 al 4 son indicadas en [Krishnan, 2001]

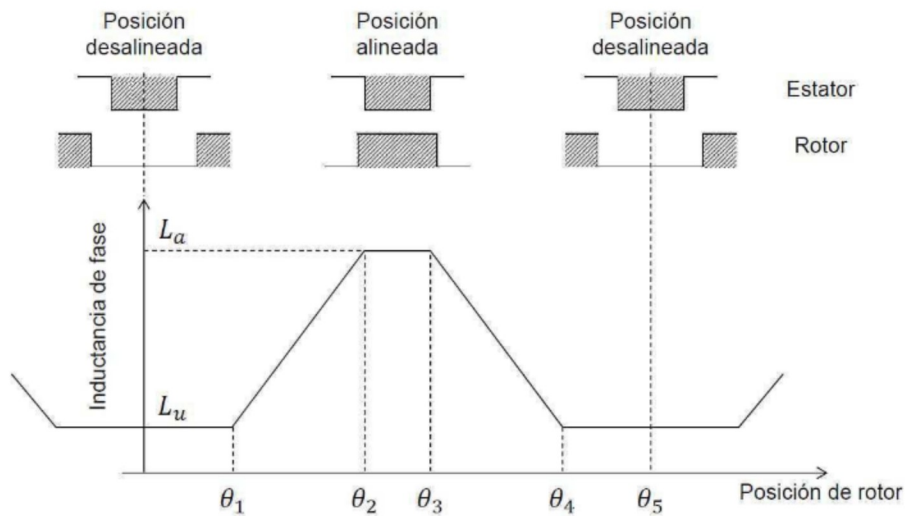


Figura 2.5: Variación de la inductancia de fase respecto a la posición del rotor para una corriente constante. Figura adaptada de [del Rocío Agudo Pérez, 2015]

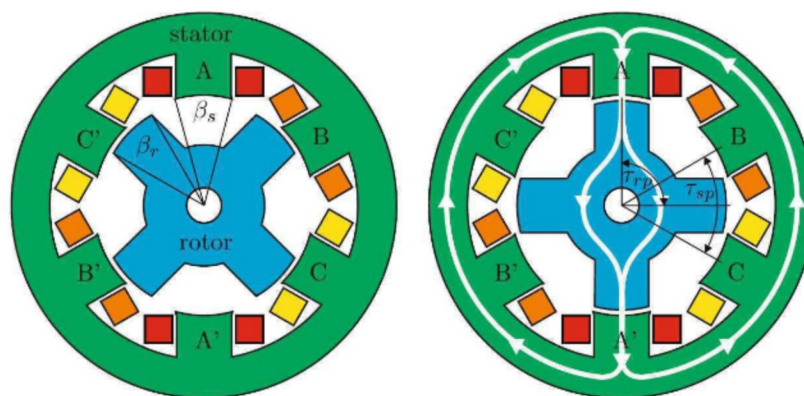


Figura 2.6: Definición de arcos polares y dirección de flujos, adaptación de [De Doncker et al., 2010]

desalineada no saturada L_u). Como resultado del gran entehierro entre estator y rotor, la trayectoria del flujo está predominantemente formada por aire, y la reluctancia magnética es máxima. Esta región no contribuye a la generación de par.

2. $\theta_1 - \theta_2$: Figura 2.4 (b). En esta región hay un incremento en el área de traslape de los polos y la inductancia adquiere una pendiente positiva. Al existir un traslape parcial de los polos, la trayectoria de flujo es principalmente a través de los laminados del estator y el rotor, y la inductancia aumenta conforme se incrementa la posición del rotor. Esta región contribuye a la producción de par fuerza y termina cuando completa el traslape de los polos.
3. $\theta_2 - \theta_3$: Figura 2.4 (c) En esta parte los polos de estator se traslapan completamente con los del rotor, y la inductancia de fase es máxima y constante (inductancia alineada no saturada L_α). Durante este intervalo, el movimiento del rotor no altera el traslape completo de los polos, por lo tanto no cambia la trayectoria dominante del flujo. Como resultado del prqueño entrehierro entre estator y rotor, la reluctancia magnética de la trayectoria de fujo es mínima. Esta región no contribuye a la generación de par, y su punto medio corresponde a la posición alineada, definida como aquella en la que el eje polar del rotor esta alineado con los polos del estator de la fase en cuestión como se ve en la figura 2.6.
4. $\theta_3 - \theta_4$: Figura 2.4 (d) Aquí hay un decremento en el área del traslape de los polos y la inductancia adquiere una pendiente negativa. Similar a la region $\theta_1 - \theta_2$, en esta existe un traslape parcial de los polos, con la diferencia que la inductancia disminuye conforme se incrementa la posición del rotor. Esta región contribuye a la producción de par de fuerza y termina cuando se acaba el traslape de los polos.

Tomando en cuenta que β_s es el arco polar del estator, β_r es el arco polar del rotor y N_r el numero de polos en el rotor, se generan los diferentes ángulos, los cuales están dados por [Krishnan, 2001]:

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

En una máquina eléctrica real no es posible alcanzar el perfil ideal de inductancias de la figura 2.5 debido a la saturación. A medida que aumenta la corriente, la inductancia alineada disminuye (de hecho, a niveles altos de corriente, la inductancia alineada es menos que la no alineada), y la saturación causa que el perfil se curve de manera cóncava en la parte superior, aspectos que por lo regular no son contemplados en lo modelos analíticos.

2.4.2. Análisis del circuito equivalente

En la literatura encontramos gran variedad de formas y ecuaciones que representan matemáticamente el SRM, todas ellas son no lineales, por lo tanto, para obtener el modelo lineal se debe de partir de un principio básico de funcionamiento. Este principio, se puede analizar con base en una máquina de una sola fase como se muestra en la figura 2.7.

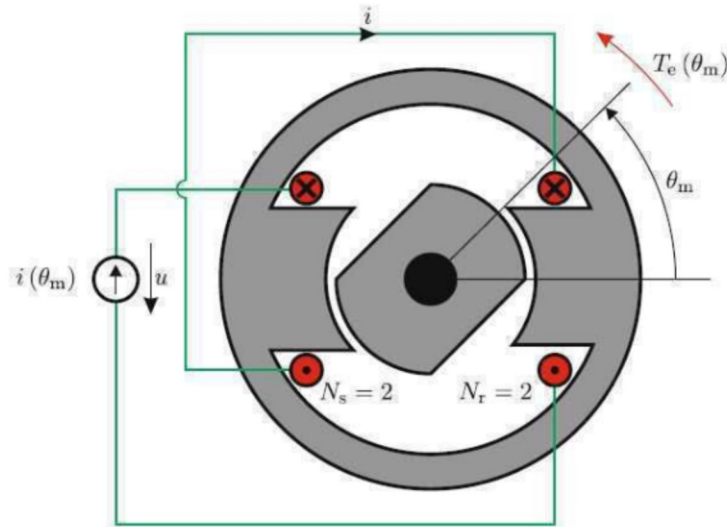


Figura 2.7: Motor de reluctancia conmutada de una fase, adaptación de [De Doncker et al., 2010]

Inicialmente, se examina el modelo de la máquina de reluctancia conmutada de una sola fase para determinar los flujos de energía que están presentes entre la fuente de alimentación, la energía magnética en el entrehierro y la energía suministrada al eje, además de los principios de producción de par de fuerza.

Un modelo de una sola fase es representativo por que incluso en un motor multifase el acoplamiento mutuo entre fases eléctricas se puede despreciar, considerando que el motor no tiene devanados eléctricos en el rotor, los enlaces de flujo de una fase solo dependen de la inductancia de fase y de la corriente, esta consideración simplifica el modelo del SRM, a diferencia del motor de inducción, donde los enlaces de flujo por fase dependen de la inductancia propia del devanado y de las inductancias mutuas que se generan por la presencia de los campos magnéticos de las otras fases, en consecuencia, el desarrollo de modelos genéricos para esta máquina de una sola fase son directamente aplicables para multi fases [De Doncker et al., 2010].

En la figura 2.8 se muestra el circuito equivalente de una sola fase, donde el V_a representa el voltaje de la fuente de alimentación, i_a la corriente que circula por la fase, r_a la resistencia del devanado, L_a la inductancia propia del devanado (donde se asumen que no hay flujos dispersos) y e_a el voltaje generado en la fase.

Por ley de voltajes de Kirchhoff, se cumple la siguiente expresión para una fase del

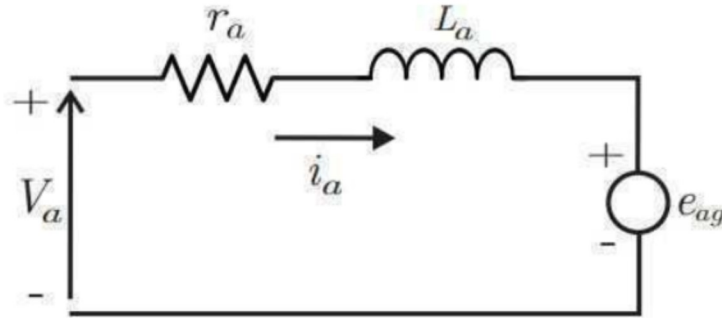


Figura 2.8: Circuito equivalente de una fase del motor de reluctancia conmutada [Herrera et al., 2011]

SRM:

$$-V_a + r_a i_a + \frac{d}{dt} \Psi(i_a, \Theta_a) = 0 \quad (2.2)$$

Donde $\Psi = L_a(\Theta, i)i$ representa los enlaces de flujo, los cuales dependen de corriente y posición del rotor, por lo tanto, la ecuación 2.2 se puede expresar como la suma de dos derivadas parciales como se muestra en la siguiente expresión:

$$V_a = r_a i_a + \frac{d}{dt} L_a(i_a, \Theta_a) i \quad (2.3a)$$

$$V_a = r_a i_a + \frac{\partial}{\partial i_a} L_a(i_a, \Theta_a) \frac{d}{dt} i + \frac{\partial}{\partial \Theta_a} L_a(\Theta, i) \frac{d}{dt} \Theta_a \quad (2.3b)$$

En la ecuación 2.3b, los tres términos del lado derecho representan la caída de voltaje resistivo, inductivo y fuerza electromotriz o voltaje generado e_a , donde $w = \frac{d}{dt} \Theta_a$ es la velocidad angular del rotor por radianes por segundo, por lo tanto, se obtiene la siguiente ecuación simplificada:

$$V_a = r_a i_a + L_a(i_a, \Theta_a) \frac{d}{dt} i_a + i_a w \frac{\partial}{\partial \Theta_a} L_a(i_a, \Theta_a) \quad (2.4)$$

2.4.3. Producción de par de fuerza y principios de conversión de energía

El motor de reluctancia conmutada tiene como característica la simplicidad de la estructura de polos doblemente salientes, la cual, puede dar la impresión de que esta naturaleza de producción de par y los principios de la conversión de la energía son igualmente simples. Inicialmente, el modelo de la máquina de una sola fase se examina para determinar los flujos de energía que están presentes entre la fuente de alimentación, la energía magnética en el entrehierro y la energía suministrada al eje. En este proceso, pérdidas en el hierro y pérdidas en el cobre inevitablemente afectarán al rendimiento global de la máquina, pero no afectan significativamente a los principios de la conversión de par de fuerza y de la energía. Por lo tanto, estos son ignorados en

este análisis. En estas circunstancias, se reduce la ecuación 2.2 de la siguiente forma [De Doncker et al., 2010]:

$$V_{fase} = \frac{d}{dt} \Psi(i, \Theta) \quad (2.5)$$

Considerando lo anterior, un punto de partida adecuado para el análisis de par de fuerza de un SRM es la ecuación de balance de energía, la cual establece que la energía eléctrica de entrada dW_{elec} debe ser igual a la suma de la energía magnética en el entrehierro dW_{mag} y la energía vinculada al eje (energía mecánica) dW_{mec} . En consecuencia la ecuación de balance de energía (en forma diferencial) es la siguiente [De Doncker et al., 2010]:

$$dW_{elec} = dW_{mag} + dW_{mec} \quad (2.6)$$

La energía eléctrica de entrada dW_{elec} puede ser expresada como se muestra en la ecuación 2.7a, donde $V_{fase}(t)$ es definida por la consideración hecha en la ecuación 2.5

$$dW_{elec} = i(t) \cdot V_{fase}(t) \quad (2.7a)$$

$$dW_{elec} = i(t) \cdot d\Psi \quad (2.7b)$$

La energía mecánica dW_{mec} es:

$$dW_{mec} = T \cdot d\Theta \quad (2.8)$$

A partir de las ecuaciones 2.7b y 2.8 se obtiene la variación que existe en la energía magnética, que se expresa en la siguiente ecuación:

$$dW_{mag} = i(t) \cdot d\Psi - T \cdot d\Theta \quad (2.9)$$

En la ecuación 2.9 podemos observar que la energía magnética depende de la posición Θ y del flujo Ψ , siendo:

$$dW_{mag} = W_{mag}(\Theta, \Psi) \quad (2.10)$$

Por lo tanto, diferenciado parcialmente la ecuación 2.10, se tiene:

$$dW_{mag} = \left. \frac{\partial W_{mag}(\Theta, \Psi)}{\partial \Theta} \right|_{\Psi=cte} \cdot d\Theta + \left. \frac{\partial W_{mag}(\Theta, \Psi)}{\partial \Psi} \right|_{\Theta=cte} \cdot d\Psi \quad (2.11)$$

Identificando los términos de la ecuación 2.11 y 2.9, se tiene:

$$T = - \left. \frac{\partial W_{mag}(\Theta, \Psi)}{\partial \Theta} \right|_{\Psi=cte} \quad (2.12a)$$

$$i = \left. \frac{\partial W_{mag}(\Theta, \Psi)}{\partial \Psi} \right|_{\Theta=cte} \quad (2.12b)$$

Expresando la ecuación 2.12b en forma integral se tiene:

$$W_{mag}(\Theta, \Psi) \Big|_{\Theta=cte} = \int_0^{\Psi} i \cdot d\Psi \quad (2.13)$$

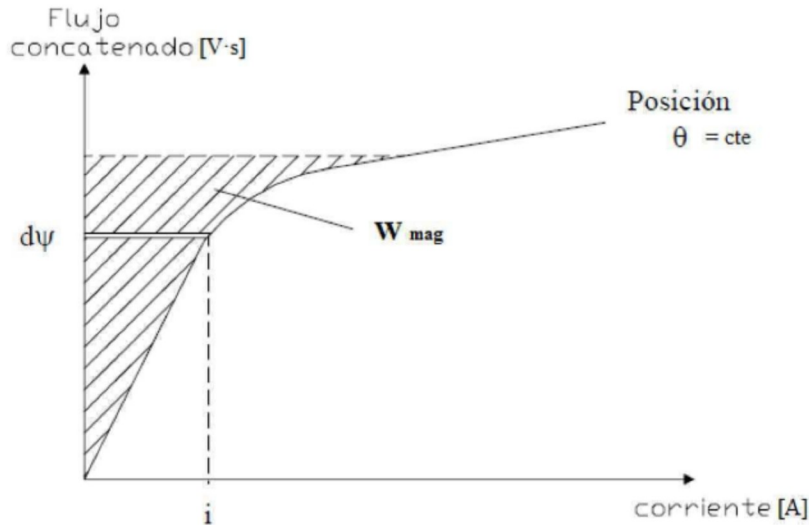


Figura 2.9: Energía almacenada en el campo magnético (W_{mag}), adaptación de [Albalat and Vidal, 2012]

La representación de la ecuación 2.13 se muestra en la Figura 2.9, donde se observa que la energía magnética almacenada, es el área comprendida entre la curva de magnetización para una posición determinada ($\Theta = cte$) y (Ψ).

Se define la coenergía como el área complementaria representada en la figura 2.10, donde las fuerzas se obtiene directamente como una función de la corriente. La elección de la energía o de la coenergía como función es solo una cuestión de conveniencia, ya que ambas nos llevan al mismo resultado, por lo tanto, para el SRM se utilizara la coenergía debido a que se define como una función de i y Θ de manera que es obtenida como:

$$W'_{mag} = \Psi \cdot i - W_{mag} \quad (2.14)$$

Derivando la ecuación 2.14 se tiene:

$$dW'_{mag} = \Psi \cdot di + i \cdot d\Psi - dW_{mag} \quad (2.15)$$

Sustituyendo la ecuación 2.9 en la ecuación 2.15 tenemos:

$$dW'_{mag} = \Psi \cdot di + T \cdot d\Theta \quad (2.16)$$

De la misma forma que la energía, la co-energía es una variable que depende de la posición Θ y la corriente i , siendo su expresion diferencial:

$$dW'_{mag} = \left. \frac{\partial W'_{mag}(\Theta, i)}{\partial \Theta} \right|_{i=cte} \cdot d\Theta + \left. \frac{\partial W'_{mag}(\Theta, i)}{\partial i} \right|_{\Theta=cte} \cdot di \quad (2.17)$$

Igualando las ecuaciones 2.16 y 2.17 se tiene:

$$T = \left. \frac{\partial W'_{mag}(\Theta, i)}{\partial \Theta} \right|_{i=cte} \quad (2.18a)$$

$$\Psi = \left. \frac{\partial W'_{mag}(\Theta, i)}{\partial i} \right|_{\Theta=cte} \quad (2.18b)$$

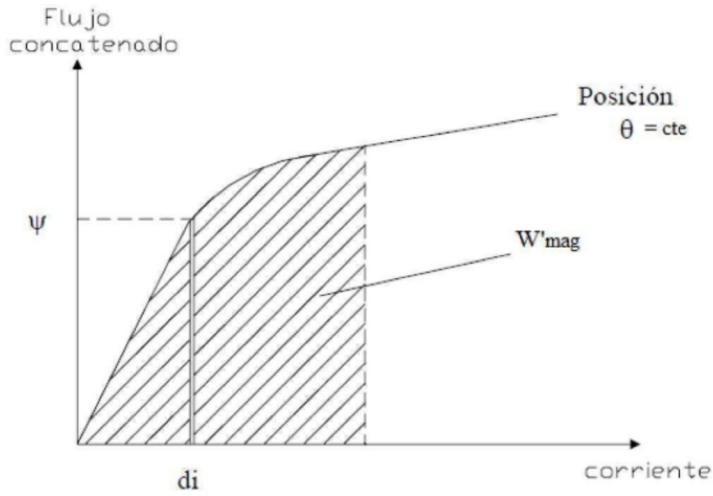


Figura 2.10: Representación de la co-energía del campo magnético (W'_{mag}), adaptación de [Albalat and Vidal, 2012]

El par electromagnético desarrollado por fase del SRM se obtiene a partir de la ecuación 2.18a, mediante :

$$T_{fase} = \left. \frac{\partial W'_{mag}(\Theta, i)}{\partial \Theta} \right|_{i=cte} \quad (2.19)$$

Expresando la ecuación 2.18b de forma integral se obtiene la co-energía de una fase para determinada posición.

$$W'_{mag}(\Theta, i)|_{\Theta=cte} = \int_0^i \Psi(\Theta, i) \cdot di \quad (2.20)$$

En el caso de que no haya saturación, la energía magnética y la co-energía son iguales, y solo dependen de la posición como se muestra en la Figura 2.11 y se representa en la ecuación 2.21:

$$\Psi(\Theta) = L(\Theta) \cdot i \quad (2.21)$$

Con lo anterior se sustituyen la ecuación 2.21 en la ecuación 2.20 para poder expresar la co-energía para un caso lineal de la siguiente manera:

$$W'_{mag}(\Theta, i)|_{\Theta=cte} = \int_0^i L(\Theta) \cdot i \cdot di = \frac{1}{2} L(\Theta) \cdot i^2 \quad (2.22)$$

Por lo tanto, como solo hay una fase excitada y el flujo magnético esta concatenado a la espira de la fase excitada, se considera despreciable el acoplamiento magnético, por lo que el par de fuerza electromagnético se obtiene como la suma de todos los pares de fuerza:

$$T_{total} = \sum_{i=1}^m T_{fase i} \quad (2.23)$$

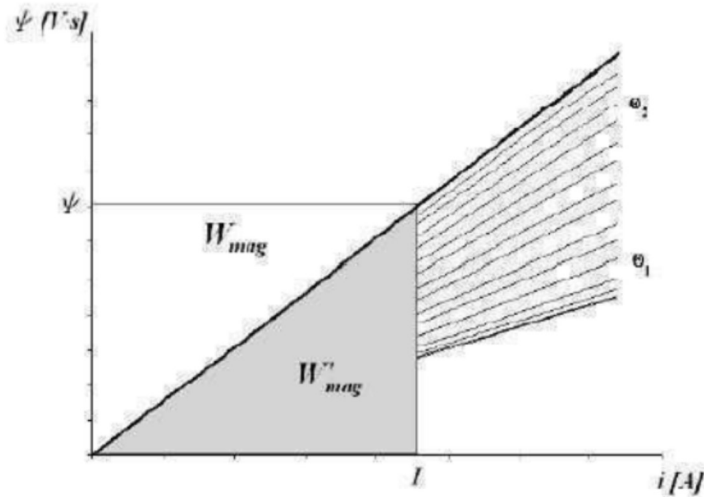


Figura 2.11: Curvas de magnetización para el caso lineal, adaptación de [Albalat and Vidal, 2012]

Entonces, el par de fuerza electromagnético lineal para una fase es:

$$T_a = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial}{\partial \Theta} L(\Theta) \quad (2.24)$$

Se observa de la ecuación 2.24 que la corriente de fase aparece en forma cuadrática, lo que implica que su polaridad no puede influir en la dirección en la cual se produce el par de fuerza. Sin embargo, es posible producir par negativo por una excitación de fase en el intervalo de la disminución de la inductancia.

Por lo tanto, el modelo matemático del motor de reluctancia conmutada puede ser expresado por la ecuación (2.4) por la parte eléctrica y para la parte mecánica por :

$$J \frac{dw}{dt} = T_a(\Theta, i) - (bw + T_L) \quad (2.25)$$

donde J es el momento de inercia, b es la fricción viscosa, $T_a(\Theta, i)$ es dada por la ecuación (2.24) y T_L el par de carga.

Capítulo 3

Acondicionamiento del bus de corriente directa, sensores de corriente y sensores de posición.

Para el desarrollo del banco de pruebas, el motor de reluctancia conmutada sobre el que se trabajó, fue de la compañía *Nidec Motor Corporation* con los siguientes datos de placa mostrados en el cuadro 3.1

Datos de Placa	
Medida	Valor
Voltaje	400V
Corriente	35A
HP	25
RPM	2800
Fases	3
Tipo	SR

Cuadro 3.1: Tabla de ancho fijo.

Para lograr que este motor en particular este en funcionamiento, se necesitó desarrollar un maqueta (Banco de pruebas) que contenga los sistemas y componentes electrónicos necesarios para accionar a esta máquina eléctrica de una forma adecuada.

Como se mencionó en en capítulo anterior, el motor de reluctancia conmutada no cuenta con bobinas en el rotor; sin embargo, si tiene devanados en el estator, los cuales están enrollados al rededor de los polos y conectados entre si, de tal manera que cuando se alimente uno de estos devanados se genera un campo magnético de cierta intensidad dependiendo la corriente que se le suministre a la bobina.

Teniendo lo anterior en cuenta se desarrollaron mediciones de resistencia para estos embobinados, dando como resultado una valor dde resistencia de cada devanado de $.36 \Omega$ el cual es un valor muy pequeño, este valor implica que al proporcionar un voltaje

alto a la bobina del estator, este consumirá una corriente mayor al valor nominal de placa; por lo tanto, se limitó esta corriente introduciendo en serie a la bobina un resistor con un valor de resistencia de $10\ \Omega$ a $2500\ \text{whatts}$, con este valor se garantizo que a un voltaje de $150\ \text{V}$ se consumieron $15\ \text{A}$, teniendo a esta máquina eléctrica a la mitad de sus valores nominales de placa.

Con los datos obtenidos anteriormente se dio paso al desarrollo y diseño de un bus¹ de corriente continua trifásico de medio puente, que a través de un filtraje y un arreglo de transistores de potencia, proporcione $150\ \text{V}$ y $15\ \text{A}$ a cada bobina del estator.

Una vez que se logro la alimentación general del motor, se acondicionó una etapa de sensado para poder medir y observar el comportamiento de las corrientes que circulan a través de cada uno de los devanados del estator, esta medición se realizo con sensores de corriente de efecto magneto resistivo, de la marca *F. W. Bell* con rango de intensidad de hasta $150\ \text{A}$ pico y $25\ \text{A}$ continuos.

Así mismo, la operación de esta máquina eléctrica exige una sincronización adecuada de la excitación de las fases con la posición del rotor para una correcto arranque. Por lo tanto, para lograr esta sincronización se utilizaron y acondicionaron sensores de efecto hall de salida digital, los cuales están incluidos en la flecha del rotor de esta máquina eléctrica. Estas señales obtenidas de dichos sensores nos garantizaran la correcta localización de los polos del rotor con el estator.

3.1. Obtención del bus de corriente directa.

Para otorgar la alimentación general que requiere el motor de reluctancia conmutada se construyó un bus corriente directa de $150\ \text{V}$ a $15\ \text{A}$ para los tres devanados del SRM. Este bus de alimentación es el que proporciona voltaje y corriente continua a las bobinas del estator del motor y así poder producir un campo magnético por fase, de una intensidad proporcional a la corriente suministrada a cada devanado del estator. El bus de corriente directa que se diseñó esta compuesto por tres etapas, tal y como se puede observar en la Figura 3.1:



Figura 3.1: Diagrama de bloques de el bus de corriente directa

En la figura 3.1 anterior se aprecia el diagrama de bloques con cada una de las etapas que conforman el bus de corriente directa diseñado para esta máquina eléctrica, las

¹Esta palabra es de origen inglés que traducida al español se puede utilizar como barra, pero se prefiere utilizar la palabra original ya que así es como se utiliza y conoce en la literatura

cuales se explicaran a detalle a continuación.

3.1.1. Rectificación

En primera instancia se puede observar en la Figura 3.1 existe un voltaje trifásico que ingresa a un circuito rectificador trifásico de media onda, este convierte la señal de corriente alterna en una señal de corriente continua.

La operación de el circuito que proporciona la rectificación es bastante simple, sin embargo para entender mejor su funcionamiento se observaron las formas de onda de las señales de entrada de manera real reflejadas en una carga resistiva. Cada uno de los tres voltajes de fase obtenidos, en forma experimental en osciloscopio, se muestran en la Figura 3.2, en donde se aprecia que la señal de color azul corresponde al voltaje de fase V_{an} , la señal de color violeta corresponde al voltaje de fase V_{bn} y por último la señal de color azul celeste corresponde al voltaje de fase V_{cn} .

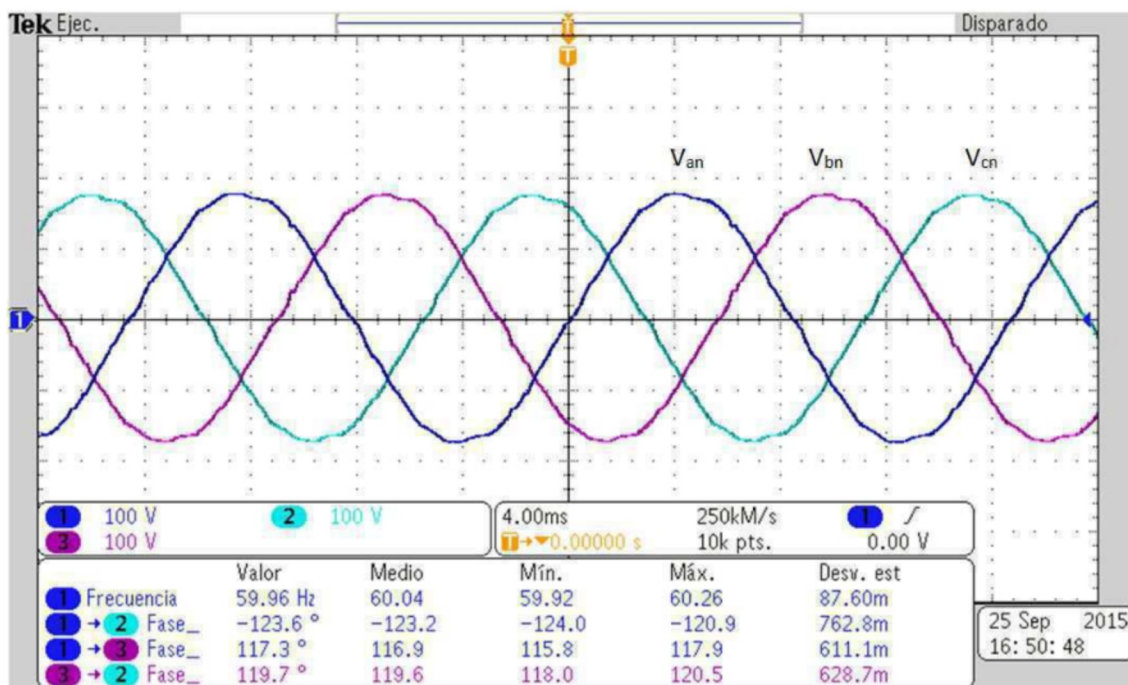


Figura 3.2: Voltajes generados desfasados 120°

Además los, voltajes de Fase mostrados en la Figura 3.2 se aprecia que están desfasados aproximadamente 120° entre si, debido a que los voltajes de fase no son totalmente balanceados en una medición real.

Por otro lado, los voltajes de fase que se observan en esta medición están en una secuencia abc o secuencia positiva, como se muestra en el diagrama fasorial de la Figura 3.3, en donde se aprecia que V_{an} se adelanta a V_{bn} , la que a su vez se adelanta a V_{cn} , esto se produce cuando el rotor del generador de energía que abastece las líneas

de alimentación gira en dirección contra horaria, esta secuencia de fases es el orden en que los voltajes pasan por sus respectivos valores máximos [Alexander et al., 2006].

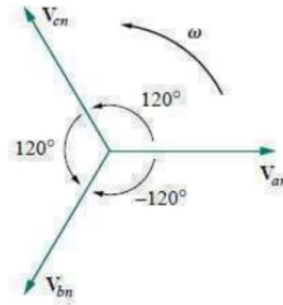


Figura 3.3: Secuencia de fases abc o secuencia positiva. Figura adaptada de [Alexander et al., 2006]

Tanto en la Figuras 3.2 como en la 3.3 se pueden observar que los voltajes de fase tiene un ángulo de desplazamiento entre si, provocando que el valor de estos voltajes quede expresado tal y como se muestra en las siguientes cauciones:

$$V_{an} = V_p \angle 0^\circ \quad (3.1a)$$

$$V_{bn} = V_p \angle -120^\circ \quad (3.1b)$$

$$V_{cn} = V_p \angle -240^\circ = V_p \angle 120^\circ \quad (3.1c)$$

Los voltajes trifásicos se alimentan directamente al circuito que se muestra en la Figura 3.4 en donde la rectificación se obtiene por medio de los 3 diodos semiconductores. A este tipo de topología o arreglo se le conoce como recitación de medio puente [González Elizondo, 2000].

Considerando la Figura 3.5 se puede observar que el voltaje V_{an} en un cierto instante de tiempo esta en su punto máximo; por lo tanto, el diodo D_1 de la Figura 3.4 conduce; dado que, su ánodo esta polarizado en forma directa, teniendo un voltaje de polarización mas positivo que el cátodo de este, en este momento los ánodos de los diodos D_2 y D_3 de la Figura 3.4 poseen un voltaje mas negativos que el punto K de de esta misma figura.

Sin embargo, una vez transcurridos 150° el V_{an} llega a ser igual que V_{bn} ya que en ese preciso momento esos dos voltajes se cruzan, cuando se supera el instante de tiempo donde estos dos voltajes son iguales, el ánodo del diodo D_2 es de un voltaje más positivo que el ánodo del diodo D_1 ; por lo tanto, la conducción se transfiere de D_1 a D_2 , de esta misma manera sucede la conducción en el diodo D_3 a los 270° .

Por lo tanto, las formas de onda de esta rectificación de medio puente se pueden observar en la figura 3.6, donde podemos apreciar que cada diodo conduce aproximadamente 120° de cada ciclo. También se observa que el voltaje no llega a cero en la carga.

Como ya se menciona de la figura 3.6 se puede apreciar la forma de onda del voltaje que se tiene presente en la resistencia de carga del circuito de la Figura 3.4, en esta

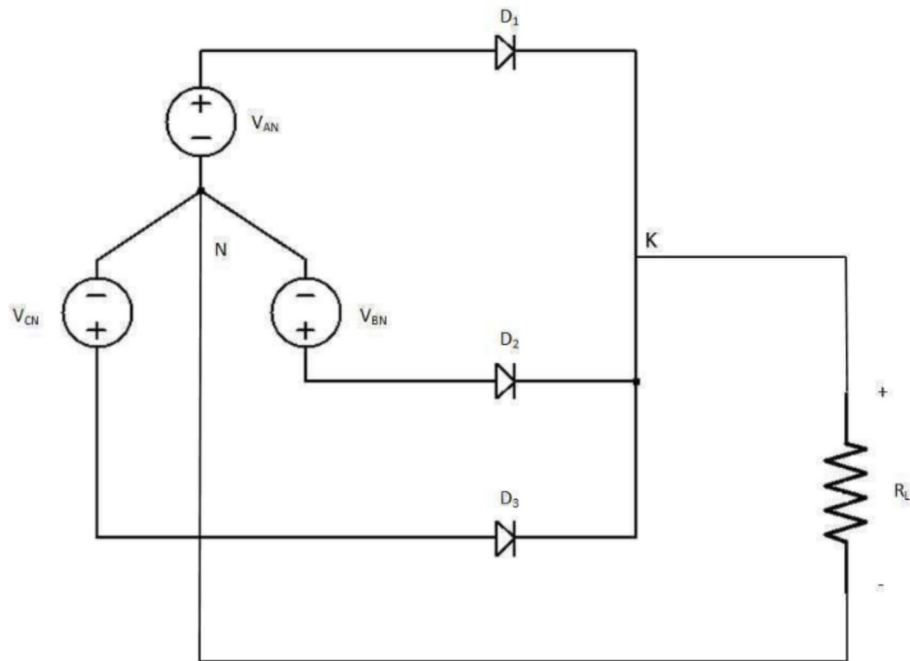


Figura 3.4: Rectificador trifásico de media onda

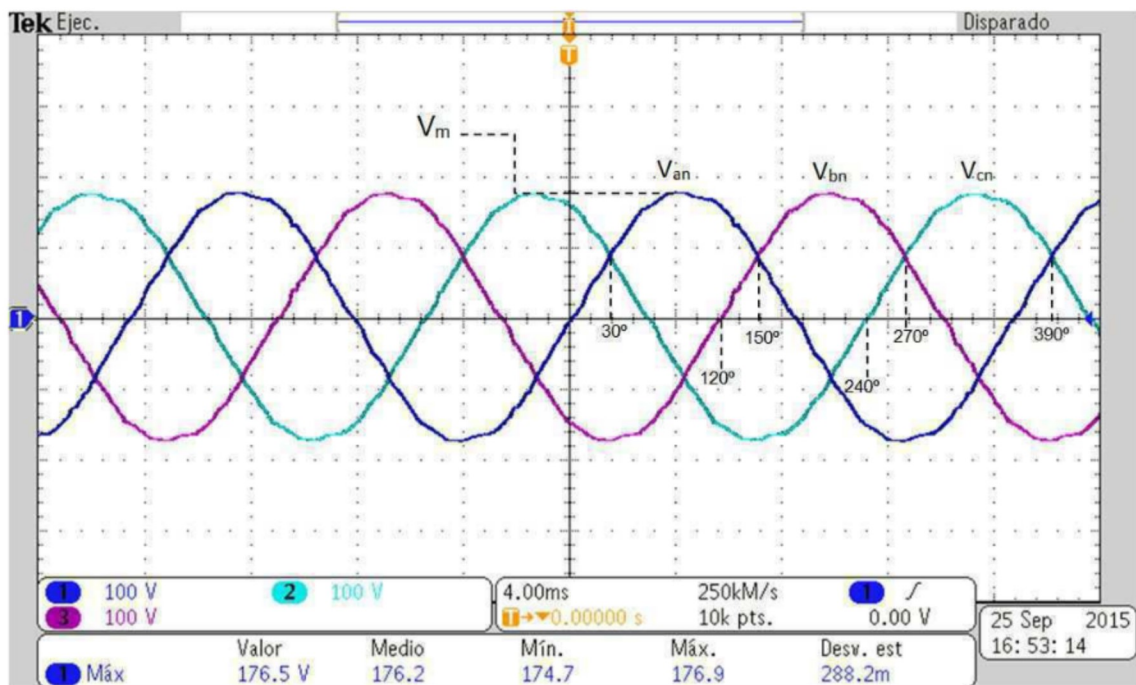


Figura 3.5: Formas de onda de los voltajes de fase

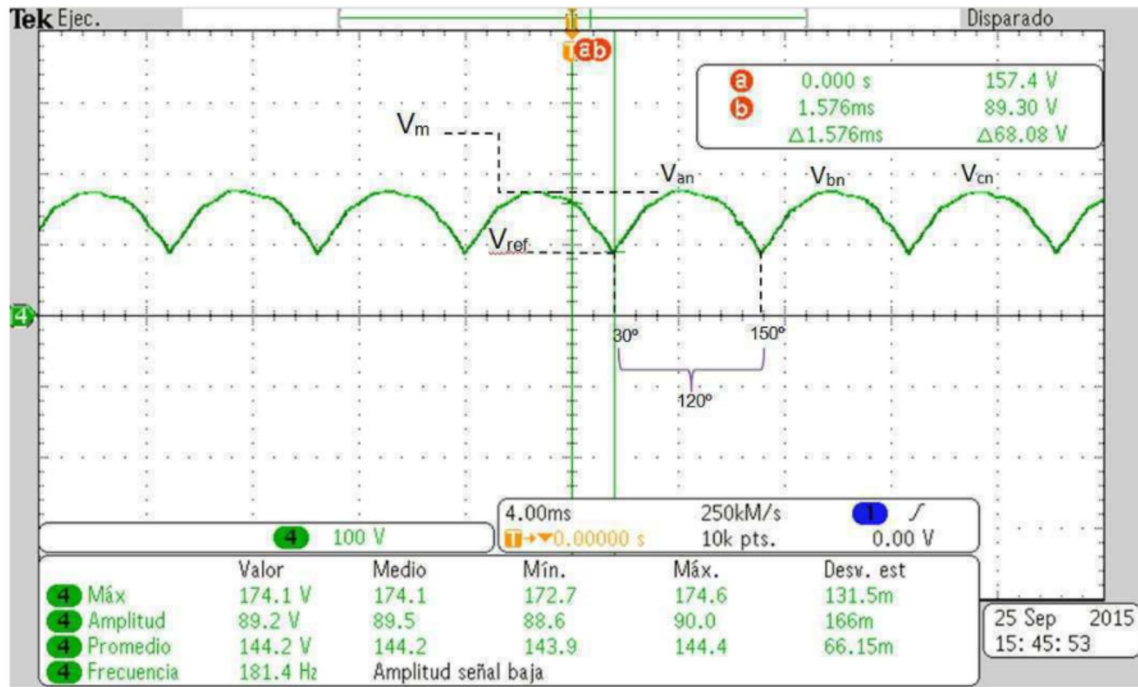


Figura 3.6: Formas de onda en el rectificador trifásico de media onda

señal se observan distintos valores de medida; los cuales son, Voltaje Máximo (V_m), Voltaje promedio (V_{cd}), Amplitud (A_m) y Voltaje ref (V_{ref}), estos valores darán paso al desarrollo del segundo bloque que conforma la fuente, que es el bloque de filtrado.

3.1.2. Filtrado

En esta segunda etapa se consideraron los valores de V_{cd} y A_m de forma real y se comprobaron de manera analítica por fase. Para este caso tenemos que el voltaje promedio para una rectificación de medio puente, esta definido de la siguiente manera:

$$V_{cd} = \frac{1}{T_p} \int V_m \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (3.2)$$

donde el periodo de esta señal es de 120° , ya que es el tiempo en que los diodos tienen su conducción, como lo muestra la Figura 3.6. Tomando como base V_{an} se tiene una integral definida de $\frac{\pi}{6}$ a $\frac{5}{6}\pi$, donde estos límites de integración son precisamente las intersecciones que tenemos en las fases como se ilustra en la figura 3.7.

Teniendo a V_m como el valor máximo de la señal, con un valor de $174.1V$ como se muestra el la figura 3.6, la integral queda de la siguiente manera:

$$V_{cd} = \frac{1}{\frac{2}{3}\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5}{6}\pi} V_m \sin(\omega t) d(\omega t) \quad (3.3)$$

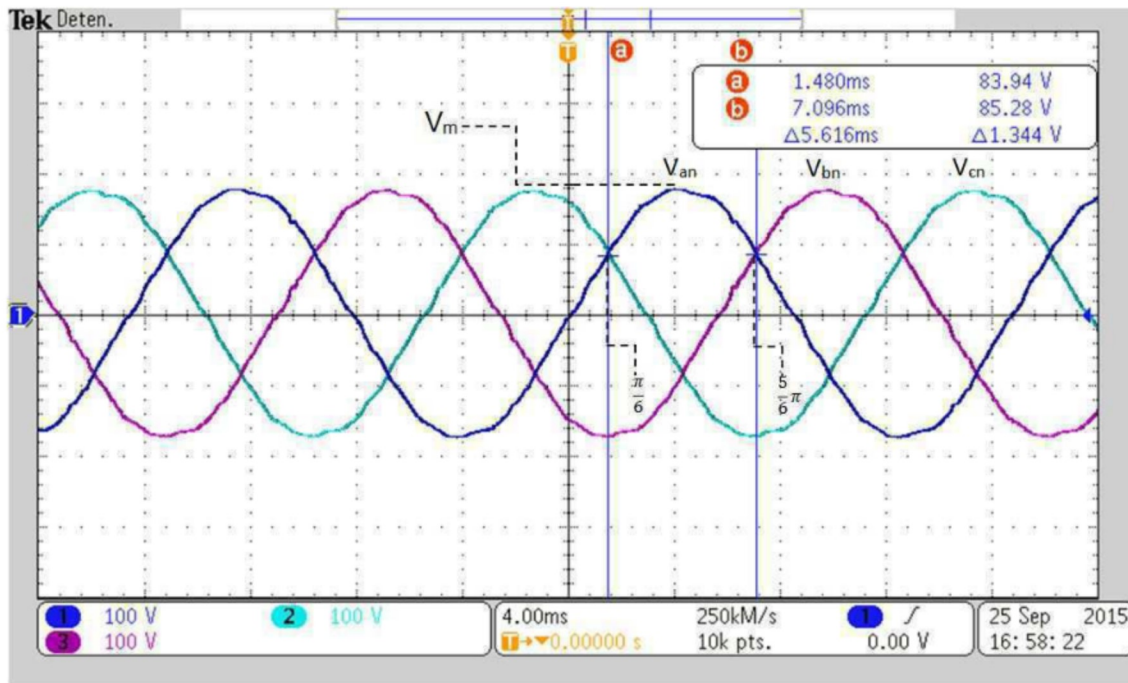


Figura 3.7: Intersección de las formas de onda de los voltajes de fase

Al desarrollar la ecuación 3.3 se obtiene que el voltaje promedio es:

$$V_{cd} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m = 143.9 \quad (3.4)$$

Del resultado obtenido de la ecuación 3.4 observamos que es muy aproximado a nuestro valor real. De la señal de voltaje presente en la carga, i.e. de el voltaje rectificado, se puede calcular el valor de referencia conocido como V_{ref} , el cual es el valor mínimo que se tiene en esta rectificación, como se puede observar en la Figura 3.6. Este valor es necesario para poder obtener la amplitud de la señal.

El voltaje V_{ref} se puede analizar por fase, solo teniendo en cuenta el desfaseamiento que existe entre las formas de onda, obteniendo el mismo valor si se calcula tanto para V_{an} , V_{bn} y V_{cn} , este cálculo esta definido de la siguiente manera:

$$V_{ref} = V_m \sin(\omega t) \quad (3.5a)$$

$$V_{ref} = V_m \sin((2\pi \cdot f) \cdot t) \quad (3.5b)$$

como es sabido la frecuencia $\omega = 2\pi f \text{ rad/s}$ mientras que $f = 60\text{Hz}$ y t es el tiempo que se tiene entre las intersecciones de las señales de voltaje, esto se puede observar por las líneas de los cursores a y b mostrados en la Figura 3.7. Por lo tanto, tomando como base la fase V_{an} el cálculo para V_{ref} queda de la siguiente manera:

$$V_{ref} = 174 \sin\left(120\pi \cdot \left[\frac{1}{720}\right]\right) = 87V \quad (3.6)$$

Con el resultado de la ecuación 3.6 podemos obtener el cálculo para las distintas fases obteniendo el mismo valor de V_{ref} , por lo tanto, con este dato podemos dar paso al

cálculo de la amplitud de la señal, que se desarrolla de la siguiente manera:

$$A = V_m - V_{ref} = 87V \quad (3.7)$$

De la ecuación 3.7 se puede observar que el valor de la amplitud es muy aproximado al valor que obtenemos de forma real, tal como lo podemos observar en la figura 3.6.

Todos estos valores calculados anteriormente son la base para el desarrollo de esta etapa de filtrado, pero principalmente del cálculo del filtro C , que se encuentra ubicado entre el rectificador y el regulador. Además, es necesario para poder observar a la salida un voltaje constante libre de rizo. Su comportamiento se basa en el hecho de que el capacitor almacena energía durante el periodo de conducción del rectificador, liberando dicha energía sobre la carga, justamente en el periodo de no conducción como se muestra en la figura 3.8.

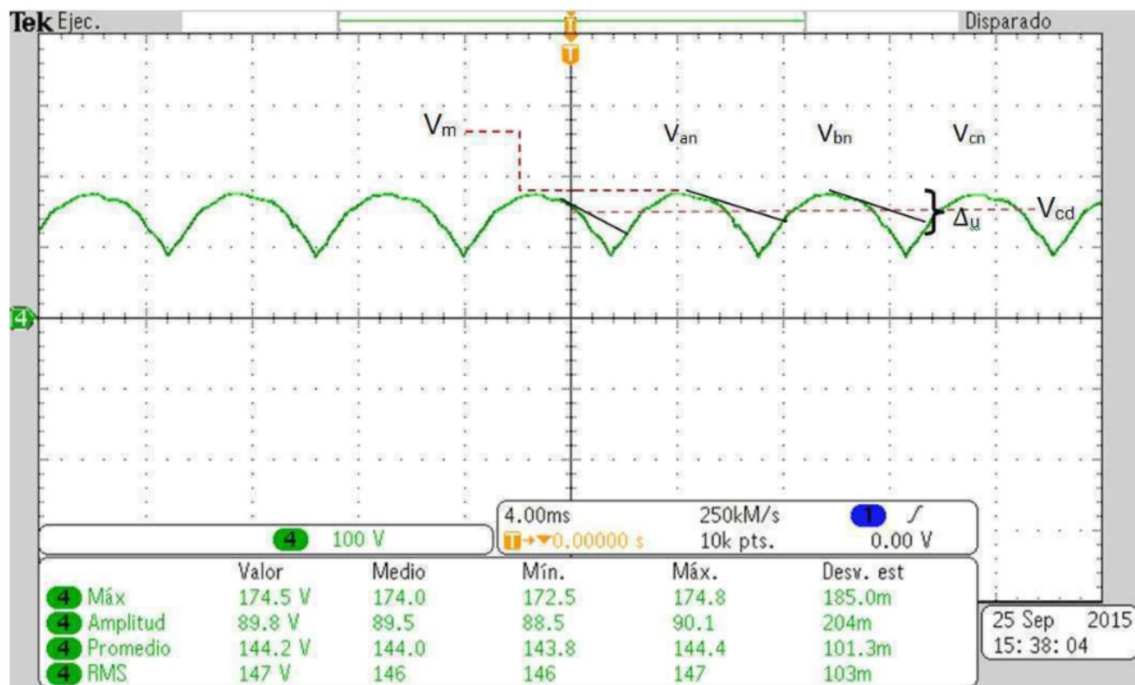


Figura 3.8: Forma de onda de la carga y descarga del capacitor

Tenemos que el cálculo del condensador queda definido de la siguiente manera [Otero, 2010]:

$$C = \frac{I_L \Delta_T}{\Delta_V} \quad (3.8)$$

Para este caso Δ_T es un semiciclo de la señal rectificadora y Δ_u es la diferencia de potencial entre el voltaje máximo V_m con el voltaje promedio V_{cd} como se observa en la Figura 3.8. Estos dos valores están definidos de la siguiente manera:

$$\Delta_T = \frac{T_p}{2} \quad (3.9a)$$

$$\Delta_V = 2(V_m - V_{cd}) \quad (3.9b)$$

Donde T_p hace referencia al periodo de la señal, por lo tanto, substituyendo las ecuaciones 3.9a y 3.9b en la ecuación 3.8 y considerando a $T_p = 1/f$, la ecuación 3.8 es expresada como:

$$C = \frac{I_L}{2 f \Delta V} = \frac{I_L}{4 f (V_m - V_{cd})} \quad (3.10)$$

Por lo tanto considerando que el motor de reluctancia conmutada requiere de una corriente de cuando menos 15 A para tener un par de fuerza alto, se fijó una corriente de 18A para asegurar que con un voltaje de entrada de 150V el valor de esta capacitancia queda de la siguiente manera:

$$C = \frac{I_L}{4 f (V_m - V_{cd})} = 2500\mu F \quad (3.11)$$

Con lo anterior, se puede dar paso al diseño del último bloque del bus de corriente directa, el cual es la etapa de regulación, en donde esta etapa permite mantener que el voltaje de salida del bus de corriente directa sea constante independiente de las variaciones que tenga la carga.

3.1.3. Regulación

En esta última etapa que conforma el bus de corriente directa, tenemos el bloque de regulación, el cual nos proporciona y regula la corriente que requiere la carga para mantener un voltaje constante en las bobinas del estator del SRM. Esta etapa está constituida por una configuración de regulación básica realimentada, donde, se incorporan transistores de potencia para lograr que ante variaciones de corriente de la carga I_L , el voltaje V_L se mantega fijo.

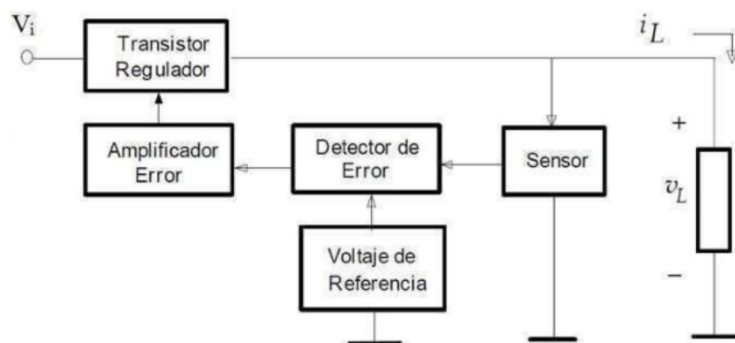


Figura 3.9: Diagrama de Bloques del Regulador Realimentado, adaptación de [Huiracán, 2012]

En la Figura 3.9 se muestra el diagrama de bloques que conforma el regulador lineal básico realimentado, el regulador lineal ajusta el voltaje continuamente ante variaciones del voltaje de salida, proporcionando la corriente necesaria que requiera la carga para mantener un voltaje contante, este ajuste es realizado por un transistor regulador de potencia, conectado en serie entre la salida de la etapa de filtrado y la carga.

Para el primer bloque que conforma la etapa de regulación, tenemos el bloque denominado sensor, este está formado por un divisor de voltaje resistivo que nos permite sentir las variaciones de voltaje que tiene la salida debido a un consumo de corriente mayor exigida por la carga, de tal manera, que si el voltaje de salida tiende a disminuir, la salida de este bloque disminuye, enviando esta información al bloque de detección de error. En este se analiza en cada instante la señal proveniente del bloque de sensor, teniendo a su salida una variación de error (grande o pequeña) dependiendo del cambio que sufre el voltaje en la carga. Esta señal de error pasa al amplificador de error, elevándola a un nivel tal que puedan excitar el bloque de control. La misión de este último bloque es la de controlar las variaciones del voltaje de salida, aumentando o disminuyendo su caída de voltaje entre colector-emisor, así como la de permitir la circulación de la corriente necesaria que requiera la carga.

Su diseño puede ser una configuración tipo darlington con una resistor R_1 que se comporta como una fuente de corriente constante I denominada prerreguladora. Lo anterior lo podemos ver reflejado en el circuito de la figura 3.10, donde se muestra el diseño del regulador realimentado con componentes discretos sin limitador de corriente.

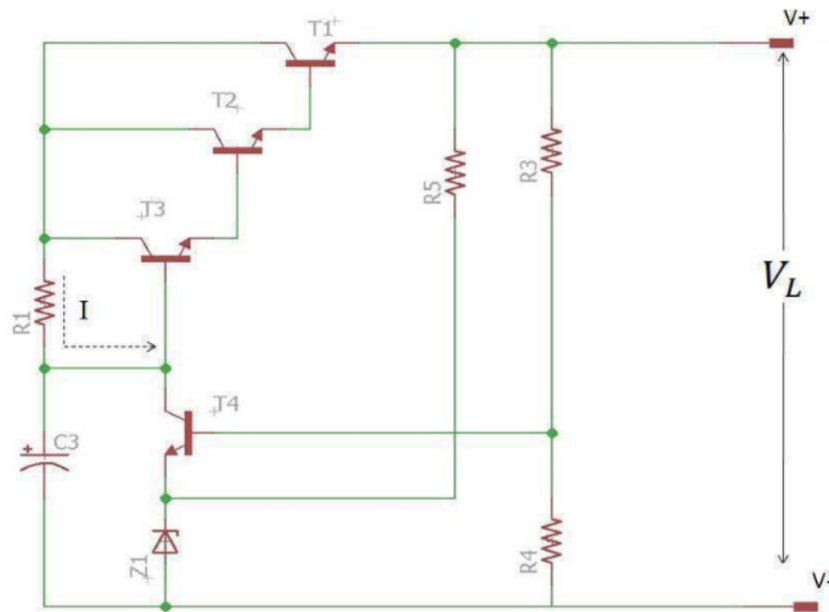


Figura 3.10: Regulador Realimentado

En la Figura 3.10 se aprecia que si V_L disminuye, debido a un aumento de la corriente requerida, entonces el voltaje base-emisor del transistor T_4 disminuye, haciendo que la corriente en el colector de dicho transistor disminuya, i.e., extrae menos corriente de la base del transistor T_3 , permitiendo así que un porcentaje más grande de la corriente que circula por el resistor R_1 excite a la base del transistor T_3 , activándolo más en el estado de conducción.

Sin embargo, si la corriente requerida por la carga es mayor que la que puede proporcionar un solo transistor de potencia, se ocupa una configuración tipo darlington en la

etapa de transistor regulador, conformada por los transistores T_2 y T_1 mostrados en la Figura 3.10, dicha configuración sirve para que el dispositivo sea capaz de proporcionar la ganancia de corriente que requiere el motor.

Para el cálculo de elementos de esta última etapa se consideró:

- Rangos de voltaje a los que se requiere la fuente.
 1. Voltaje de Entrada Máximo $V_{Emax} = 182V$
 2. Voltaje de Salida Mínimo $V_{Lmin} = 150V$
 3. Voltaje de Salida Requerido $V_L = 175V$

- Transistores de potencia para configuración darlington T_1, T_2 modelo *NTE 98*
 1. Factor de amplificación $\beta_1 = \beta_2 = 40$
 2. Voltaje Base Emisor $V_{BE1} = V_{BE2} = 0.15V$
 3. Voltaje Colector Emisor $V_{CE} = 500V$
 4. Corriente de Colector $I_C = 20A$

- Transistores T_3, T_4 modelo *Tip 31C*
 1. Factor de amplificación $\beta_3 = \beta_4 = 10$
 2. Voltaje Base Emisor $V_{BE3} = V_{BE4} = 0.6V$
 3. Voltaje Emisor Base $V_{EB} = 5V$
 4. Voltaje Colector Emisor $V_{CE} = 100V$
 5. Corriente de Colector $I_C = 5A$
 6. Corriente de Base $I_B = 1A$

En adición para el voltaje de referencia que tiene el bloque detector de error se propone un diodo zener para proporcionar la referencia necesaria, para este caso en particular este dato se toma del transistor *Tip31C* el cual toma la función de detector de error, y su voltaje Emisor-Base es la referencia requerida. El diodo zener utilizado tiene las siguientes características:

- Diodo Zener IN4734A
 1. $V_Z = 5.6V$
 2. $I_{Zmin} = 5mA$

Con los datos iniciales establecidos y las características de los transistores propuestos, podemos obtener el cálculo del primer bloque de la etapa de regulación, este primer bloque es el de sensado, el cual esta constituido por un divisor de voltaje formado por

R3 y R4 como lo muestra la figura 3.10. Si el voltaje disminuye ante cualquier variación de corriente de carga, la salida del bloque de sensado disminuye, esto quiere decir, que si tenemos una carga que demande una corriente muy grande, en la salida del divisor de voltaje la corriente que alimenta la base del transistor T4 sera mas pequeña.

Para obtener un buen funcionamiento de este bloque se debe considerar la corriente de base del transistor T4 y proponer una corriente en un rango de operación seguro del transistor. Para este caso en particular la corriente de base máxima del *tip31c* es de 1 A, por lo tanto se propuso que a la salida del divisor de voltaje circularan 10 mA, esta misma corriente es la que circula a través de los resistores R_3 y R_4 , quedando de tal manera los siguientes valores para este divisor de voltaje, donde el voltaje $V_{b4} = V_Z$.

$$R_4 = \frac{V_{b4}}{I_{R3}} = 560\Omega \quad (3.12a)$$

$$R_3 = \frac{V_L - V_{b4}}{I_{R3}} = 16.34K\Omega \quad (3.12b)$$

Cabe mencionar, que el valor del resistor R_3 , fue cambiado a $18K\Omega$, debido a que no existe un valor comercial del resistor calculado, además este nuevo valor no afecta al funcionamiento del bus.

Para el cálculo del bloque de referencia, el cual proporciona el voltaje al que debe permanecer el regulador, se utilizó un diodo zener de voltaje V_Z . Para un correcto funcionamiento del zener se debe de garantizar que a través de el por lo menos debe circular $I_{Zmin} = 5mA$, por lo tanto, el valor del resistor R_5 es:

$$R_5 = \frac{V_s - V_Z}{I_{Zmin}} = 174K\Omega \quad (3.13)$$

Por último, para el cálculo del resistor R1 que se muestra en la figura 3.10, se requiere de la corriente que circula a través de ella y su diferencia de voltaje entre sus terminales, por lo que la corriente (I) es:

$$I = I_{b3max} + I_{cAmin} \quad (3.14)$$

Para poder obtener los valores de los términos que conforman a la ecuación 3.14, se necesitó tener en cuenta la relación que tienen los transistores con la ganancia de corriente o parámetro β , la cual es la relación que existe entre la variación o incremento de la corriente de colector y la variación de la corriente de base [Boylestad et al., 2009], esto es:

$$\beta = \frac{I_c}{I_b} \quad (3.15)$$

Por lo tanto, para obtener el valor de la corriente de base I_{b3max} del transistor T_3 , primero se tienen que relacionar todas las corrientes de base de los transistores que existen antes de este transistor (T_1 y T_2), de tal manera, que se pueda obtener el valor de esta corriente, para lograr lo anterior, se hizo uso de otra de las características del los transistores, la cual nos dice que el 99% de la corriente del emisor se dirige

directamente al colector y el 1% restante a la base [San Miguel, 2011], por esta razón, se establece que la relación de estas tres corrientes es:

$$I_E = I_C + I_B \quad (3.16)$$

Sin embargo, la corriente de base es muy débil a comparación de la corriente de colector y de emisor, de tal manera que para el desarrollo de este cálculo se estableció que la corriente de colector es aproximadamente la de emisor.

$$I_E \approx I_C \quad (3.17)$$

Entonces, con las relaciones anteriores y comenzando por la corriente de base I_{b1} del transistor $T1$, se tiene que:

$$I_{b1} = \frac{I_{c1max}}{\beta_1} = 400mA \quad (3.18)$$

donde I_{c1max} es el valor de corriente máximo que circulara a través de este transistor, el cual para este caso es de 16 A.

Teniendo en cuenta que para este caso y por la forma en la que están interconectados los transistores, tenemos que la corriente de base es igual a la corriente de emisor, por lo tanto, para la corriente de la base del transistor $T2$ tenemos:

$$I_{b2} = \frac{I_{c2}}{\beta_2} = \frac{I_{c2} \approx I_{E2}}{\beta_2} = 10mA \quad (3.19)$$

De la misma manera se obtiene I_{b3}

$$I_{b3} = \frac{I_{c3}}{\beta_3} = \frac{I_{c3} \approx I_{E3}}{\beta_3} = 1mA \quad (3.20)$$

obtenida la corriente de base I_{b3} podemos adquirir el valor de la corriente de el resistor $R1$ esta corriente (I) esta dada por:

$$I = I_{b3max} + I_{cAmin} \quad (3.21)$$

La corriente del colector I_{c4} del transistor $T4$ es igual a la corriente de base I_{b3} del transistor $T3$ por la forma en la que están inteconectados, por lo tanto la corriente es:

$$I = 2mA \quad (3.22)$$

Una vez obtenida la corriente que circula a través del resistor $R1$ damos paso a obtener el voltaje de base V_{b3} del transistor $T3$, quedando de la siguiente manera :

$$V_{b3} = V_L + V_{BE1} + V_{BE2} + V_{BE3} = 180.9 \quad (3.23)$$

Con los datos obtenidos previamente se puedo llegar a obtener el valor del resistor $R1$:

$$R_1 = \frac{V_{Emax} - V_{b3}}{2I} = 275\Omega \quad (3.24)$$

Por último, la función del capacitor C_3 es mantener el voltaje entre la resistencia y el transistor T_4 debido a que este se carga al nivel de voltaje dado por C_1 , i.e., el voltaje rectificado.

Por lo tanto, con los valores anteriores obtenidos para la etapa de regulación se obtiene un bus de corriente directa capaz de soportar las exigencias del SRM cuando se encuentra en funcionamiento. Obteniendo así un diagrama general de el bus de corriente directa con todas las etapas que lo conforman, este esquema es mostrado en la Figura 3.11

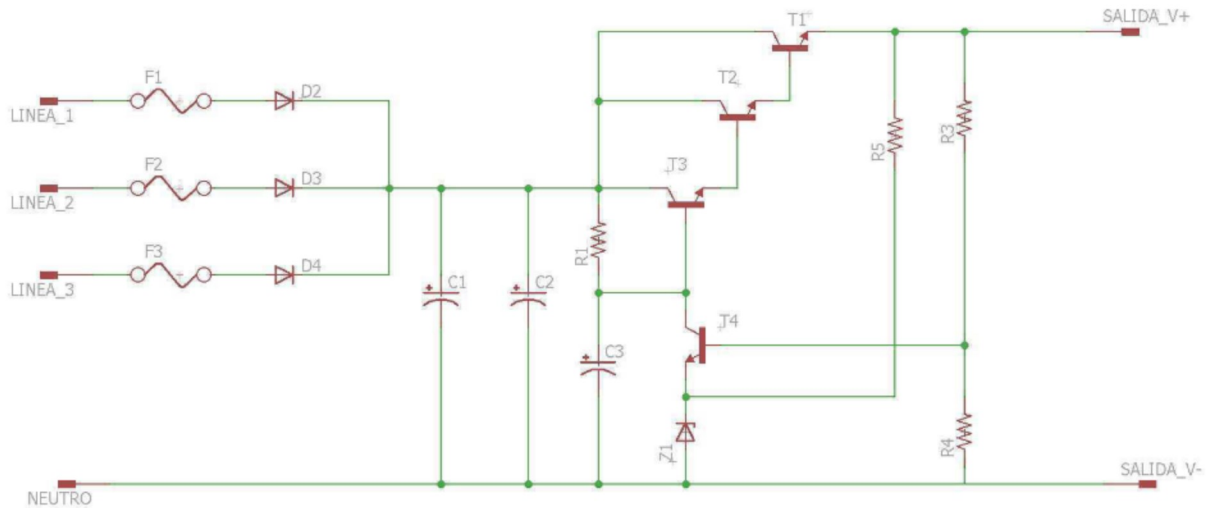


Figura 3.11: Esquema completo del bus de corriente directa

3.2. Acondicionamiento de señales de corriente

En la sección anterior se realizó el diseño del bus de corriente directa para el SRM, el cual proporciona el voltaje y corriente requeridos a las bobinas del estator. Estos devanados tendrán un cierto consumo de corriente cada que un devanado sea excitado, por lo que, para poder hacer uso de estas señales de corriente y para poder medir, observar o desarrollar alguna técnica de control, se implementó un acondicionamiento a estas señales. Para esto se utilizaron sensores de tipo magnetoresistivos de la serie NT de la marca *F.WBELL*. La serie NT hace 4 sensores diferentes con corrientes nominales de 5, 15, 25 y 50A, respectivamente. Cada uno de estos sensores puede medir hasta 3 veces su corriente nominal durante un periodo de 3 segundos. Además, se han diseñado para la medición de DC, AC y corrientes de impulso de unos pocos miliamperios hasta 150 A. Para explicar de manera general el funcionamiento de este tipo de sensor, se tomó como base la hoja de especificaciones del fabricante [F.W.Bell, 2003].

3.2.1. Efecto Magneto Resistivo y Medición de corriente con magneto resistencia

El efecto magnetoresistivo en estos sensores es debido a que internamente contiene (Películas o láminas) muy delgadas de un material que esta conformado de una aleación de (Fe-Ni). Gracias a este material la resistencia eléctrica cambia cuando un campo magnético externo se aplica en el plano de estas Películas o láminas). Esta variación que tiene la resistencia debido al campo magnético externo se llama efecto anisotrópico magneto-resistivo.[F.W.Bell, 2003]

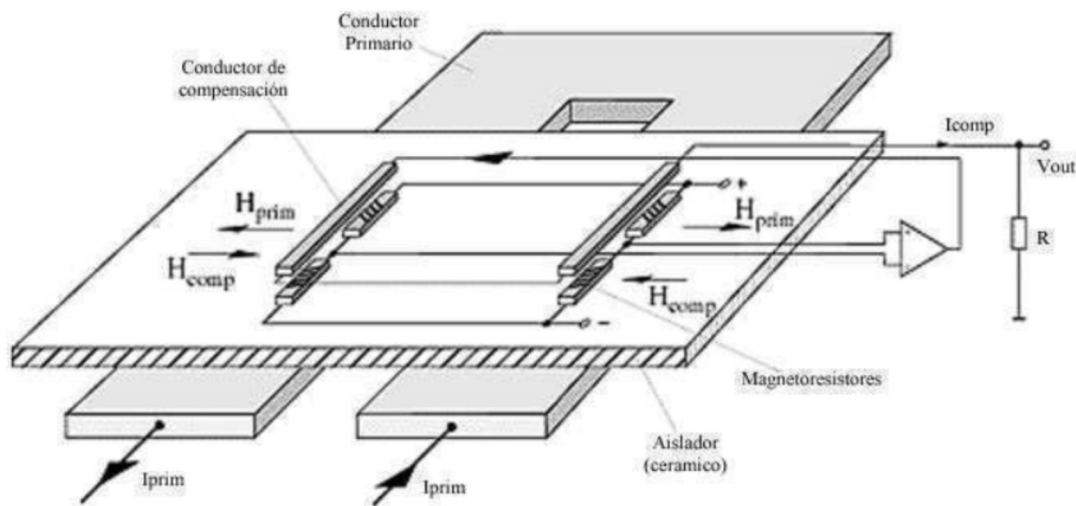


Figura 3.12: Diagrama interno del sensor de corriente. Figura adaptada de [F.W.Bell, 2003]

La operación principal de los sensores de corriente se basa en una medición de campo magnético diferencial con compensación, como se muestra en la Figura 3.12, en la cual se puede apreciar que la corriente primaria I_{prim} comienza su trayectoria a través de un conductor en forma de U, creando un gradiente de campo magnético H entre los dos lados del conductor. Además, las magnetoresistencias se colocan en un chip de silicio y se conectan en una configuración de puente Wheatstone.

Con el fin de obtener una alta linealidad y una baja sensibilidad de temperatura, una corriente secundaria I_s se retroalimenta al chip a través de un conductor de compensación situado por encima de los magnetoresistores. El campo H_{comp} resultante compensa exactamente a el campo H_{prim} , de modo que los sensores trabajan siempre alrededor de un único punto de funcionamiento. A la salida de los sensores, la corriente de compensación I_{comp} fluye a través de una resistencia de medición R y el voltaje de salida máximo medido a través de esa resistencia es $V_{out} = \pm 2.5V$, donde este voltaje se obtiene cuando en el conductor primario circula la corriente máxima que puede medir el sensor de corriente [F.W.Bell, 2003].

3.2.2. Acondicionamiento de señales de corrientes

En la Figura 3.13 se muestra un esquema general del circuito integrado.

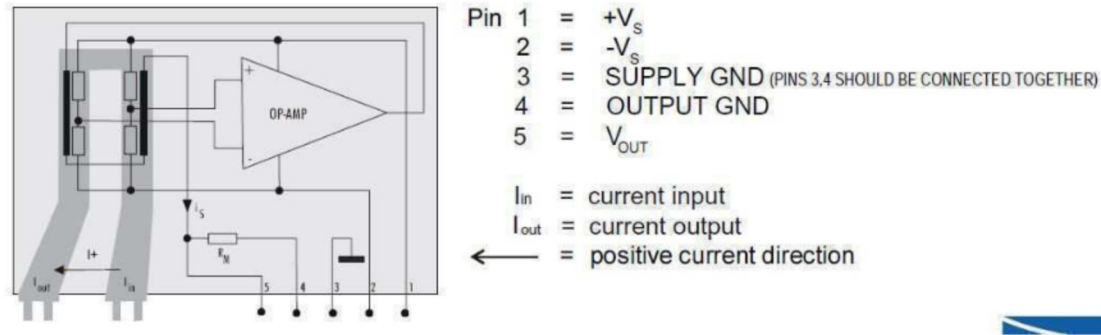


Figura 3.13: Circuito integrado del sensor de corriente. Figura adaptada de [F.W.Bell, 2003]

Para el motor de reluctancia conmutada con el que se cuenta se utilizó el sensor NT-25, debido a que se fijó una corriente de consumo por fase del motor de 15 A, teniendo al motor a la mitad de sus valores nominales, por esta razón, el sensor NT-25 el cual tiene una capacidad medición de 25A máximos, es el sensor adecuado para medir las corrientes del estator.

Como se mencionó anteriormente el voltaje de salida máximo que tiene este sensor es de $V_{out} = \pm 2.5V$, cuando a través de su conductor primario circulan 25A, por lo tanto, se puede deducir que la relación ideal que existe ente el voltaje de salida respecto a la corriente de entrada que tiene este sensor es la que se muestra en la columna definida como nominal de la tabla 3.2. Sin embargo, físicamente la relación que se tiene en el

Nominal	Real
$\frac{1}{10}$	$\frac{1}{9.558}$

Cuadro 3.2: Relaciones de voltaje/corriente del sensor de corriente

sensor NT-25 es la que se muestra en la columna denominada Real de la tabla 3.2. Esta relación se obtuvo a través de un un motor de corriente alterna sin carga, el cual se alimentó con un voltaje de 179V, obteniendo una corriente de 2.620A, por lo tanto, con esta información se pudo calcular la relación real del sensor tal como lo muestra la gráfica de la Figura 3.14 en donde se puede ver dos curvas de respuesta: una de color púrpura que corresponde al voltaje de salida que se tiene en las terminales del sensor NT-25 y la de color verde es la respuesta de corriente del motor de AC. Claramente se observa que el voltaje de salida no corresponde con la primera relación, pero por simplicidad y para poder desarrollar los cálculos que se muestran más adelante se utilizó la relación de $\frac{1}{10}$, debido a que no existe una diferencia considerable entre ambas relaciones.

Para poder tener un mayor monitoreo y manipulación de la señal de voltaje V_{out} , que proviene de la terminal número 5 de el circuito integrado que se muestra en la Figura

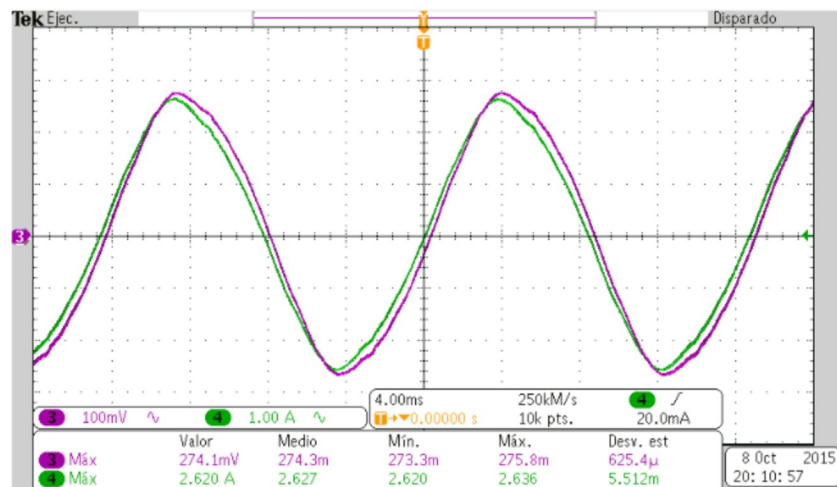


Figura 3.14: Relación del voltaje de salida respecto a la corriente de entrada en el sensor NT-25

3.13, se propusieron 3 relaciones de voltaje de salida respecto a la corriente de entrada las cuales son diferentes a la relación de salida original del sensor. Estos nuevos voltajes, denominados V_{Nuevo} fueron los siguientes, $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{2}$ y 2.

Cabe mencionar que estas nuevas relaciones son para que posteriormente el voltaje V_{out} pueda ser ingresado a una tarjeta controladora sin riesgo a dañar la entrada de esta.

Para poder obtener estas nuevas relaciones de salida, se utilizó una configuración de amplificación tipo no inversora, esta configuración se muestra en la Figura 3.15.

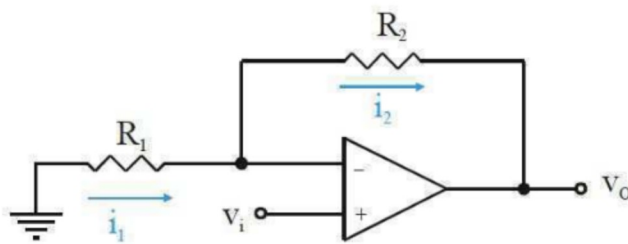


Figura 3.15: Configuración de amplificación tipo no inversora.

Aplicando ley de voltajes de kirchhoff sobre la Figura 3.15 se obtiene que la relación de voltaje de salida respecto al voltaje de entrada es de la siguiente manera:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_i \quad (3.25)$$

De la ecuación 3.25 podemos observar que el voltaje V_i es la relación del voltaje de salida respecto a la corriente de entrada que tiene el circuito integrado de la figura 3.13

y el voltaje de salida de este amplificador V_o fue igual a las tres relaciones de voltajes de salida propuestos, quedando la ecuación de la siguiente manera:

$$\frac{V_{Onuevo}}{V_i} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (3.26)$$

Por lo tanto, el valor del resistor R_2 en función de los voltajes de entrada y salida así como del resistor R_1 es:

$$R_2 = \left(\frac{V_{Onuevo}}{V_i} - 1\right) R_1 \quad (3.27)$$

donde la R_1 , es un resistor con un valor propuesto de $1K \Omega$. El acondicionamiento final de las señales de corriente del estator se muestra en la Figura 3.16, este diagrama es para poder observar la señal de corriente de un solo devanado del estator, por lo que, para poder sensar las señales de corriente de los otros dos devanados, este esquema se tuvo que replicar dos veces mas.

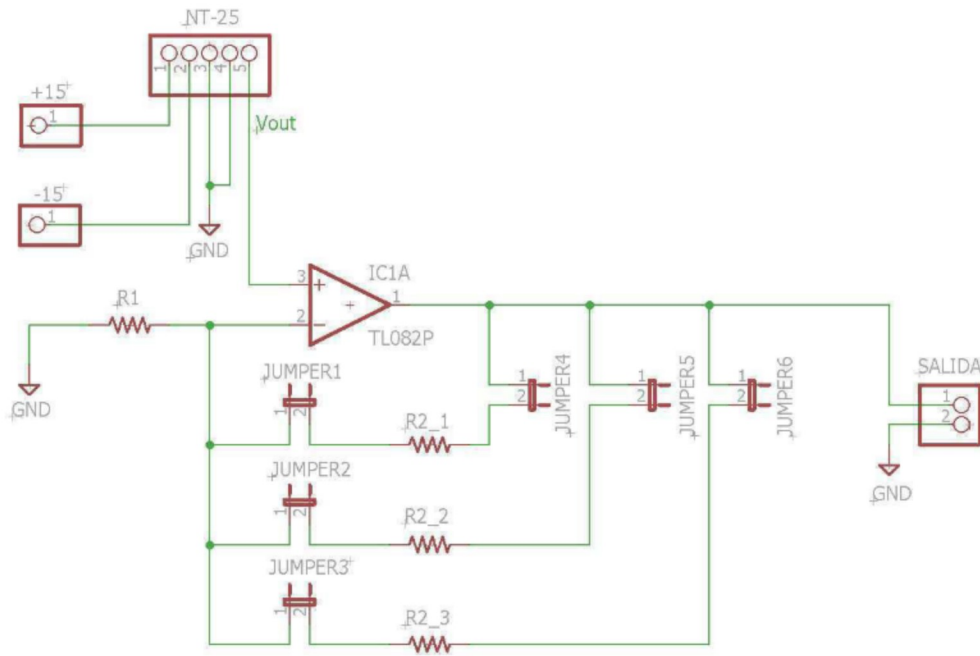


Figura 3.16: Esquema general del acondicionamiento de las señales de corriente

Con el esquema propuesto se construyó el sistema completo (replicando dos veces el esquema) de tal forma que se pueden observar las corrientes de los devanados del estator del SRM, con la relación de voltaje de salida que se necesite.

En la Figura 3.17 se muestran las gráficas de las señales obtenidas de los devanados del SRM utilizando una relación de $1/2$. La gráfica de color azul claro, en dicha Figura, es sólo una señal de referencia y que corresponde a la señal de conmutación que se proporciona para polarizar el interruptor de potencia que conecta a un devanado del SMR. La señal de voltaje que corresponde a la corriente de este devanado activado se observa en la gráfica de color verde y se puede observar que esta señal se repite después

de que los dos devanados restantes hayan sido conmutados, como se puede ver de las gráficas de color púrpura y color azul oscuro. Para este caso en particular se utilizó la relación de $\frac{1}{2}$ como salida de los sensores, i.e. al consumir $3.828A$ se obtienen $1.914V$.

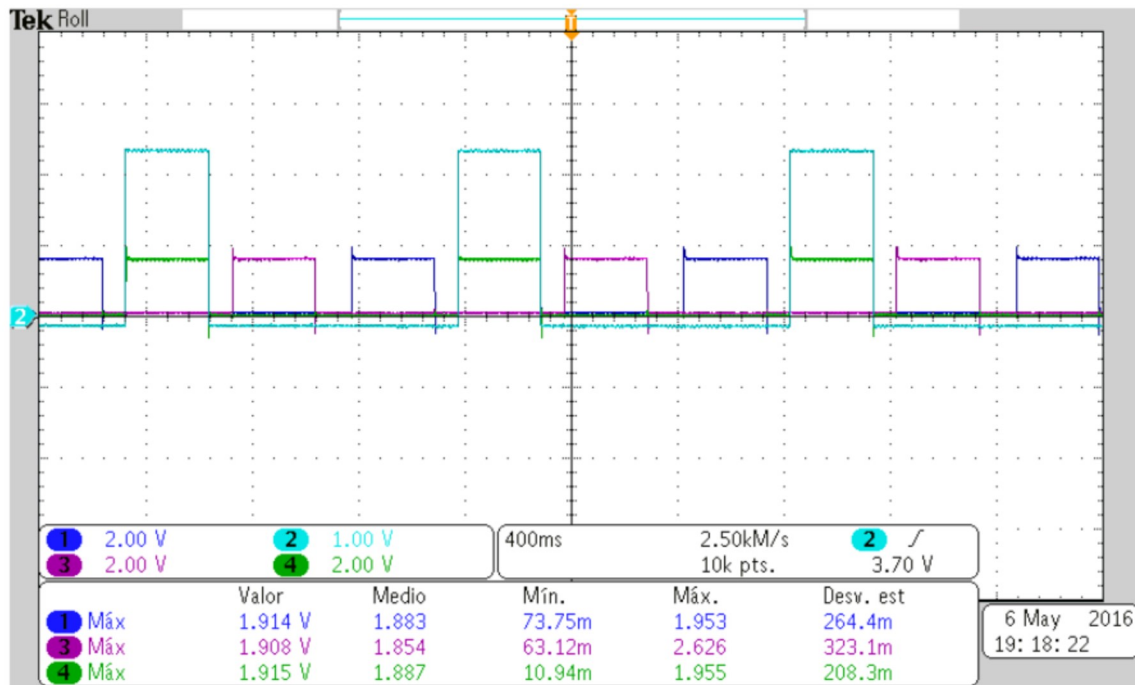


Figura 3.17: Señales de corriente en los devanados del estator

3.3. Acondicionamiento de señales del sensor de posición

Los requisitos de conmutación del SRM son muy parecidos a los de el motor sin escobillas de corriente directa (BLDC de las siglas del inglés de Brushless Direct Current). Además, el sensor de posición del rotor y la lógica de decodificación son muy similares, y en algunos casos es teóricamente posible el usar el mismo sensor de posición e incluso el mismo circuito integrado para decodificar las señales de posición.

Se a hablado mucho de la inconveniencia de este sensor de posición, debido al costo asociado, necesidad de espacio y la posible fuente adicional que alimente este sensor para su correcto funcionamiento. Sin embargo, los requisitos de sensado que requiere este motor para ubicar la posición del rotor no son grandes y existen métodos fiables y bien establecidos para su correcto funcionamiento. Por otro lado, también esta disponible la operación sin sensor de posición del rotor y se han documentado muchos métodos interesantes en los últimos años, pero ninguno de los actuales esquemas han sido totalmente capaces de reemplazar el sensor mecánico sin poner limitaciones en la unidad, por lo que, para lograr el rendimiento adecuado incluso con un sensor sencillo (tal como un disco ranurado), una considerable complejidad adicional es necesaria en el controlador, particularmente si se requiere que el motor tenga un buen arranque, o

para aceleraciones y desaceleraciones rápidas, hay un largo camino por recorrer antes que el sensor pueda ser eliminado [Miller, 1989].

Cuando el SRM es utilizado en lazo abierto como un motor paso a paso, la velocidad se fija por la frecuencia de referencia que se le proporciona a los conmutadores de potencia. Sin embargo, esto sufre grandes dificultades, una de ellas es que no se asegura el sincronismo de la posición del rotor con la conmutación a los devanados del estator, por lo que, el acondicionamiento de estas señales de posición es necesaria para el control de esta máquina eléctrica [Miller, 1989].

Por esta razón, para tener disponible la señal de la posición del rotor en cada instante, se acondicionaron los sensores que se disponen acoplados en el rotor del SMR proporcionados por el fabricante. Estos son de efecto hall de salida digital con colector abierto, que asociados a un disco ranurado similar a el de la Figura 3.18 generan tres señales desfasadas un ángulo α , obteniendo así señales únicas para cada posición rotórica.

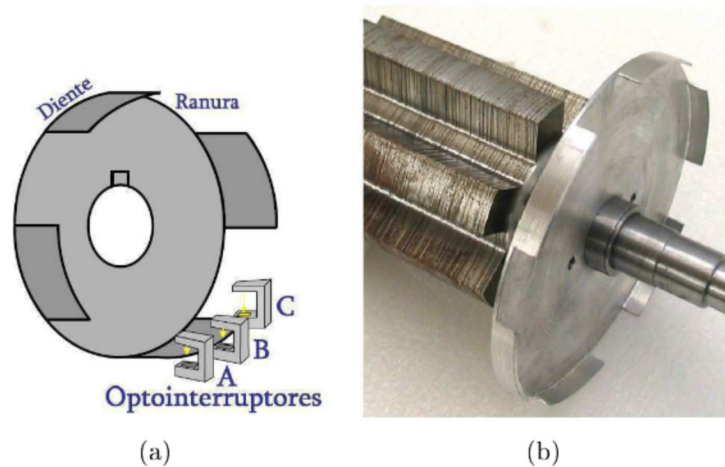


Figura 3.18: Discos ranurados con optointerruptores para un SRM 6/4. Figura adaptada de [Molina, 2007]

Este tipo de sensores internamente cuentan con un acondicionamiento que consiste básicamente en una etapa de amplificación, debido a que el voltaje que proporciona directamente el sensor es de muy bajo nivel, además, para lograr precisamente la salida digital, el sensor posee un comparador tipo schmitt trigger. También cuenta internamente con un bloque de regulación de voltaje para poder trabajar con diferentes valores de alimentación. Lo anterior se puede ver en la Figura 3.19, donde se muestra un diagrama interno del sensor de efecto hall de salida digital.

Este sensor contiene un acondicionamiento interno capaz de otorgar una señal a el nivel de voltaje al que sea alimentado, pero, para poder observar esta señal de manera adecuada se acondicionó una resistencia de pull-up a la salida del sensor, debido a que el transistor interno de este dispositivo es de colector abierto, tal como se puede observar en la Figura 3.19.

El funcionamiento de estos sensores consiste principalmente en la detección de un campo magnético a través de un conductor, el cual es provocado por un imán colocado a

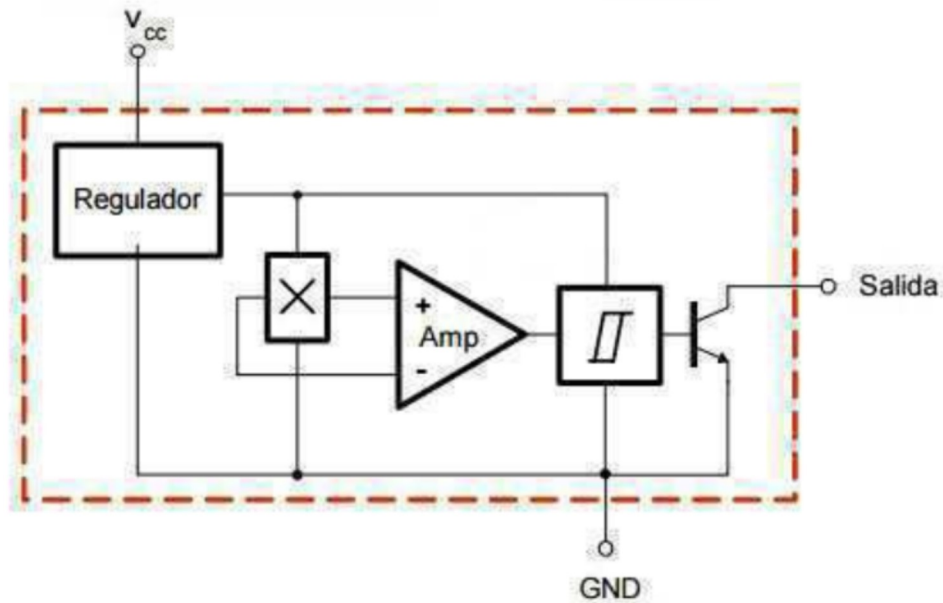


Figura 3.19: Configuración interna de Sensor Hall de salida digital. Figura adaptada de [helechoá Méndez Amador, 2005]

el lado opuesto del sensor, por lo tanto, este sensor tiene dos estados de funcionamiento los cuales son:

- Cuando existe ausencia del campo magnético. En este estado, el sensor tiene una interrupción provocada por el disco ranurado, teniendo al transistor interno del sensor en un estado de corte, por lo que a la salida del sensor se podrá observar a través de un resistor de pull-up colocada en el colector del transistor un alto (o un voltaje de valor V_{cc}).
- Cuando si detecta campo magnético. En este estado el sensor no tiene ninguna interrupción por el disco ranurado a través de el, provocando que el transistor interno entre en un estado de saturación, por lo que a la la salida del sensor se podrá observar de igual manera a través de una resistencia de pull-up un bajo (o un voltaje de valor cero).

El acondicionamiento externo que se utilizó para este sensor es mostrado en la Figura 3.20, donde se observa que el valor del resistor de pull-up es de $10K\Omega$. Este valor de resistencia mostrado es debido a que las señales de salida de los sensores fueron manipuladas como señal digital dentro de la tarjeta controladora *dSpace 1103*, donde una de las característica de dicha tarjeta controladora es que sus entradas digitales solo pueden soportar no mas $10mA$ [dSPACE, 2012].

Por lo tanto, con un voltaje de alimentación a los sensores de $5V$ y una resistencia de $10K\Omega$ se asegura que la corriente que ingresa a la tarjeta esta por debajo de la máxima que soporta. Además, con esta configuración se pudo observar la señal digital a los niveles que se requiere para la decodificación de accionamiento del SRM.

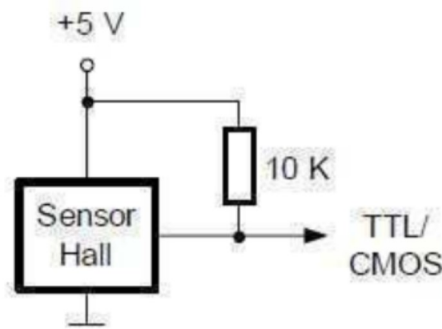


Figura 3.20: Acondicionamiento de la señal de posición del sensor. Figura adaptada de [helechoá Méndez Amador, 2005]

Con el acondicionamiento anterior aplicado a los sensores de posición las señales que se obtienen se muestran en la Figura 3.21, en donde se pueden observar que están a un nivel digital de 5V y desfasadas 15°.

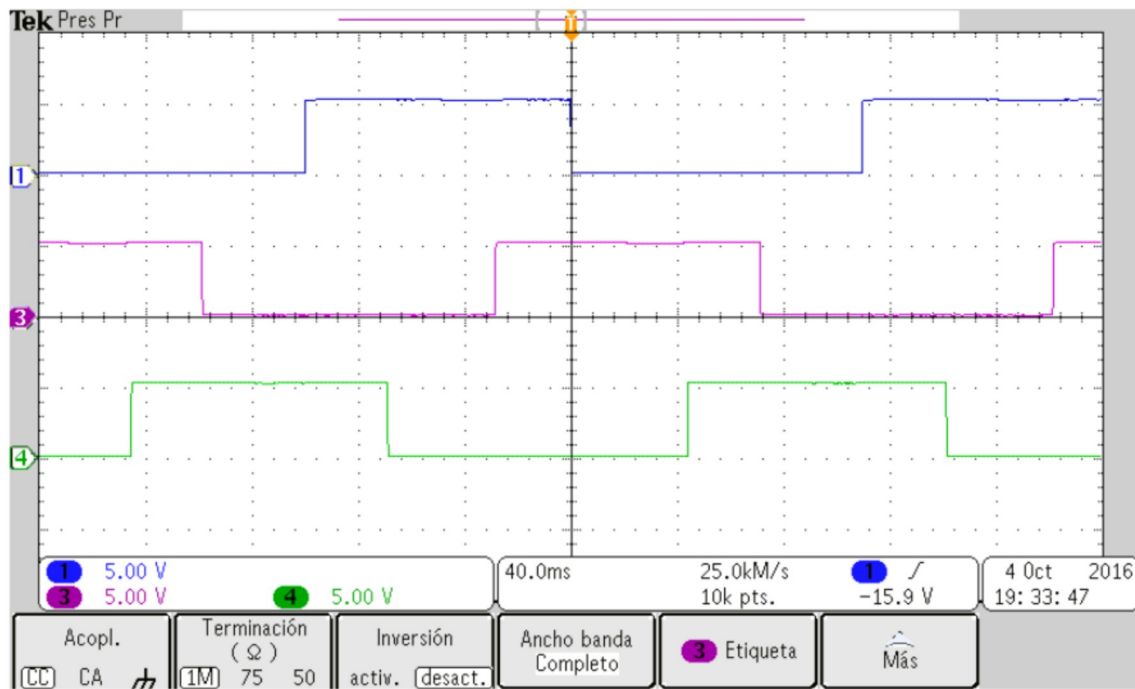


Figura 3.21: Señales digitales obtenidas de los sensores de posición

Para una mejor decodificación de las señales obtenidas directamente de los sensores de posición, en la Figura 3.22 se muestra el diagrama de conexiones de los sensores. Las tres gráficas de las señales que se obtienen de los sensores de posición se pueden observar en la Figura 3.21.

Tal como se observa en esta figura, se tiene tres señales diferentes que corresponden a cada uno de los sensores de posición, comenzando por la señal de color verde, la cual da la base para la decodificación del motor, iniciando el ciclo en el flanco de bajada

de esta señal, además en esta misma se observa que de el primer flanco de subida al segundo, es el ángulo recorrido por el motor desde que se activa y desactiva una fase hasta que se vuelve a activar la misma fase después de haber pasado por el resto, definido anteriormente en el capítulo 2 como el paso polar rotórico, denominado τ_r con un valor de 90° .

También se puede observar en la Figura 3.22 que el ángulo de desfase entre cada una de las señales es de un ángulo $\alpha = 30^\circ$, obteniendo tres señales digitales dentro del respectivo ángulo de paso definido también en el capítulo 2. Por otro lado, el ángulo de resolución que tienen los sensores es de 15° obtenidos de la expresión

$$\varepsilon = \frac{360^\circ}{2 * N_{pasos}}$$

Este es el ángulo en el que el rotor puede desplazarse sin generar una variación en las salidas, obteniendo así una codificación empalmando las tres señales como lo muestra una fracción la Figura 3.22.

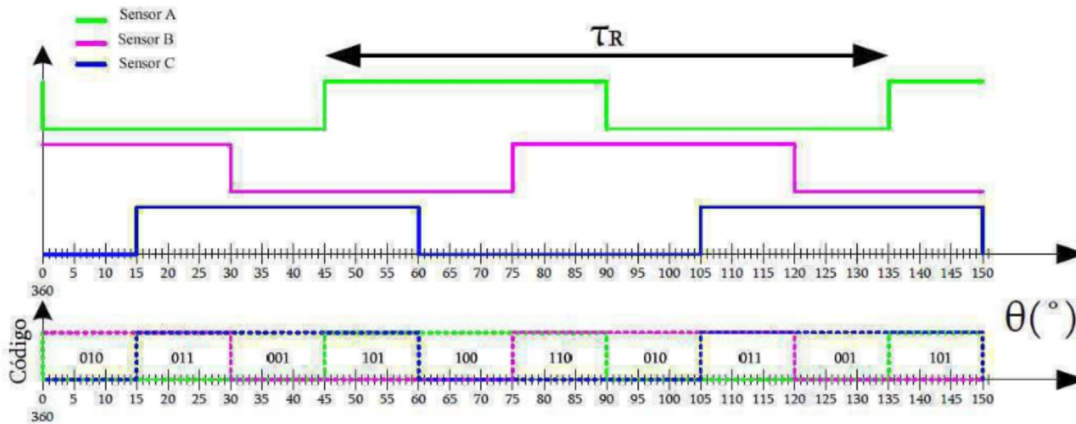


Figura 3.22: Señales de los optointerruptores [Molina, 2007]

Señales de posición	
Decodificación	Grados
010	15°
011	30°
001	45°
101	60°
100	75°
110	90°
010	105°

Cuadro 3.3: Ángulos de codificación

El hecho de conocer la posición, como ya se ha comentado, es esencial para la correcta conmutación de las fases. La determinación de la posición mediante sensores acoplados

a la flecha del rotor tiene la particularidad de ser un sensores económico, además, de permitir el arranque del SRM de forma sencilla en cualquier sentido de giro.

En adición se muestra en el Cuadro 3.3 el ángulo que se desplaza el rotor dentro de cada codificación del sensor de posición, esto sirve para observar exactamente donde tiene que ser conmutada la bobina del estator.

Capítulo 4

Diseño de la Fuente de Alimentación del Motor de Reluctancia Conmutada

Al igual que el motor de corriente continua sin escobillas, los motores de reluctancia conmutada no se pueden operar directamente desde un bus de corriente continua [Miller, 1989]. Por esta razón, se diseñó una fuente de alimentación que proporcione los voltajes de alimentación del SRM en forma secuencial y con los niveles adecuados. Un diagrama de bloques para una fase es mostrada en la Figura 4.1 ya que las otras dos fases solo se replican.

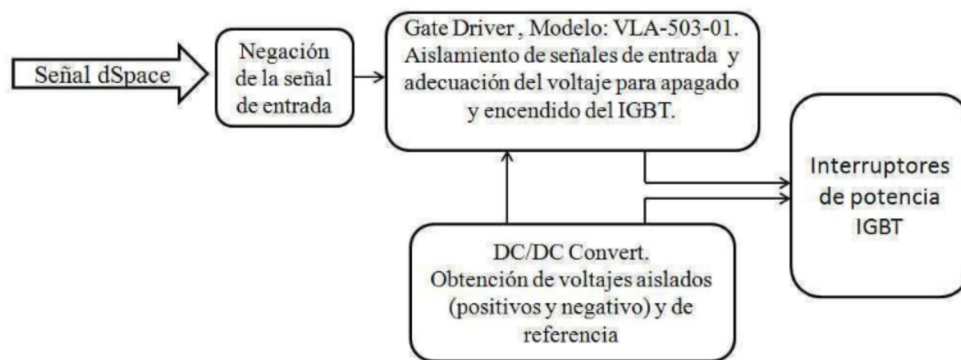


Figura 4.1: Diagrama de bloques general de la fuente de alimentación del SRM

En la Figura 4.1 se puede observar que a la fuente de alimentación ingresa una señal de conmutación secuencial conocida como de control, esta señal en nuestro caso, se genera en una PC y se proporciona por medio de una tarjeta de procesamiento y adquisición de datos *dSpace 1103*, la cual, suministra las secuencias de conmutación requeridas para la correcta polarización de los transistores de potencia y así accionar a esta máquina eléctrica.

Por otro lado, para tener un aislamiento de voltajes entre las señales de control proporcionadas desde la tarjeta controladora y el voltaje que se maneja en los devanados del

motor, se utiliza un circuito integrado conocido como *gate driver*, modelo *VLA503-01* manufacturado por la compañía POWEREX, el cual incluye una etapa de aislamiento conformada por dos optotransistores, uno de ellos interno en este dispositivo y otro externo a él. El optotransistor interno es el que recibe la señal de control y por sus características internas niega (de forma digital) la señal de entrada, es por eso que la señal de control previamente ingresa a una etapa de negación como se observa en el diagrama de bloques de la Figura 4.1.

Posteriormente, dicho CI se encarga de proporcionar las señales hacia la compuerta del IGBT. También, como ya se mencionó dentro de sus características principales incluye un aislamiento de alta velocidad en optoacopladores internos y además proporciona una protección contra cortos circuitos, que esta dada por una detección de desaturación para proteger al IGBT. Sin embargo, el *VLA503-01* trabaja en conjunto con otro CI modelo *VLA106-15242*, conocido como *DC-DC converter*. Este CI proporciona al *gate driver* niveles de voltaje totalmente aislados de $+15\text{ V}y - 8\text{ V}$ de hasta 5 A de corriente de excitación máxima requeridos para el encendido y apagado del transistor de potencia.

Por lo tanto, una vez que se conoce el esquema y funcionamiento general de la fuente de alimentación se da paso a la explicación específica de cada una de las etapas que conforman esta fuente, dando como resultado un modulo capaz de poner en funcionamiento al motor de reluctancia conmutada.

4.1. Etapa de conmutación

Debido a que las devanados del estator del motor de reluctancia conmutada deben ser accionadas de manera secuencial, se deben de generar y proporcionar las señales necesarias para la conmutación a estos devanados.

Una de las formas que se tiene para crear estas señales es a través de una tarjeta controladora *dSpace 1103*, la cual contiene un *software* vinculado a *SIMULINK/MATLAB*¹, en donde este proporciona todos los complementos (bloques) que requiere *SIMULINK*[®] para elaborar una plantilla que genere las señales de conmutación hacia los devanados del estator.

Los fabricantes de la tarjeta controladora *dSpace* proporcionan además un software para visualizar y manipular en tiempo real los experimentos requeridos, este se denomina como *ControlDesk*. Para poder realizar los experimentos en tiempo real se requieren una serie de archivos que se pueden generar desde *SIMULINK* al compilar el experimento que se crea para este fin. Un diagrama de bloques de lo antes dicho se puede observar en la Figura 4.2.

Para la elaboración de las señales de conmutación, se utilizó uno de los complementos que posee *dSpace* para *simulink*. Este complemento es el bloque *DS1103SL_DSP_PWM*,

¹Matlab es un sistema de programación y cálculo basado en la manipulación de matrices. El nombre mismo del sistema o paquete de cómputo proviene de la abreviación MATriz LABORatory o Laboratorio de Matrices, mientras que *SIMULINK* es un sistema de simulación dinámico de *MATLAB*

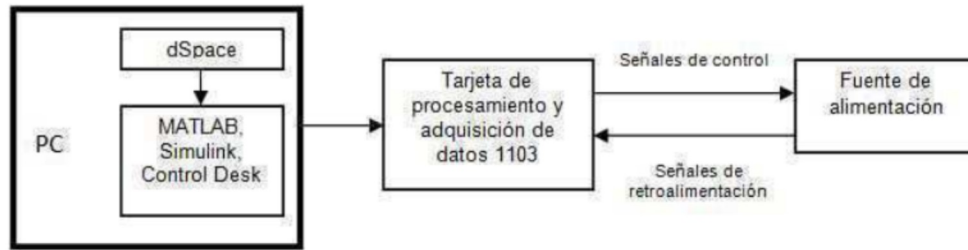


Figura 4.2: Diagrama de bloques de acondicionamiento de señales

el cual por sus características internas puede proporcionar a la salida de la tarjeta controladora 4 señales PWM estándar con ciclos de trabajo modificables, además de que proporciona señales simétricas e independientes según la aplicación requerida, para este caso en particular y por el tipo de funcionamiento del motor, es necesario obtener 3 señales independientes, debido a que la topología utilizada para esta máquina eléctrica solo utiliza un IGBT por fase de estator. Por lo tanto, para desarrollar las señales que ingresan a este bloque, se hace uso de un generador de pulso que proporciona directamente *SIMULINK*[®]/*MATLAB*[®].

Debido a que el SRM es manipulado en lazo abierto, no se puede asegurar el sincronismo de la posición del rotor con la conmutación de los devanados del estator, ya a que no hay una retroalimentación por parte de los sensores de posición, por lo que se realizó una aproximación para poder sincronizar lo más posible los devanados del estator con los polos del rotor. Esto se logra tomando como base la frecuencia de conmutación que tiene esta máquina eléctrica,

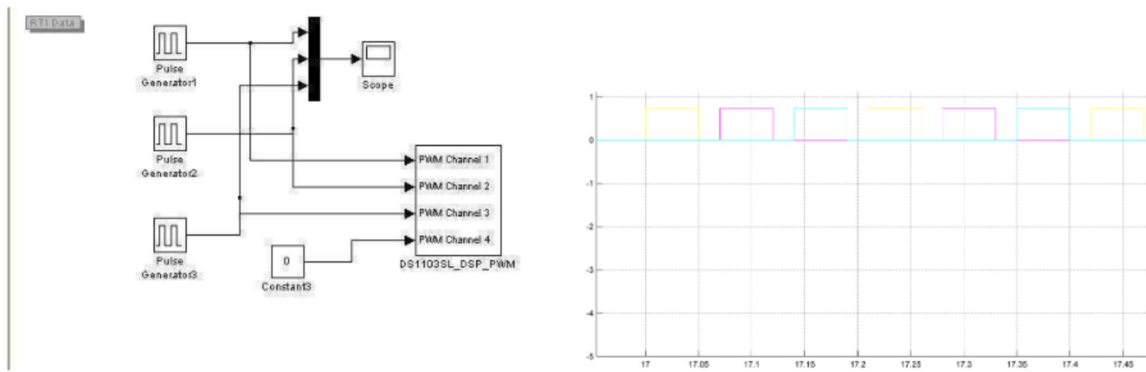
$$f_s = \frac{N \cdot N_r}{60}$$

donde N es la velocidad en RPM a la que se quiere el motor y N_r el número de polos del rotor del SRM, teniendo como unidades hertz (H_z).

Con el valor proporcionado por esta ecuación se puede obtener el tiempo en la que cada bobina debe de estar energizada, esto se logra con la relación que existe entre frecuencia y periodo, tal como se muestra a continuación:

$$T = \frac{1}{f_s}$$

Por lo tanto, si se desea que el motor tenga una velocidad constante de 150 *rpm*, el tiempo de encendido de cada bobina debe ser de 0.1 s. El único inconveniente en esta técnica es que el tiempo entre cada conmutación no se sabe con exactitud por lo que se aproxima, por lo que este esquema y sus señales quedan reflejados en la Figura 4.3



(a) Diagrama de bloques en Simulink para las conmutaciones de los devanados de estator

(b) Señales de conmutación

Figura 4.3: Configuración de las señales de conmutación en Simulink

4.2. Etapa de aislamiento y acondicionamiento de las señales conmutadas

El aislamiento y acondicionamiento de las señales de conmutación se logran a través del diseño de un módulo de conmutación conformado por dos circuitos integrados, de modelo VLA503-01 y VLA106-15242 de la marca POWEREX, que proporcionan el control de compuerta al IGBT y además otorgan un aislamiento a las señales de control de este módulo de conmutación. Un diagrama general del módulo de conmutación con los componentes que lo conforman se muestra en la Figura 4.4.

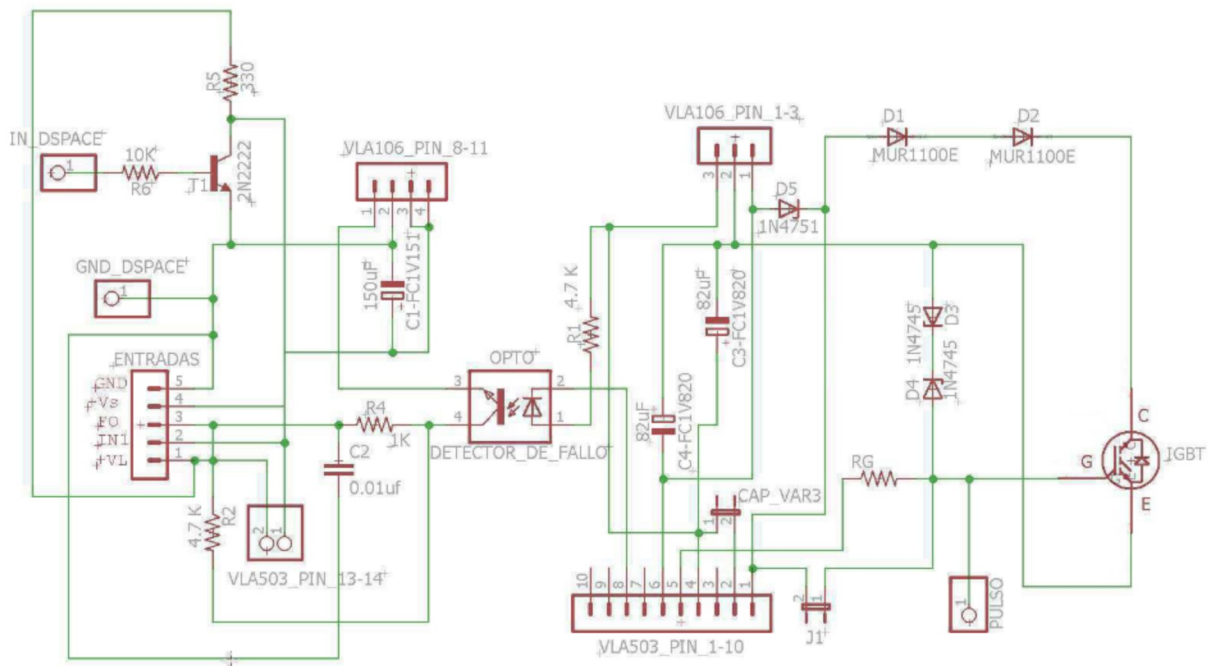


Figura 4.4: Esquema general de la fuente de alimentación para una fase del SRM

El circuito de la Figura 4.4 normalmente debe ser operado con 2 voltajes de alimen-

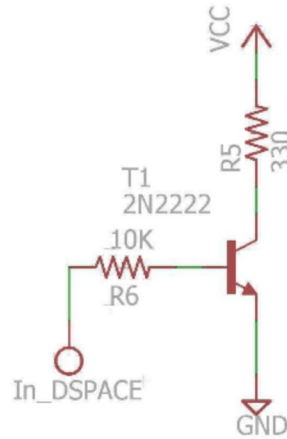


Figura 4.6: Configuración tipo emisor común para la negación de la señal de entrada

control. Además, esta entrada contiene un filtro RC para eliminar los ruidos en esta señal de fallo y no tener errores al detectar alguna anomalía, este filtro se diseñó aproximadamente de $10\mu s$ con una frecuencia de corte de 15 KHZ .

El segundo voltaje de entrada al circuito que se muestra en la Figura 4.4 es una fuente de control de nombre $(+V_S)$, de un valor de $15V$. Esta fuente es la encargada de proporcionar la energía necesaria para el *gate driver* con ayuda del *DC-DC converter*, este voltaje es conectado en el lado primario del transformador interno del *DC-DC converter* a las terminales 8 y 9 de este circuito integrado, como se muestra en el diagrama esquemático de la Figura 4.4.

La fuente $(+V_S)$ es desacoplada con un capacitor electrolítico de baja impedancia. Este capacitor está conectado cerca de las terminales de entrada de alimentación del *DC-DC converter* para proporcionar estabilidad y un buen filtrado de la fuente de corriente directa que suministra a este convertidor. El valor que se eligió para este capacitor fue de $150\mu F$ debido a que con este valor se obtiene el voltaje necesario de rizo cuando este dispositivo está en su máxima capacidad.

El *DC-DC converter* proporciona un aislamiento al *gate driver*, debido al transformador interno que contiene este circuito integrado. De tal manera que, el *gate driver* es suministrado con voltajes independientes a sus terminales 4 y 6 mostrados en la Figura 4.8 (a), los cuales consisten en un voltaje de $(+15.8V)$ de nombre (V_{cc}) en la terminal 3 y un voltaje de $(-8.2V)$ de nombre (V_{EE}) en la terminal 1 del *DC-DC converter* mostrado en la Figura 4.8 (b). Estos dos voltajes se pueden observar con respecto al punto de la terminal 2, que es la referencia creada por el diodo y el resistor en el secundario del transformador, la cual también es la referencia creada para los IGBT'S.

Estos voltajes aislados que se suministran al *gate driver* son desacoplados utilizando de igual manera capacitores electrolíticos de baja impedancia. Estos capacitores de nombre $C4$ y $C3$ se observan en la Figura 4.4. Es importante que estos capacitores de desacoplo tengan una baja impedancia y además que tengan la capacidad suficiente para proporcionar el accionamiento de compuerta de la alta corriente requeridos por el *gate driver*.

Como ya se mencionó, los voltajes aislados (V_{cc}) y (V_{EE}) provenientes del *DC-DC converter* son conectados al *gate driver*, para proporcionar la energía necesaria que requiere este circuito integrado, de tal manera que una vez alimentado con estos voltajes requeridos el *gate driver* amplifica la señal de entrada proveniente de la *dSpace* y produce alta corriente de excitación de compuerta a su salida en la terminal 5. La corriente de excitación de compuerta se ajusta mediante la adecuada selección del resistor de compuerta denominado RG, donde dicho resistor normalmente se ajusta para proporcionar un accionamiento adecuado en el IGBT, teniendo en cuenta las pérdidas y el ruido de conmutación. Normalmente este valor de resistor lo proporciona las hojas de especificaciones de cada dispositivo utilizado.

En este modulo también se cuenta con una protección contra los aumentos repentinos de voltaje de compuerta. Esta protección, es proporcionada por los diodos zeners de nombre D_4 y D_3 mostrados en la Figura 4.4. Los cuales presentan una configuración tipo *clipping*², la cual tiene como finalidad mantener el voltaje de polarización de $+15V$ y $-8V$ constantes, aprovechando las propiedades que contiene estos al ser polarizados inversamente, ya que en este estado el voltaje suministrado a través de ellos solo llega hasta el valor nominal. A partir de ese valor el zener se bloquea manteniendo así solo este voltaje. Además, estos diodos también protegen contra las corrientes de corto circuito que eventualmente puedan llegar a la compuerta del transistor. La relación de la señal de la salida respecto a la entrada de acuerdo a la configuración *clipping* se observa en la Figura 4.7.

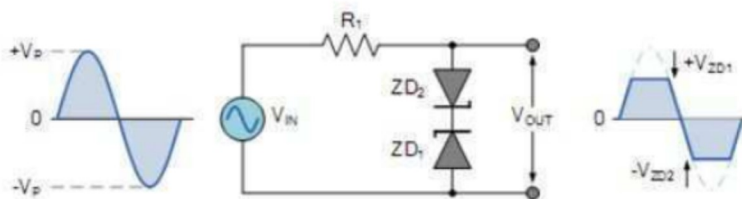


Figura 4.7: Configuración *clipping* para la protección de aumentos repentinos de voltaje de compuerta. Figura adaptada de [ElectronicsTutorials, 13 de Agosto del 2013]

Así mismo, el modulo de conmutación contiene una protección contra cortos circuitos. Esta protección se lleva a cabo por una detección de desaturación, en donde el voltaje del colector del IGBT es detectado a través de unos diodos conectados en serie denominados D_1 y D_2 , como se muestran en la Figura 4.4, que proporcionan un bloqueo de alto voltaje para la protección del CI, el cual debe ser igual o mayor que el V_{CE} del IGBT utilizado. Para aplicaciones que utilicen un IGBT con un V_{CE} bajo es posible utilizar un solo diodo de detección.

Por otra parte, el diodo D_{Z5} mostrado en la figura 4.4 protege la entrada del detector de desaturación de picos de voltaje durante la recuperación inversa de los diodos de bloqueo de alto voltaje.

²Palabra proveniente del inglés, la cual tiene como significado Recortar

4.2.1. Detección de desaturación o protección contra cortos circuitos

La protección contra cortos es una característica muy importante que posee el modulo *gate driver*, esta característica ayuda a proteger los transistores de potencia utilizados en esta aplicación ante cualquier anomalía que pueda causar un corto circuito. Para explicar esto un diagrama de bloques funcional general del VLA503-01 y el VLA106-15242 se muestra en la Figura 4.8, donde se puede observa el funcionamiento interno de estos circuito integrados.

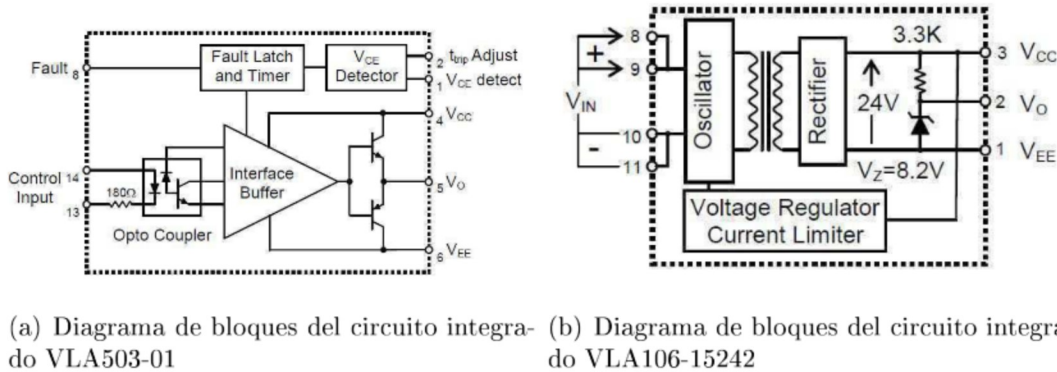


Figura 4.8: Diagrama de bloques que conforman los C.I del modulo de conmutación. Figura adaptada de [POWEREX, 2012].

En la Figura 4.8(a) se muestra el diagrama de bloques del VLA5003-01 el cual, es un circuito diseñado para proporcionar el control de compuerta para el IGBT de alta potencia. Este circuito también convierte las señales de control de nivel lógico, a señales totalmente aisladas de $+15V / -8V$ de hasta $5A$ de corriente de excitación, gracias al trabajo conjunto que tiene con el VLA106-15242.

Este aislamiento de las Señales de control proviene de un optoacoplador de alta velocidad de hasta $2500V$ que posee internamente este circuito integrado. Dicho optoacoplador se puede observar en la Figura 4.8 (a). Este CI proporciona una protección contra cortos circuitos que esta dada por una detección de desaturación.

La protección contra corto circuitos es una de las características importantes de este modulo, gracias a esto se garantiza la protección tanto de los circuitos integrados como del IGBT. Para una detección típica de desaturación, un diodo de rápida recuperación es conectado al colector del IGBT para el control del voltaje de colector a emisor, tal como se muestra en la Figura 4.9. Cuando el IGBT esta apagado, el voltaje colector-emisor V_{CE} es alto y D_1 esta polarizado inversamente, teniendo en el anodo de este diodo un voltaje dado por la fuente $V+$ que normalmente es de $15V$. Cuando el IGBT está encendido, el voltaje entre colector y emisor es cero, i.e. $V_{CE} = 0$, lo que provoca que el diodo $D1$ este polarizado en forma directa por lo que a la entrada $+$ del comparador se tendrá un voltaje cero. Debido a que en la entrada $-$ del comparador siempre existe un voltaje constante de $15V$ denominado como V_{trip} . Durante condiciones normales del IGBT en estado de encendido, la entrada del comparador $+$ sera mas pequeña que el voltaje V_{trip} y a la salida del comparador se vera reflejado un

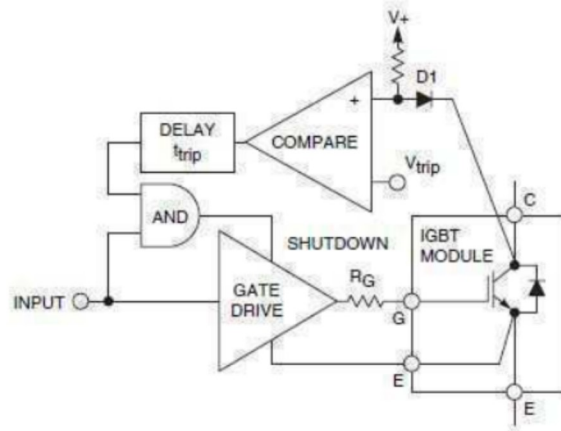


Figura 4.9: Detector de desaturación proporcionado por el C.I VLA503-01. Figura adaptada de [POWEREX, 2012].

voltaje bajo (cero), mientras que durante condiciones normales de estado apagado del IGBT la entrada + del comparador será mucho más grande que V_{trip} y a la salida del comparador se observa un voltaje alto. Por lo tanto, si el IGBT se enciende estando en corto circuito, la corriente alta causará que el voltaje de *colector – emisor* del IGBT se eleve por encima de V_{trip} a pesar de que la compuerta del IGBT está siendo conmutada, esta presencia anormal cuando hay un V_{CE} alto cuando el IGBT está supuestamente encendido se llama desaturación.

Esta desaturación es detectada por una compuerta lógica AND, que a sus entradas tendrá tanto la señal de control proporcionada por la tarjeta controladora *dSpace* como la señal que proporciona el comparador. Cuando la compuerta AND pasa a nivel alto, esto nos indica que el corto circuito es detectado, por lo que, esta salida de la compuerta lógica AND puede ser utilizada para comandar el IGBT y apagarlo con el fin de protegerlo contra cortos circuitos.

Un retardo de tiempo t_{trip} debe proporcionarse después de la salida del comparador, tal como lo muestra la Figura 4.9, para permitir el cambio normal de estado apagado a estado encendido del IGBT. Este retardo de tiempo t_{trip} se establece de manera que el V_{CE} del IGBT tenga el tiempo suficiente para caer por debajo de V_{trip} durante el umbral de conmutación, si este tiempo se fija demasiado corto, la detección de desaturación será errónea. El retardo máximo permitido en t_{trip} está limitado por la capacidad de soportar un corto circuito en el IGBT. En aplicaciones típicas el límite recomendado es $10\mu s$.

Una vez que la desaturación es detectada, el control de compuerta del CI realiza un cierre suave del IGBT y comienza un tiempo T_{trimer} de $1.5 ms$ de bloqueo. Esta desactivación suave del IGBT ayuda para limitar el voltaje transitorio que se puede generar, mientras la corriente alta de corto circuito fluye por el transistor. Durante este bloqueo el controlador envía sobre la terminal 8 de la Figura 4.10 un bajo digital para indicar el estado de fallo y así el voltaje de la fuente que polariza al optoacoplador interno del *gate driver* es mandado a tierra a través del resistor de pull up de la terminal 14

de la Figura 4.10. En estado normal el controlador se reanuda una vez transcurrido el tiempo de bloqueo y la señal de entrada de control vuelve a su estado apagado.

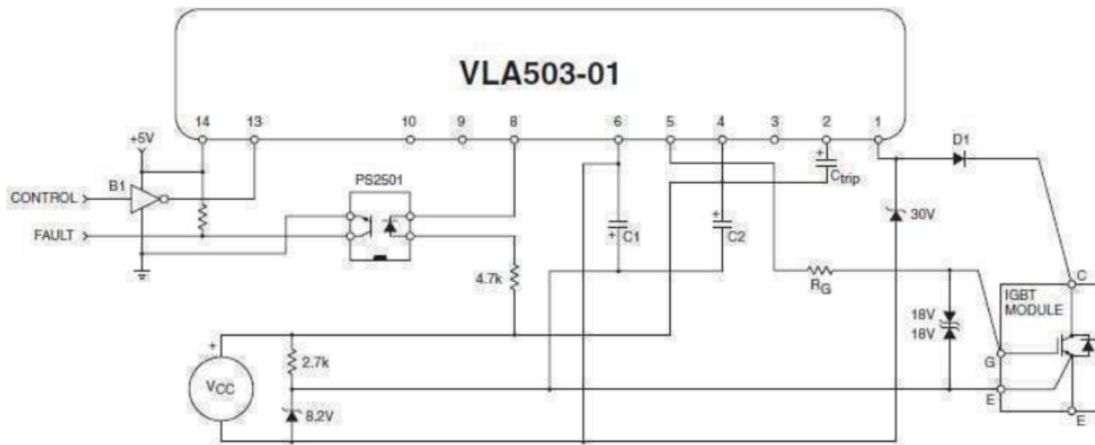


Figura 4.10: Diagrama de funcionamiento individual del VLA503-01. Figura adaptada de [POWEREX, 2012].

También este circuito ofrece la posibilidad de un ajuste de t_{trip} , el *VLA5003-01* tiene un tiempo por defecto para la detección de desaturación t_{trip} de aproximadamente $2.5 \mu s$. Esto prevendrá la detección errónea de un corto circuito, siempre y cuando el resistor a la compuerta del IGBT R_G este cerca del valor mínimo recomendado por las hojas de especificaciones del IGBT.

El retardo de $2.5 \mu s$ es apropiado para muchas aplicaciones, por lo que no es necesario un ajuste, sin embargo, cuando se está trabajando con baja frecuencia se puede utilizar una R_G más grande para retardar la conmutación del IGBT, reducir el ruido y limitar los voltajes transitorios de encendido y apagado del IGBT. Cuando R_G se incrementa, el retardo de conmutación del transistor de potencia también se incrementa, pero si el retardo es lo suficientemente grande para que el voltaje sentido en la terminal 1 de la Figura 4.8 (a) y la Figura 4.10 sea mayor que el voltaje de colector del IGBT, al final del retardo t_{trip} el controlador indicara erróneamente que hay un corto circuito.

Para evitar que suceda una detección errónea de corto circuito en aplicaciones específicas de baja frecuencia el *VLA5003-01* tiene a su disposición la posibilidad de variar el retardo t_{trip} , mediante la conexión de un capacitor C_{trip} entre la terminal 2 del *gate driver* y VCC (terminal 3) del módulo *DC-DC convert*, tal como se observa en la Figura 4.10 y 4.4. Si t_{trip} se extiende se debe tener cuidado de no exceder la capacidad que tiene el IGBT de soportar un corto circuito, normalmente este tiempo puede variar dependiendo el dispositivo, sin embargo, la mayoría de los transistores de potencia tienen buenos resultados si no se exceden $10 \mu s$ de corto circuito.

Por otro lado, en la Figura 4.8 (b) se observa el CI *DC-DC convert*, este dispositivo internamente contiene un transformador el cual está diseñado para operar desde $15V DC$ a en su lado primario, y otorgar un voltaje en su lado secundario de aproximadamente $24 V$, el cual es dividido utilizando un resistor y un diodo zener, tomando como referencia el nodo donde se interconectan estos, tal como se muestra en la Figura 4.8 (b),

y así obtener los voltajes aislados de $+15.8V$ y $-8.2V$ gracias a la propiedad que otorga el transformador del lado secundario. Estos voltajes son los que dan la adecuada polarización entre emisor y compuerta del IGBT.

4.2.2. Selección de los interruptores controlados de potencia

La selección de los transistores de potencia utilizados como interruptores en el convertidor de estado sólido depende de la capacidad de corriente que puedan soportar, de la frecuencia de conmutación y del nivel de aislamiento en voltaje que tiene el transistor antes que el dispositivo se destruya. Dado que estos elementos tienden a ser mucho más rápidos cuando se manejan voltajes y corrientes pequeñas. La selección debe realizarse tomando en cuenta la frecuencia de conmutación, la capacidad de aislamiento de voltaje y la potencia del dispositivo dependiendo la aplicación requerida [Blanqué Molina et al., 2007].

En la Figura 2.8 se muestra el circuito equivalente de un devanado de fase del motor de reluctancia conmutada, que al proporcionar un voltaje sobre sus terminales se presenta la inductancia propia del devanado y una resistencia al flujo de corriente sobre el. Sin embargo, si el voltaje aplicado a las terminales de la bobina es de corriente continua se puede considerar que la inductancia no tiene influencia, debido a que se comporta como corto circuito, por lo que queda una simple relación de ley de Ohm para la caída de voltaje en la resistencia de la bobina, provocando una corriente alta debido a que el valor de la resistencia de embobinado es de 0.36Ω , por esta razón se agregó un resistor en serie al devanado del estator para limitar esta corriente alta, por lo que la resistencia total es la suma de ambas, es decir, la que presenta la bobina y el resistor. Debido a esto, se puede conocer la potencia que el motor consumirá por fase y de tal manera poder elegir el transistor que se adecúe a las exigencias de potencia del motor de reluctancia. La potencia consumida por devanado de fase esta dada por la ecuación siguiente:

$$P_{Fase} = RI^2 = (10 + .36)(18^2) = 3356.64 W$$

y la potencia total de esta máquina eléctrica es la suma de las potencias por fase, expresada por:

$$P_{Total} = P_{Fase} \cdot 3 = 10069.92 W$$

Cabe mencionar que esta potencia no equivale a la potencia nominal de placa, la cual tiene un valor de $18.75 Kwatss$, debido a que las pruebas que se realizaron fueron hechas a la mitad de los valores nominales de placa como se explico anteriormente, por lo que, el transistor se eligió de tal manera que también abarcara esta potencia nominal.

Otra consideración que se debe tomar en cuenta es que debido a que el motor de reluctancia conmutada es altamente no lineal, el voltaje que debe soportar el transistor de potencia entre colector emisor cuando pasa de encendido a apagado es mucho más grande que el voltaje suministrado por el bus de corriente directa. Este comportamiento se puede observar en la ecuación (2.4), por esta razón el transistor debe poder soportar más del 400% del bus de corriente directa.

Por ultimo, el rango de frecuencia que debe manejar el transistor depende de la aplicación requerida, pero, como el arreglo experimental esta diseñado para ser utilizado en un futuro para aplicar técnicas de control y estimación de parámetros, la frecuencia que el transistor debe manejar debe de oscilar alrededor de los 35 KHz .

Por lo tanto, el transistor a elegir tiene que soportar potencias superiores a las del devanado de fase, un voltaje superior al nominal de placa y una frecuencia por arriba de los 10 KHz . Un diagrama comparativo de potencias y velocidades de conmutación de los dispositivos electrónicos controlados más comunes se muestra en la Figura 4.11.

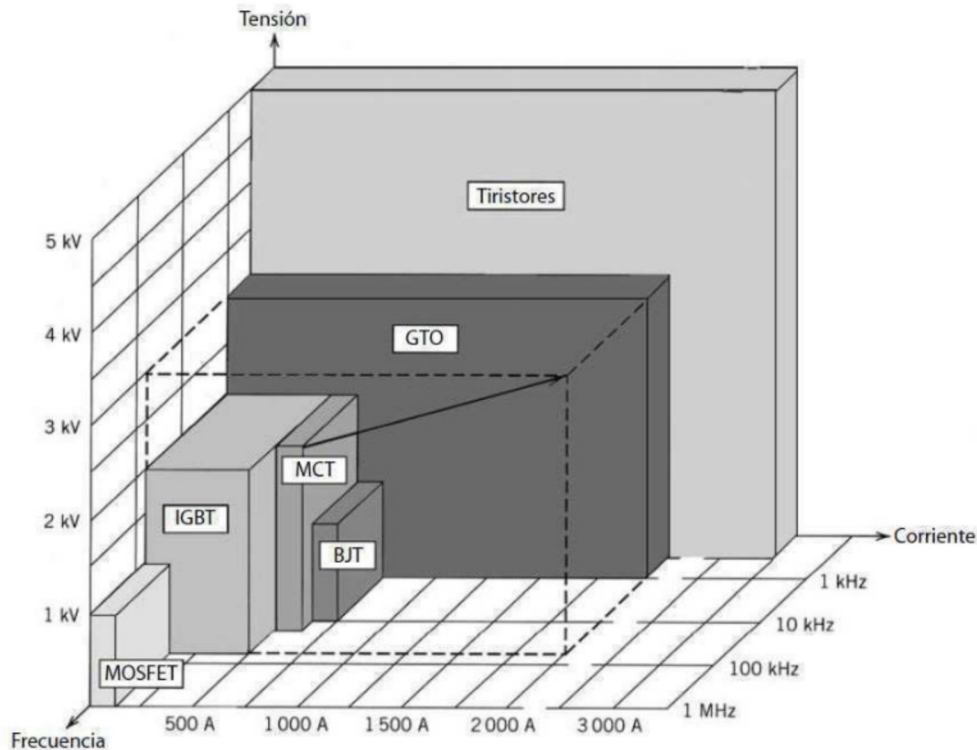


Figura 4.11: Rangos de dispositivos electrónicos de potencia más utilizados. Figura adaptada de [Mohan et al., 2009]

Como se puede apreciar en la Figura 4.11 el dispositivo que se adecúa a los requisitos de potencia, voltaje y frecuencia del SRM disponible es el transistor de potencia IGBT.

IGBT seleccionado

El transistor IGBT, de las siglas en inglés *Isolated Gate Bipolar Transistor* es un dispositivo semiconductor que representa a una familia de transistores de potencia como uno de los dispositivos más completos en el mercado, debido a que se han convertido en componentes dominantes para aplicaciones con voltajes de operación superiores a 300 V . Además la complejidad del circuito de control se reduce drásticamente para este transistor de potencia, reduciendo así el costo del sistema. Estas características eléctricas atractivas del IGBT y la sencillez de su circuito de control, junto con la

facilidad de fabricación y adaptación de la velocidad de conmutación, han impulsado el interés mundial en la utilización de este dispositivo, donde los sectores industriales, iluminación, transporte y generación de energía renovable son solo algunos sectores interesados en utilizar estos transistores de potencia.

Este transistor posee algunas de las características de otros dispositivos, logrando combinar las ventajas de los BJT de potencia y de los MOSFET en él. Una de las ventajas que posee es que tiene una alta impedancia de entrada igual que los MOSFET, y bajas pérdidas de conducción en estado activo, como los BJT. Cabe resaltar que el IGBT es un dispositivo controlado por voltaje, es decir, aplicando una polarización entre compuerta y emisor similar al MOSFET [Blanqué Molina et al., 2007, chap. 5].

La velocidad de conmutación máxima a la que puede trabajar este dispositivo oscila al rededor de los 35 Kz [Baliga, 2015, chap. 3.6.5], donde esta frecuencia máxima de funcionamiento está limitada por la disipación de potencia que posee el dispositivo a elegir, que para estructuras convencionales que posean una disipación de potencia de al rededor de 200W la velocidad de conmutación podrá llegar a frecuencia máxima de funcionamiento [Baliga, 2015, chap. 3.6.5]. En adición a lo anterior mencionado, también se debe tomar en cuenta el Cuadro 4.1 el cual muestra las relaciones más comunes que existen entre voltajes y frecuencias en los IGBT'S convencionales.

Voltaje (V)	Frecuencia de conmutación
600	hasta 30KHz
1200	hasra 20KHz
1700	hasta 10KHz
3300	hasta 3KHz

Cuadro 4.1: Frecuencias de conmutación típicas de los IGBT's

Por lo tanto, considerando las aplicaciones a futuro que tendrá el motor de reluctancia conmutada, tales como aplicaciones de control e identificación de parámetros, el IGBT seleccionado es de la firma *International Rectifier*, modelo *IRG4PH50KD*, el cual posee una corriente máxima de colector de hasta 45 A , esta corriente está por arriba de la prevista para cada una de las fases del estator del SRM. Además el voltaje entre colector y emisor que posee este transistor es de 1200 V . Este valor es más del doble del que maneja el bus de corriente directa.

En términos de potencia este dispositivo tiene una disipación máxima de 200W sin disipador, sin embargo, la potencia nominal del motor es disipada en gran medida sobre la resistencia snubber. por lo que, con este valor de disipación del IGBT aseguramos que podremos obtener una frecuencia máxima de accionamiento de hasta 35 Kz .

Cabe mencionar, que este dispositivo tal y como se muestra en su hoja de especificaciones es de conmutación rápida, manejando tiempos de encendido t_r (*Rise time*) y de apagado t_f (*Fall time*) por debajo de los 200ns lo cuales son relativamente rápidos [Int, 2015]. Sin embargo, estos tiempos de respuesta del IGBT, que se presentan en las hojas de especificaciones, se obtienen bajo consideraciones muy diferentes a las utilizadas en este trabajo, provocando tiempos de encendido y de apagado mayores.

En la Figura 4.12 se muestran dos tipos de respuestas que presenta el IGBT cuando se alimenta con una tensión de 30 V a una de las fases del SRM. Para lograr estas dos respuestas un voltaje de polarización entre emisor y compuerta es aplicado al transistor. Esta señal de polarización se observa en la gráfica de color morado de la Figura 4.12. En esta señal se tiene un ciclo de trabajo del 30 % a 8 kHz con un periodo de $125\mu s$, en donde los pulsos positivos corresponde al encendido del transistor y los pulsos negativos al apagado de este.

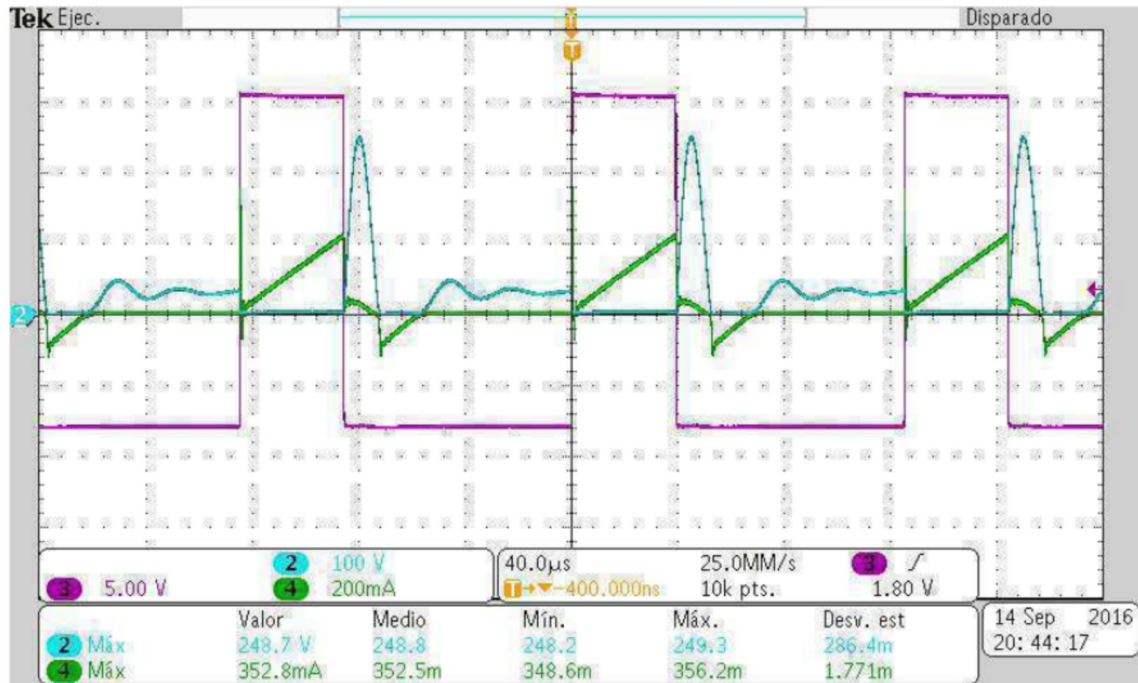


Figura 4.12: Respuesta obtenida por el IGBT ante un voltaje de alimentación de 30V

Las gráficas de color verde y azul de la Figura 4.12 muestran el comportamiento que tiene el transistor al ser puesto en funcionamiento, de tal manera que en el encendido y en el apagado se presentan dos momentos importantes en el IGBT los cuales son:

- Cuando se tiene encendido. En este momento se puede apreciar que el voltaje entre emisor y colector cae a cero (gráfica de color azul) y se tiene una corriente de cierto valor (gráfica color verde). Es en este periodo que se presenta el t_r y se puede observar que la corriente presenta picos en su amplitud en el instante que comienza el encendido pero estos son de una amplitud aceptable mientras que el voltaje simplemente cae a cero sin ninguna oscilación como se puede observar más a detalle en la Figura 4.13 la cual es un acercamiento de la Figura 4.12 .
- Cuando se tiene en estado apagado, se observa que el voltaje entre emisor y colector (gráfica de color azul Figura 4.12) se eleva drásticamente por arriba del valor proporcionado por el bus de corriente directa en un tiempo aproximado de $12.72\mu s$ el cual es el mismo tiempo en que la corriente decae a cero, (el tiempo aproximado en que le voltaje se eleva por arriba de lo normal se observar de mejor forma en la Figura 4.14, la cual es un acercamiento de la Figura 4.12).

Posteriormente el voltaje toma un valor de cero y se mantiene por un tiempo aproximado de $16.62\mu\text{s}$, que es el mismo tiempo en que la corriente tiene un pico inverso debido a la demagnetización de la bobina del SRM, (este comportamiento se puede observar en la Figura 4.15) después de transcurrido estos tiempos el voltaje oscila hasta llegar al valor alimentado. Por otro lado, la corriente en este estado decae desde su valor máximo a cero en el mismo tiempo que se presenta el pico de voltaje entre colector y emisor del IGBT mostrado en la Figura 4.14. Después, se produce un pico de corriente inversa debido a la desmagnetización de la bobina sobre el transistor para llegar a cero nuevamente (gráfica de color verde Figura 4.15). Justamente en el estado de apagado es donde se presenta el tiempo de caída t_f , donde se puede observa que se muestran las peores condiciones del SRM debido a que el polo del rotor no esta alineado con el polo del estator provocando nuevos tiempos de funcionamiento en el transistor.

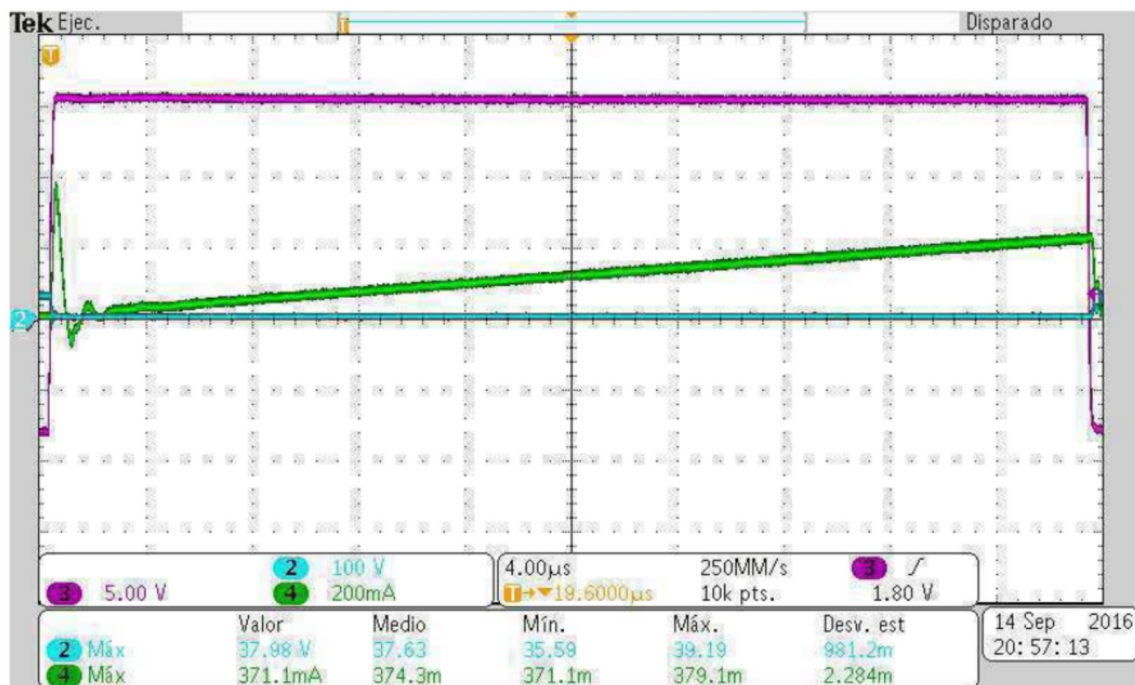


Figura 4.13: Respuesta obtenida en el encendido del IGBT

El cambio de los tiempos de respuesta y el comportamiento que tiene el IGBT ante las consideraciones de diseño tiene una repercusión importante en el cálculo de los circuitos de amortiguamiento, debido a que es precisamente en estos tiempos en el que el transistor muestra picos de sobre voltajes. Cabe mencionar que las pruebas antes realizadas se obtuvieron con un voltaje de alimentación entre colector y emisor diferente al que el motor estará sometido en funcionamiento normal, esto se llevo a cabo de tal manera, para poder observar el comportamiento del transistor utilizado sin exceder sus capacidades, sin embargo la respuesta del voltaje y corriente entre colector y emisor en el apagado, solamente cambiara de amplitud cuando a las terminales del transistor se alimente un voltaje de 180 V, debido a que la corriente en el transistor cambia en forma lineal con un razón de cambio de corriente constante $\frac{di}{dt}$ [Mohan et al., 2009]. Por lo tanto, el transistor de potencia utilizado cumple con las características de voltaje, corriente y frecuencia exigidas por el SRM.

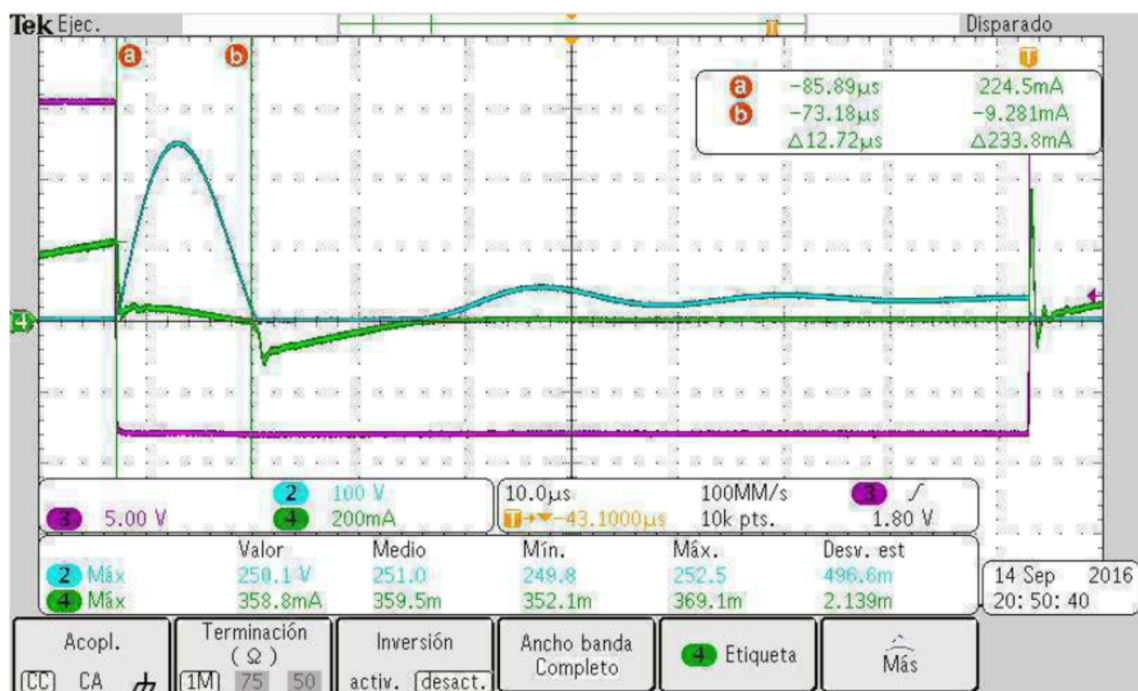


Figura 4.14: Respuesta obtenida en voltaje y corriente en el apagado del IGBT

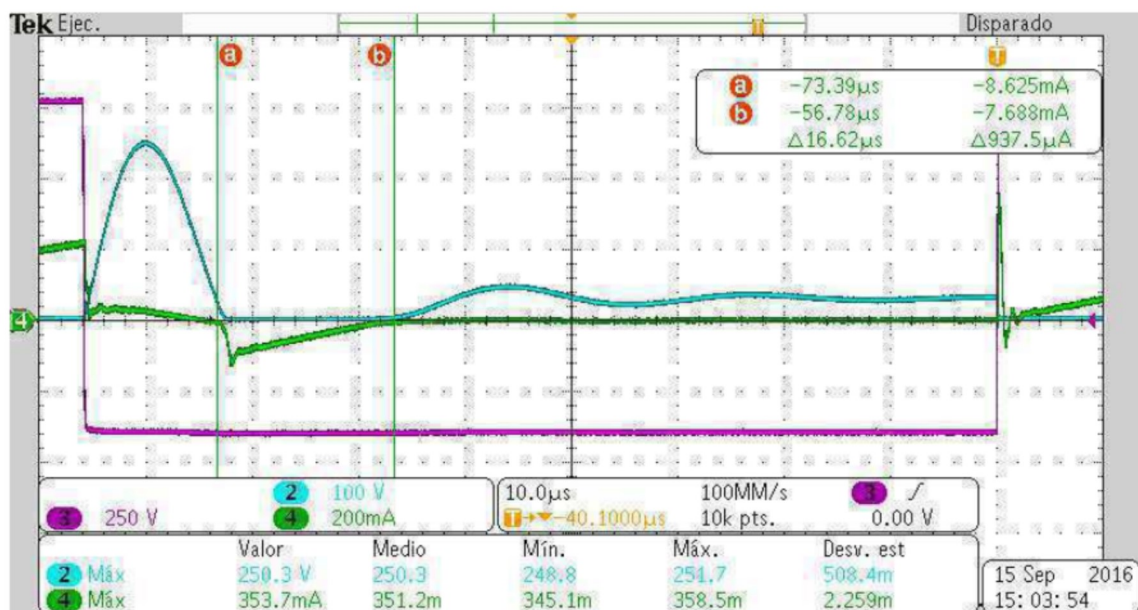


Figura 4.15: Respuesta obtenida en voltaje y corriente en el apagado del IGBT

4.2.3. Red Snnuber

Si un convertidor de electrónica de potencia fuerza un dispositivo semiconductor de potencia más allá de sus especificaciones, hay dos formas básicas de solucionar el problema. Se reemplaza el dispositivo por uno cuyas especificaciones sean mayores a los esfuerzos o se agregan circuitos amortiguadores al convertidor para reducir los esfuerzos sobre el transistor de potencia IGBT a niveles seguros. La opción final es un compromiso entre el costo y disponibilidad de dispositivos semiconductores con las especificaciones eléctricas requeridas en comparación con el costo y la complejidad adicional de usar circuitos amortiguadores [Mohan et al., 2009].

Cuando los interruptores del convertidor de estado sólido que tienen los devanados del estator de el motor de reluctancia conmutada se abren, se produce un voltaje elevado entre el colector y el emisor del transistor más allá del valor de voltaje suministrado por el bus de corriente directa. Este voltaje puede aumentar mucho más cuando se produce la desmagnetización de las bobinas, provocando una sobrevoltaje en el interruptor del IGBT. El hecho de que estos dispositivos conmuten elevados valores de corriente en intervalos de tiempo muy breves, provoca cambios de voltaje potencialmente destructivos sobre el transistor.

Para la protección de los transistores contra sobrevoltajes que pueden llegar a provocar la destrucción de los componentes, se acude a utilizar las redes amortiguadoras denominadas *snubbers*, que absorban los efectos destructivos en el estado de conmutación. La función de este circuito amortiguador es reducir los esfuerzos eléctricos que se aplican a un dispositivo durante la conmutación por un convertidor de potencia a niveles dentro de las especificaciones eléctricas del dispositivo [Mohan et al., 2009].

Como ya se menciona anteriormente, el motor de reluctancia conmutada es altamente no lineal, debido a que la producción de par de fuerza de esta máquina eléctrica esta dada por el hecho de que las inductancias en el devanado del estator son funciones dependientes de la posición angular del rotor como se expresa en la ecuación (2.4). Por esta razón y por la construcción de esta máquina, cuando el rotor no esta alineado con el estator se produce un incremento del 175 % sobre el bus de corriente directa, esto sucede precisamente en el apagado del transistor, ya que es cuando el transistor debe soportar todo el voltaje de la fuente y su incremento, tal y como se menciona en la sección anterior y se observa en la Figura 4.16.

Para evitar los de sobrevoltajes en el apagado provocados por el efecto de las inductancias no lineales en la máquina como se observa en la Figura 4.16, se propone una red *snnuber* de apagado debido a que en el encendido no se tienen problemas que afecten a el IGBT. Esta configuración de amortiguamiento se utiliza para aplicaciones donde las corrientes sean bajas y medias, teniendo como ventaja la reducción de los picos de voltaje, lo cual reduce las perdidas de apagado del interruptor de estado sólido, además de que no provoca variaciones en el bus de corriente continua. La función de este amortiguador es proveer un voltaje cero a través del transistor mientras la corriente llega cero. Esto se logra mediante la conexión de una red RDC en paralelo a las terminales colector-emisor del transistor, [Mohan et al., 2009], como se muestra en la Figura 4.17.

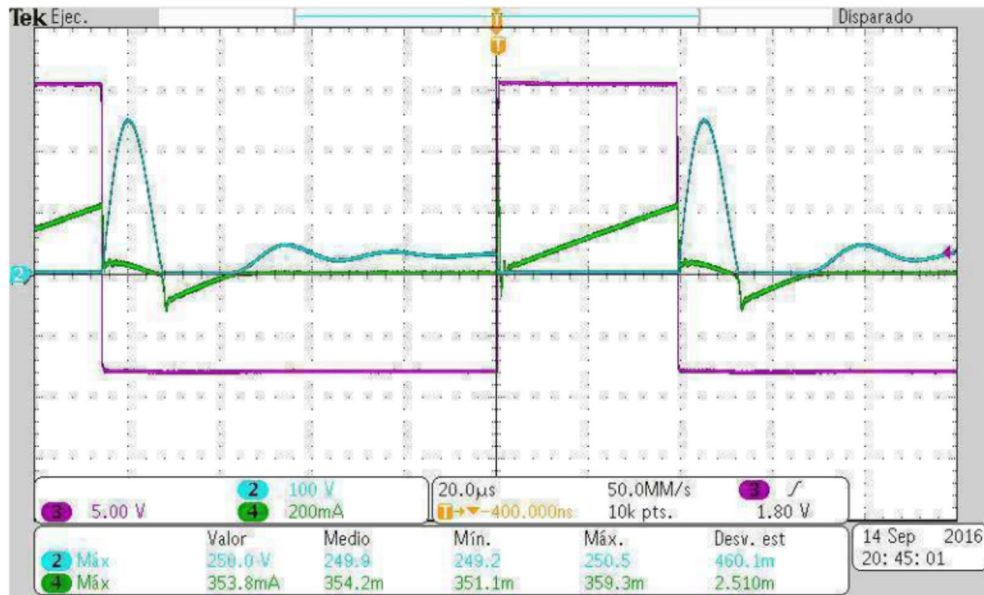


Figura 4.16: Señal de sobrevoltaje

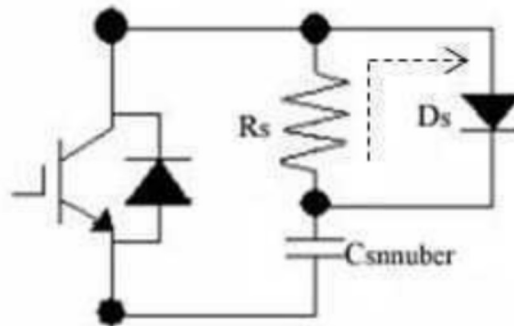


Figura 4.17: Snnuber de apagado. Figura adaptada de [Mohan et al., 2009]

Antes del apagado, la corriente del transistor tiene un valor máximo I_{max} y el voltaje del transistor es esencialmente cero. En el apagado en la presencia de este amortiguador la corriente disminuye con un $\frac{di}{dt}$ constante, esto quiere decir que a cualquier valor de corriente esa caída será la misma. Esta corriente fluye en el condensador a través del diodo amortiguador D_s , Por lo tanto, para un tiempo de caída de la corriente denominada t_{fi} , tal y como se muestra en la Figura 4.18, la corriente del condensador se escribe como:

$$i_{cs} = \frac{I_{max}t}{t_{fi}} \quad (4.1)$$

Donde i_{cs} es cero antes del apagado en $t = 0$. El voltaje del condensador, que es el mismo que el voltaje a través del transistor cuando el diodo del amortiguador conduce,

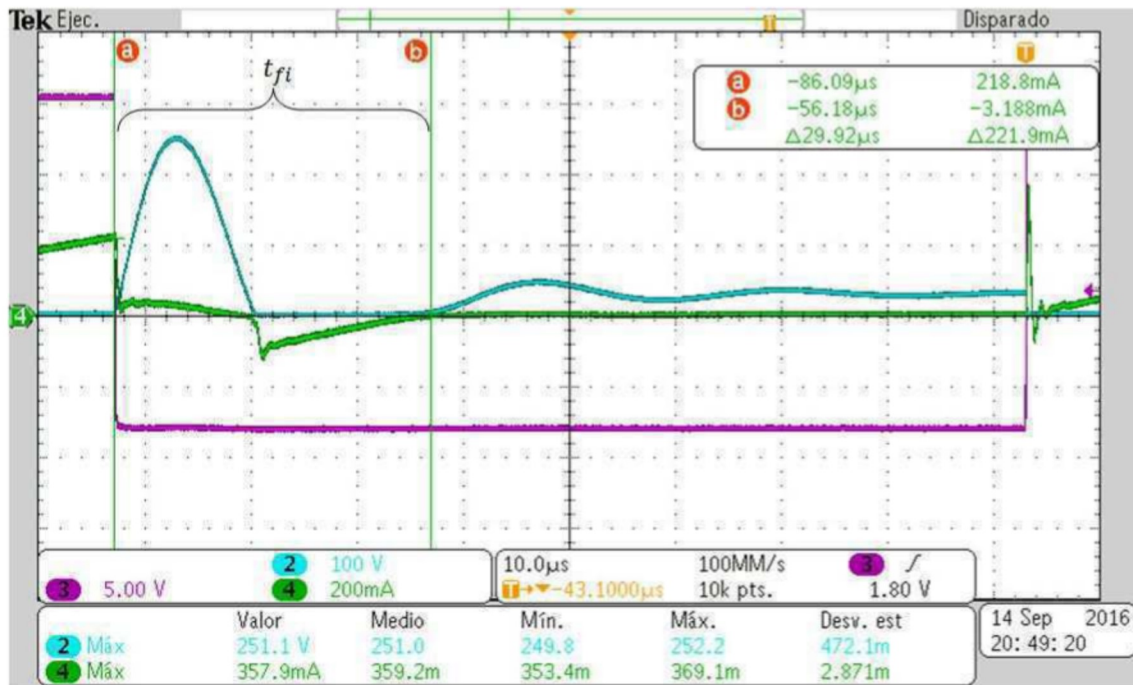


Figura 4.18: Tiempo de caída de corriente en el apagado

se escribe como:

$$V_{cs} = V_{CE} = \frac{1}{C_s} \int_0^t i_{cs} d(t) = \frac{I_{max} t^2}{2C_s t_{fi}} \quad (4.2)$$

que es válido durante el tiempo de caída de la corriente siempre que el voltaje del condensador sea menor o igual que el voltaje del Bus de corriente V_d . Para elegir el valor adecuado de la capacitancia del condensador snubber hay que tomar en cuenta que para distintos valores de esta capacitancia C_s el voltaje entre las terminales del transistor se comportará de manera diferente. Para un valor pequeño de capacitancia, el voltaje del condensador alcanza a el voltaje del bus de corriente directa V_d antes que termine el tiempo de caída de la corriente t_{fi} . En este momento se enciende el diodo de libre circulación que posee internamente el transistor y sujeta el condensador y el transistor a V_d [Mohan et al., 2009].

Por otro lado para un valor de capacitancia elegido precisamente en el tiempo de caída t_{fi} , causa que el voltaje del condensador alcance a V_d exactamente en este tiempo. Este capacitor se calcula mediante la sustitución de $t = t_{fi}$ y $V_{Cs} = V_d$ en la ecuación 4.2 [Mohan et al., 2009], y se da como:

$$C_{snubber} = \frac{I_{max} t_{fi}}{2V_d} \quad (4.3)$$

Para una capacitancia de amortiguador grande el voltaje del transistor sube poco a poco y tarda más que t_{fi} para alcanzar a V_d . Más allá de t_{fi} la corriente del condensador es igual a I_{max} y los voltajes del condensador V_{cs} y del transistor V_{CE} suben en forma lineal a V_d [Mohan et al., 2009].

Para este caso en particular el cálculo de la capacitancia se realizó tomando un tiempo

de caída de la corriente un poco más grande del mostrado en la Figura 4.18 debido a que los puntos a y b mostrados en dicha Figura son una aproximación del tiempo real, por el hecho de que al realizar un acercamiento de esta señal no se podía abarcar todo el tiempo de caída de la corriente.

Por lo tanto, para un valor de capacitancia el cual se cargue aproximadamente en el tiempo de caída de la corriente mostrada en la Figura 4.18 el valor de la capacitancia se calcula tomando como base la ecuación 4.3 dando como resultado:

$$C_{snubber} = \frac{18(35\mu s)}{2 \cdot 180V} = 1.75\mu F \quad (4.4)$$

El valor necesario para que tengamos un voltaje entre colector y emisor dentro de las capacidades del IGBT es de $1.75 \mu F$, sin embargo este valor no es comercial por lo que se propone el valor por arriba del calculado y además que se encuentre en el rango comercial, que para este caso es especial es un capacitor de $2\mu F$.

Por otra parte, el resistor de amortiguador se debe seleccionar de manera que la corriente pico a través de él sea menor que la corriente de recuperación inversa I_{rr} del diodo de libre circulación [Mohan et al., 2009], es decir:

$$\frac{v_d}{R_s} < I_{rr} \quad (4.5)$$

Generalmente en la literatura I_{rr} se suele limitar a $0.2I_{max}$ o menos [Mohan et al., 2009], de modo que la ecuación 4.5 se vuelve aproximadamente:

$$\frac{v_d}{R_s} = 0.2I_{max} \quad (4.6)$$

Por lo tanto, la ecuación para calcular el valor de la resistencia del resistor snubber R_s queda de la siguiente manera:

$$\frac{v_d}{0.2I_{max}} = R_s \quad (4.7)$$

Dando como resultado una resistencia de valor de 50Ω , con una potencia de $700W$ tal como se observa en la Figura 4.17

La función de este resistor es disipar toda la energía almacenada por el capacitor de la red *snubber* además de que gracias a esta disipación el IGBT no tiene sobrecalentamiento, [Mohan et al., 2009].

Con base a los cálculos anteriores se concluye que con una correcta selección del valor apropiado de $C_{snubber}$ y $R_{snubber}$ se logra eliminar el sobrevoltaje que se tiene en el transistor en el apagado tal como se muestra en la Figura 4.19 y de esta manera poder trabajar dentro de los rangos de operación del IGBT en nuestras especificaciones de diseño.

La gráfica de la Figura 4.19 se obtiene cuando se trabaja a un 10% del voltaje del bus de corriente directa. Se puede observar que en el apagado del IGBT no hay un sobrevoltaje entre colector-emisor, i.e. el voltaje es casi constante durante todo el estado de apagado,

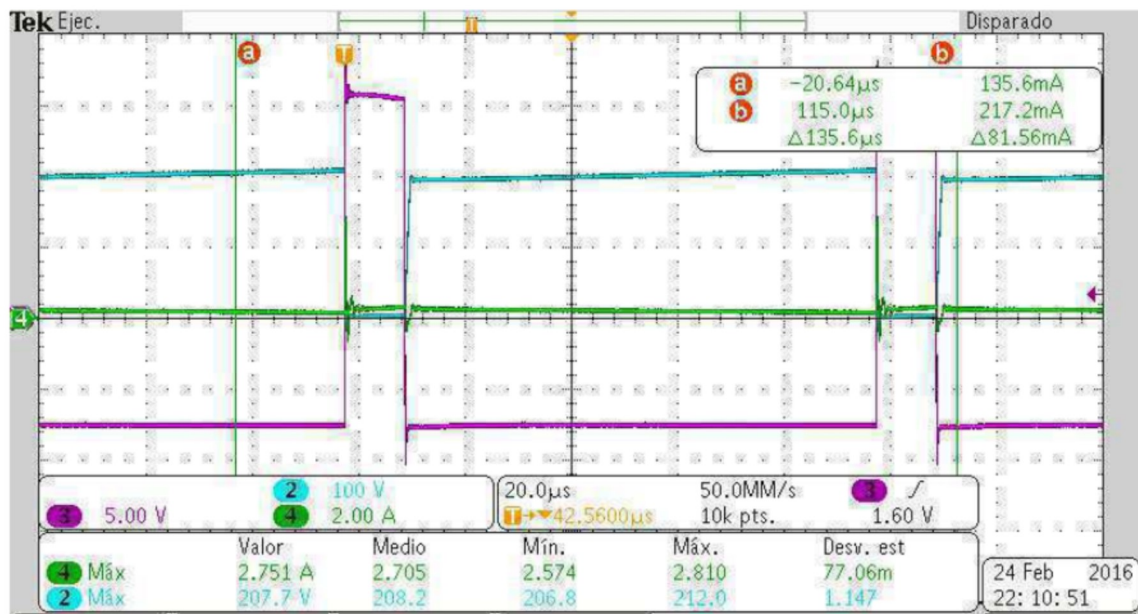


Figura 4.19: Señal de voltaje y corriente con amortiguamiento

mientras que la corriente que circula por el resistor de la red snubber es casi cero debido al regreso de corriente que existe sobre el diodo conectado en paralelo con el transistor de potencia.

En la Figura 4.20 se pueden observar los pulsos que polarizan el emisor-compuerta (señal de color morado) i.e. cuando el interruptor está encendido tiene $+15\text{ V}$ mientras que cuando está apagado -8 V entre emisor y compuerta.

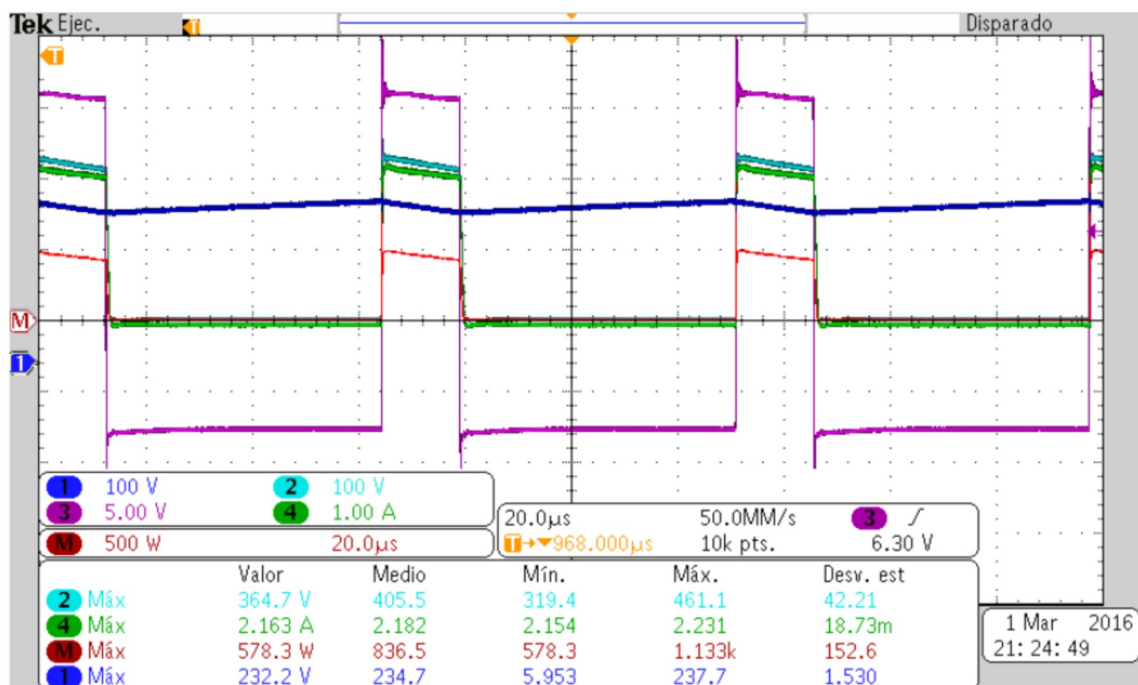


Figura 4.20: Gráficas de voltaje, corriente y potencia en el resistor de la red snubber.

Así mismo, en la Figura 4.20 se ve la potencia disipada en la resistor de la red snubber (gráfica de color rojo) obtenidas por la multiplicación del voltaje (gráfica de color azul claro) en las terminales del resistor y la corriente (gráfica de color verde) que circula por el.

Capítulo 5

Arreglo experimental

El arreglo experimental que se estructuró a lo largo de este trabajo para el motor de reluctancia conmutada esta compuesto por cinco etapas. Estas son: bus de corriente directa; sensores de corriente; sensores de posición; señales de conmutación y fuente de alimentación. En su conjunto todos estas etapas se le conoce comúnmente como convertidor estático de potencia cuando ya se encuentran interconectados entre si, considerando tambien el interruptor de potencia.

Cabe recalcar que el motor de reluctancia conmutada para su funcionamiento requiere un convertidor estático de potencia, el cual es el elemento de accionamiento encargado de actuar a partir de las señales de conmutación que recibe del modulo de conmutación, i.e., en dicho convertidor se generan los voltajes de forma adecuada que se proporcionan hacia el SRM. Este proceso se debe de realizar efectuando la conmutación de las fases en el orden establecido por el controlador, según la posición en la que se encuentra el rotor, por lo que esto se realiza cerrando y abriendo los interruptores de estado solido que lo componen.

Este convertidor debe de garantizar la rápida desmagnetización de las fases del estator del SRM, debido a que la corrientes de fase en esta máquina eléctrica son unipolares. En principio es suficiente con tan solo un interruptor por fase para realizar la conmutación de los devanados. Por esta razón, la desmagnetización de las fases una vez abierto este interruptor, se realiza a través de un diodo de libre circulación con una resistencia en serie, mejor conocida como red snubber.

Actualmente existen diferentes topologías para el convertidor estático aplicados para un SRM. Una de las más conocidas, por sus características que aporta, es el convertidor asimétrico o mejor conocido como el convertidor clásico, el cual es uno de los más usados como accionamientos para el SRM, ya que cuenta con dos dispositivos controlados por fase, provocando la independencia de las mismas. De tal manera que con esta topología se tienen muchas posibilidades de control. Sin embargo, una de las desventajas de esta configuración es que dispone de muchos interruptores de estado solido, provocando un costo elevado de este. En la Figura 5.1 se muestra un convertidor puente asimétrico, donde cada fase se conecta en serie con los transistores de potencia [Núñez, 2009, chap. 4].

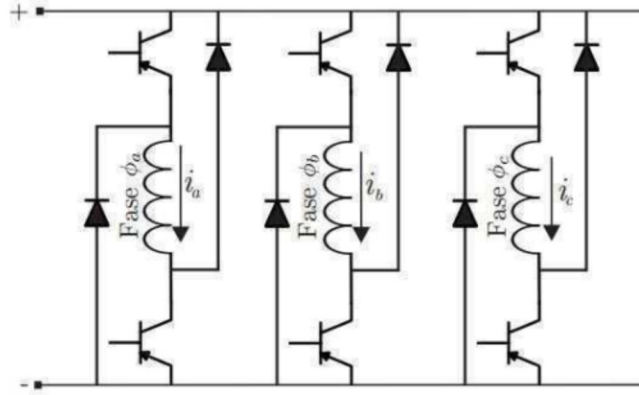


Figura 5.1: Convertidor puente asimétrico. Figura adaptada de [Herrera et al., 2011]

Otra topología muy utilizada para esta máquina eléctrica es el convertidor Miller. En esta configuración las fases comparten ramas del convertidor como se observa en la Figura 5.2. Este convertidor es aconsejable para aplicaciones con un número elevado de fases, cuatro como mínimo, ya que los interruptores de estado sólido y los diodos se comparten para más de una fase. Este punto repercute positivamente en la reducción del costo del convertidor. Sin embargo, el hecho de que esta configuración comparta elementos supone que las fases no sean independientes por lo que se limitan las posibilidades de control [Núñez, 2009, chap. 4].

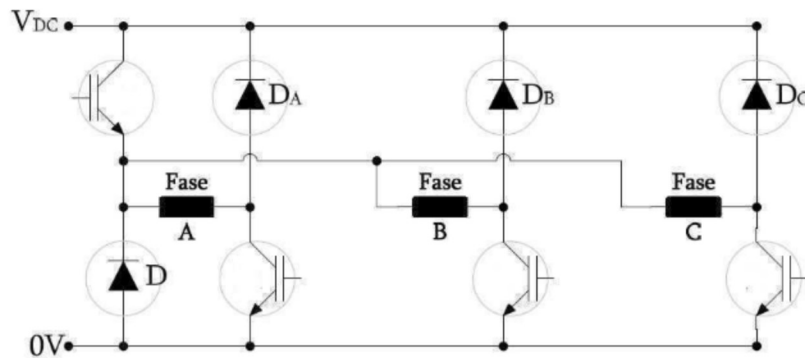


Figura 5.2: Estructura del convertidor Miller o compartido. Figura adaptada de [Blanqué Molina et al., 2007]

Por último, otra topología bastante utilizada para el SRM es el convertidor unipolar, mostrado en la Figura 5.3, el cual dispone de un solo interruptor por fase. En este convertidor la operación de magnetización de cada una de las fase se realiza cerrando los interruptores controlados dispuestos en serie con cada una de las fases que constituyen el motor.[Núñez, 2009] Este tipo de convertidor se utiliza en aplicaciones donde los motores trabajan con voltajes y potencias reducidas, ya que eleva las pérdidas por la resistencia en serie a los devanados. Una ventaja de este tipo de convertidores es que el circuito de control del interruptor controlado no tiene que estar aislado del resto de los interruptores ya que todos los interruptores controlados tienen la misma referencia. Cabe mencionar que estos convertidores son unidireccionales, es decir, por fase circula

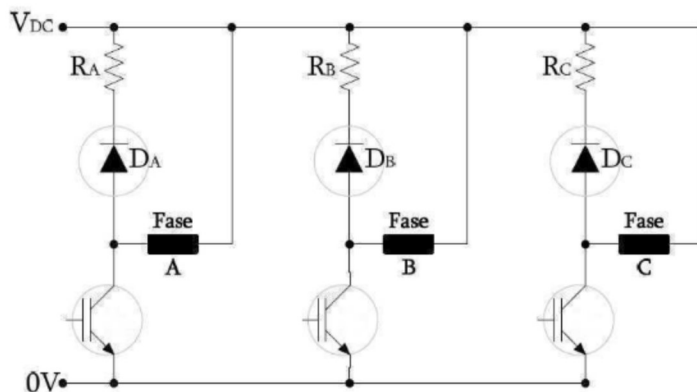


Figura 5.3: Estructura del convertidor Unipolar. Figura adaptada de [Blanqué Molina et al., 2007]

la corriente en un solo sentido, por lo que estos convertidores son adecuados para el SRM ya que el par electromagnético no depende del sentido de la corriente tal como se observa en la ecuación 2.24, esto se debe a que la corriente de fase aparece en forma cuadrática, lo que implica que su polaridad no puede influir en la dirección en la cual se produce el par de fuerza.

5.1. Topología para el SRM

En nuestro caso, para lograr el funcionamiento adecuado del SRM con el que se dispone, se utilizó como base la topología del convertidor unipolar. Se eligió este tipo de configuración debido a que al motor se le realizaron pruebas de funcionamiento individuales a cada una de las fases del estator y de esta manera se pudo observar el comportamiento tanto de voltaje como de corriente en el encendido y apagado del transistor de potencia cuando el rotor está alineado o desalineado a la fase en prueba. Además, esta configuración solamente utiliza un transistor por devanado, reduciendo el costo del convertidor y teniendo como ventaja principal que el circuito de control del transistor no tenga que estar aislado del resto de los transistores ya que todos los transistores tienen la misma referencia, por lo que esta configuración se adapta al trabajo realizado.

Como se mencionó anteriormente, el motor de reluctancia conmutada disponible cuenta con una resistencia de enbobinado de fase de 0.36Ω y cuando el polo del estator está alineado con el polo del rotor tiene una inductancia de fase de 145 mH , debido a esto y tal como se observa en la Figura 2.8 se aprecia un circuito de primer orden, considerándolo lineal, que después de 5 constantes de tiempo se llega a su respuesta de asentamiento, el cual es relativamente rápido. Al proporcionar un voltaje a las terminales de la bobina se puede considerar que la inductancia no tiene influencia, por lo que queda una simple relación de ley de Ohm para la caída de voltaje en la resistencia, provocando una corriente alta debido a que el valor de la resistencia de la bobina es muy pequeña.

Por lo anterior y debido a que se requiere de cuando menos de 10 A para poder alinear el polo del rotor con el polo del estator y ya que se dispone de un voltaje de 180 V, se requiere de un resistor externo en serie con los devanados del estator de $10\ \Omega$ a 2500 W. Con esta resistencia se garantizó que al voltaje aplicado se consumieran 18 A, teniendo a esta máquina a la mitad de sus valores nominales de placa.

La topología que se tomó como base para el funcionamiento de esta máquina eléctrica fue el convertidor unipolar, pero a esta configuración se le agregaron algunos elementos más que el esquema original y de esta manera adaptarlo a nuestro diseño, tal como se muestra en la Figura 5.4.

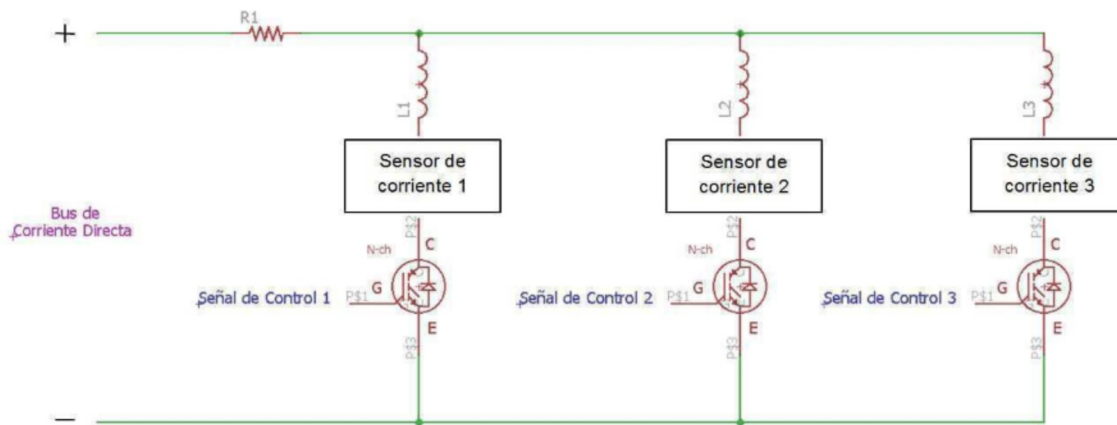


Figura 5.4: Arreglo experimental del SRM

Esta configuración dispone de un resistor en serie con las tres bobinas del estator del SRM para limitar la corriente de los devanados, i.e., las tres fases se conectan en paralelo y en el nodo superior se conectan en serie con el resistor.

En este arreglo la operación de magnetización de cada una de las fases se realiza conmutando los transistores de potencia, que para este caso en particular fueron transistores bipolares de puerta aislada mejor conocidos como IGBT'S, comandados por una señal de control proporcionada por un modulo de conmutación, produciendo una secuencia adecuada para que el motor entre en funcionamiento. Cada uno de estos devanados tendrá un consumo de corriente el cual sera medido por un sensor de tipo magnetorresistivo de la marca F.W Bell conectado en serie a cada una de las bobina tal como se muestra en la Figura 5.4.

5.2. Resultados en tiempo real del Arreglo Experimental

Una vez que se tienen todos los sistemas electrónicos del arreglo experimental trabajando en conjunto, se logran observar las gráficas del comportamiento real de cada uno

de estos acondicionamientos que conforman a el banco de pruebas, esto se logro gracias a una tarjeta de procesamiento y adquisición de datos *dSpace 1103*, que se utilizó para la adquisición de estas señales. De tal manera, que lo presentado teóricamente se pueda interpretar de manera más clara en estas gráficas.

En primer lugar, como ya se menciona anteriormente el SRM para su arranque, necesita que sus devanados de estator sean accionados de manera secuencial, para poder lograr este objetivo, se crearon estas señales desde una computadora personal por medio de *SIMULINK* para generar los archivos que requiere el software de visualización y manipulación de experimentos en tiempo real *ControlDesk* para proporcionar las señales a la tarjeta controladora *dSpace 1103* de una manera aproximada, dando como resultado la gráfica de la Figura 5.5, las cuales son las señales que se generan desde bloques básicos de *SIMULINK*.

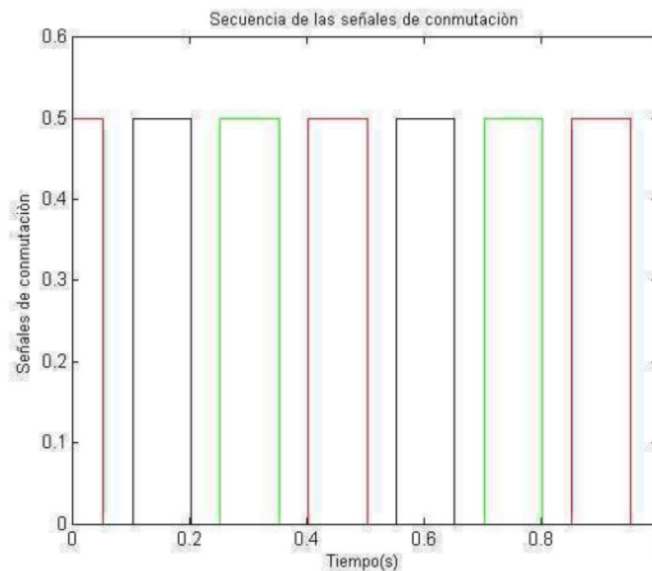


Figura 5.5: Señales de conmutación proporcionadas directamente de *dSpace* hacia cada uno de los devanados de estator

En la Figura 5.5 se pueden observar tres señales de colores diferentes, las cuales, son las que se utilizan para generar las señales que se tengan presentes en la salidas de señales PWM de la tarjeta *dSpace 1103* para llevar directamente al modulo de la fuente de alimentación y que esta entregue de forma adecuada a los IGBT's. Además se puede apreciar que ninguna de las señales se sobreponen entre si y el tiempo que tardan de pasar de un estado en alto a un estado bajo, es el tiempo que el devanado estará energizado, este tiempo dependera de la velocidad a la que se requiera esta máquina eléctrica. Sin embargo, el tiempo entre cada conmutación no se sabe con exactitud, ya que estas pruebas se realizaron en lazo abierto.

Las gráficas mostradas en la Figura 5.6 son: la señal que se tienen a la entrada del modulo de conmutación, gráfica de color verde y la señal de polarización entre el emisor-compuerta del IGBT, gráfica de color morado.

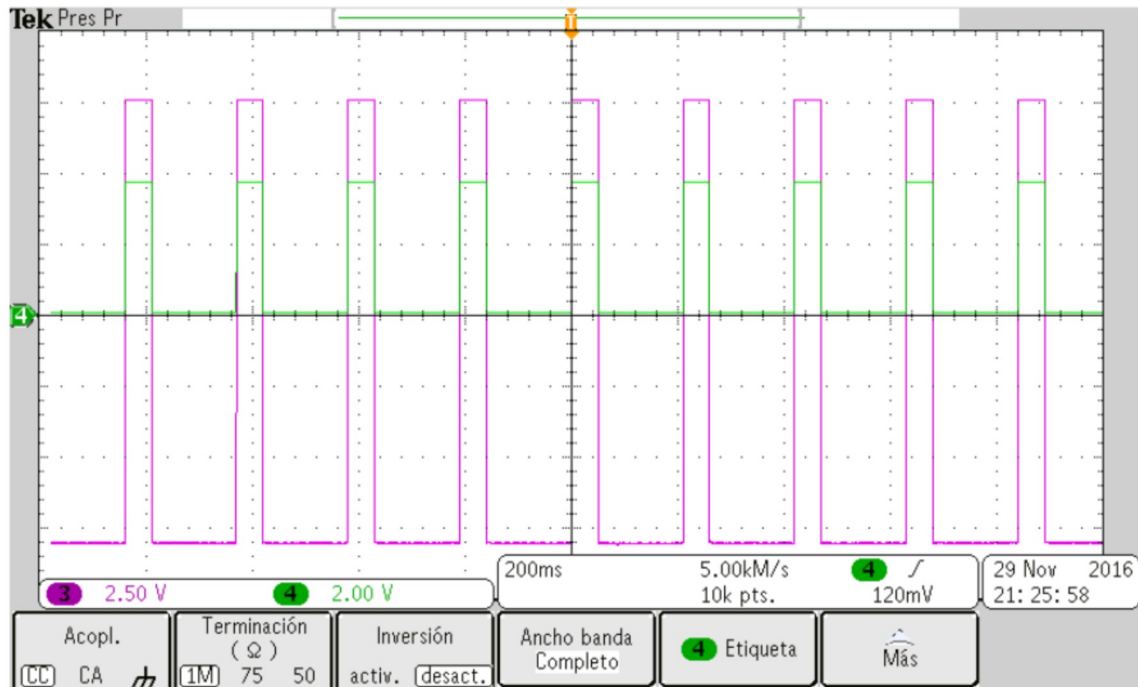


Figura 5.6: Señales de conmutación

Las gráficas que se pueden observar en la Figura 5.7 son un acercamiento de la Figura 5.6 en donde la señal de color verde es la que está a la entrada del módulo de conmutación con niveles de voltaje entre cero y 5 V mientras que la gráfica de color morado es la que está polarizando el emisor y la compuerta del transistor teniendo niveles de voltajes entre -8 V y $+15\text{ V}$.

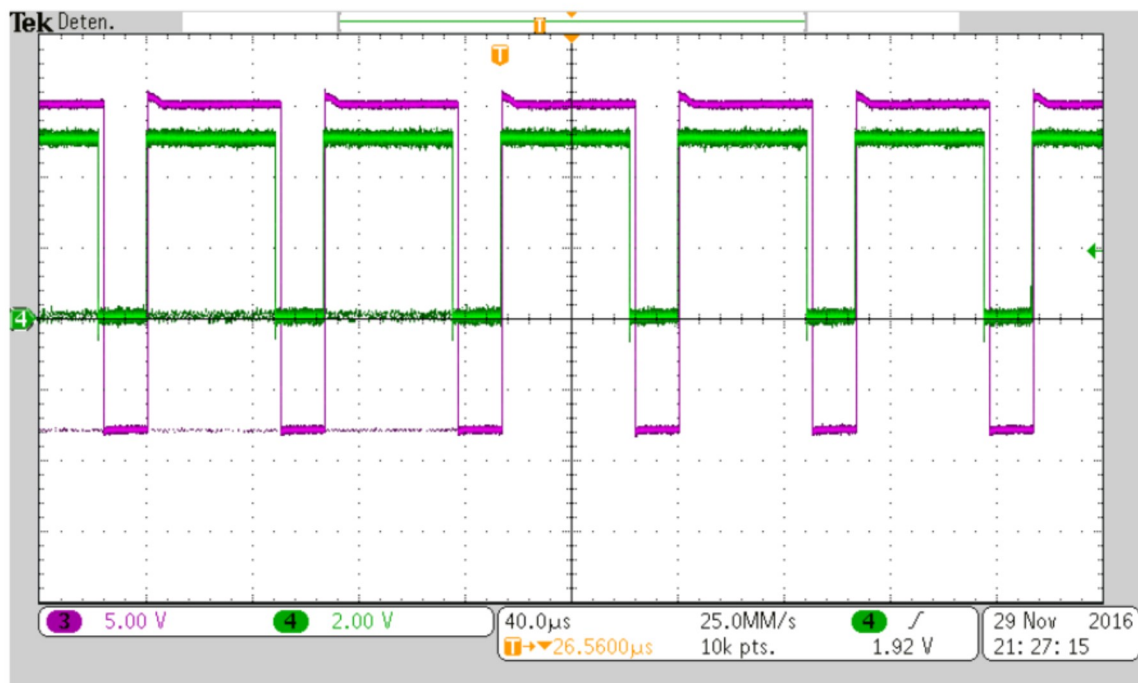


Figura 5.7: Señales de conmutación (acercamiento)

Por otro lado, el tiempo que el devanado este energizado es el mismo tiempo en el que se presentaran las señales de corriente tal como se puede observar en la Figura 5.8.

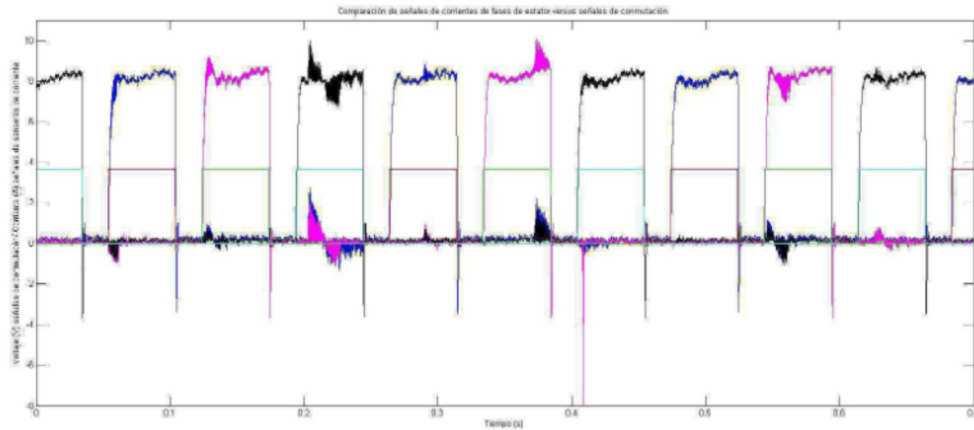


Figura 5.8: Comparación de las señales de corriente de fase versus señales de conmutación

En esta figura se observa que las señales de corriente representadas por las gráficas de color magenta, negro y azul, tienen un pequeño desfase entre las señales de conmutación, mostradas en la gráfica de color rojo, verde y turquesa, esto es debido a que el tiempo de respuesta del transistor ante el voltaje de polarización del mismo no es de manera inmediata, sin embargo tiene una respuesta bastante aceptable.

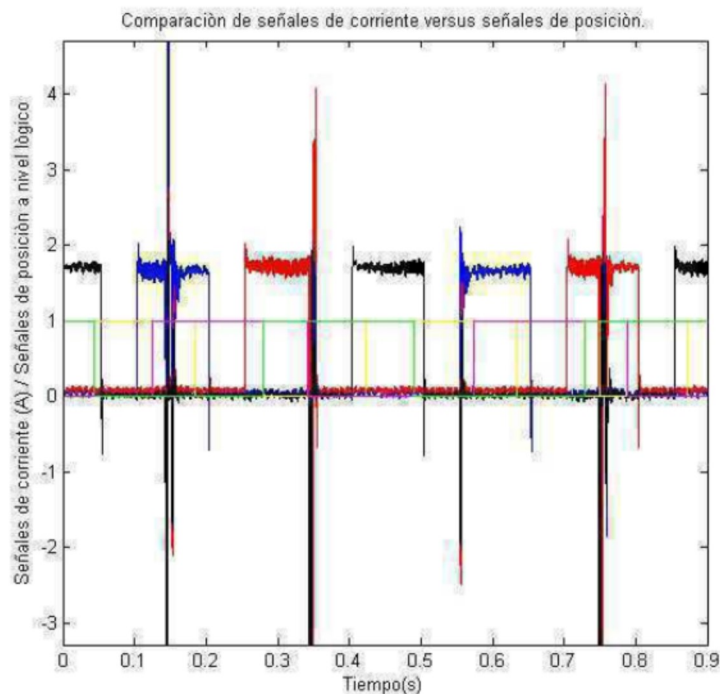


Figura 5.9: Comparación de las señales de corriente de fase versus señales de posición

Por último, se muestran las señales de posición, obtenidas de los sensores de efecto hall de salida digital, estos sensores entregan la decodificación adecuada para el correcto funcionamiento de dicha máquina eléctrica. Esto se puede observar en la Figura 5.9 donde se aprecia que con base a la decodificación mostrada en secciones anteriores, en que tiempo se tiene que realizar la conmutación de las fases.

Asimismo, la Figura 5.9 es una comparación de las señales de corriente contra las de posición debido a que las señales de corriente son igual a las de conmutación.

Cabe mencionar que la señales de corriente mostradas en esta Figura 5.8 se aprecian con un ruido muy notable, sin embargo, esto no es causado por el acondicionamiento realizado a estas señales, el motivo de este ruido radica principalmente en el cableado que contiene la tarjeta controladora.

Capítulo 6

Conclusiones

El motor de reluctancia conmutada, debido a su construcción, difiere de otros tipos de máquinas eléctricas, por el hecho de que no puede ser puesta en operación directamente desde un bus de corriente alterna o continua [Miller, 1989]. Esto es debido a que, para poder tenerla en funcionamiento adecuado, se requiere de tener disponibles las señales de la posición del rotor y realizar una estrategia de control en lazo cerrado, debido a que las conmutaciones que se proporcionan a los interruptores de potencia deben coincidir con los polos de los devanados del estator.

Sin embargo, existen procedimientos para accionar a este motor sin necesidad de conocer la posición del rotor, tal como lo menciona [Miller, 2001] en su trabajo, donde se presentan algunos métodos donde se requieren de las señales de corriente o de el perfil de inductancias para poder realizar otro tipo de accionamientos.

Es por esa razón que el objetivo planteado al inicio de este trabajo se cumplió, el cual fue el Implementar un arreglo experimental (banco de pruebas) para un motor de reluctancia conmutada de 25 HP". Para llegar a esto, se tuvo la necesidad de conocer bien las características del motor (tanto en forma teórica respecto a su construcción y modelo matemático como en forma real en cuanto a características eléctricas) y con ello poder diseñar todos los sistemas electrónicos que se requerían o que conforman el arreglo experimental. Cabe mencionar que para cumplir el objetivo planteado al inicio, se tuvieron que realizar algunas modificaciones al programa de trabajo, por el hecho de que conforme se conocían más las características del motor y de los elementos disponibles, la estrategia se modificaba.

Los sistemas que conforman al banco de pruebas es, a grandes rasgos, una fuente de alimentación para un motor de reluctancia conmutada, los cuales trabajando en conjunto proporcionan un funcionamiento adecuado de esta máquina eléctrica. Para ello se tiene que proporcionar las señales de conmutación en una secuencia adecuada, i.e. manipulando las señales de posición, de corrientes se pueden generar las señales de conmutación correctas para los interruptores de potencia de tal manera que el SRM inicie su funcionamiento de acuerdo a los requerimientos del usuario.

Con el arreglo experimental ya implementado en futuro inmediato se pueden realizar la

implementación en forma real de esquemas de control o identificación de parámetros de la máquina. Cabe mencionar que los esquemas de control que se pueden implementar por el momento están limitados a las señales de posición que se tienen los cuales tienen una resolución baja y se utilizan básicamente para un arranque adecuado del motor.

Por otro lado, a lo largo de la elaboración de los acondicionamientos de los sistemas que conforman el banco de pruebas, se presentaron algunos inconvenientes que son de importancia mencionar como recomendaciones para futuras mejoras. Las precauciones y recomendaciones que se deben tener en cuenta son:

- Resistencia de devanado de fase. Se debe de tener cuidado con la resistencia de devanado de fase, debido a que es de un valor muy pequeño, provocando así una corriente muy elevada ante un voltaje bajo, por lo que es recomendable, en un inicio, utilizar un resistor en serie a los devanados para limitar dicha corriente. El usar un resistor es sólo una propuesta para poder limitar la corriente, sin embargo pueden existir otras.
- Bus de corriente directa. El bus de alimentación que se diseño para el motor de reluctancia conmutada posee una configuración capaz de mantener el voltaje de salida ante variaciones en la corriente de carga. Sin embargo, para las pruebas iniciales que se realizaron, no se utilizó la configuración mostrada en el trabajo, debido a que en un inicio se proporcionaban porcentajes de voltaje, a la etapa de conmutación para observar el comportamiento de los transistores de potencia, afectando así la etapa de regulación de el bus de alimentación provocando la destrucción de algunos elementos de dicho bus. Sin embargo, una vez que se consideraron esos comportamientos se utilizó la configuración documentada en el presente escrito y se trabajo adecuadamente con ella. Como recomendación, si se desea observar algún comportamiento adicional de el motor que no requiera todo el voltaje de la fuente se debe utilizar otro tipo de configuración.
- Señales de de conmutación. Para poder lograr un correcto funcionamiento del motor se debe trabajar cerrando el lazo del sistema completo utilizando las señales de los sensores de posición y de corrientes. Sin embargo, en este trabajo todas las pruebas que se realizaron fueron en lazo abierto, por lo que las señales de conmutación utilizadas se aproximaron mediante prueba y error con base en la frecuencia de conmutación. Por lo que es recomendable tener una buena aproximación de estas señales si se opera en lazo abierto.
- Convertidor estático de potencia. Existen diferentes topologías de convertidores estáticos de potencia. para este trabajo se utilizó el convertidor unipolar, debido a que esta configuración es la que se adapto más al trabajo mostrado, ya que todas las pruebas fueran hechas por fase. Pero no se puede decir que sea la mejor, por que cualquier configuración puede ser utilizada dependiendo la aplicaciones requerida. Además, los módulos de conmutación implementados están diseñados para ser utilizados en varias configuraciones.
- IGBT. Cuando se debe de elegir un transistor de potencia adecuado para proveer una conmutación correcta a las fases del estator, se deben de tener varias

consideraciones. Comenzando por considerar los rangos de voltajes y corrientes se requieren para manipular el motor y con ello escoger el igbt con los valores nominales que estén sobrados para manejar dichas variables eléctricas. Una vez seleccionado el dispositivo semiconductor de potencia se debe de observar como se comporta el voltaje y corriente tanto en el encendido como en el apagado de dicho transistor y así determinar en forma experimental los rangos que soporta. Si existen picos de voltaje o de corriente excesivos se debe proponer un circuito de amortiguamiento adecuado a la necesidad que se tenga.

- Sensores de posición. Los sensores de posición que se tienen, están acoplados directamente a la flecha del rotor del motor, teniendo como única finalidad el proveer un correcto accionamiento a las bobinas del estator, por lo que si se desea ocupar estos sensores para un control de posición este sera limitado por la resolución de los sensores, por esta razón es recomendable utilizar otro tipo de encoder.

Cabe mencionar que el trabajo presentado funcionó de manera adecuada, pero no quiere decir que sea el mejor, sin embargo es una base bien fundamentada para mejoras en trabajos futuros que se deseen realizar con este tipo de máquinas eléctricas, tales como identificación de parámetros o aplicaciones de control de posición, velocidad, de accionamiento por mencionar algunos.

Bibliografía

David Gil Albalat and Lluís Massagués Vidal. Diseño y simulación de una máquina eléctrica lineal de reluctancia conmutada con un programa informático. 2012.

Charles K Alexander, Matthew NO Sadiku, Aristeo Vera Bermúdez, and Carlos Roberto Cordero Pedraza. *Fundamentos de circuitos eléctricos*. McGraw-Hill, 2006.

B Jayant Baliga. *El dispositivo IGBT: la física, diseño y aplicaciones del transistor bipolar de puerta aislada*. William Andrew, 2015.

Balduí Blanqué Molina et al. Simulación interactiva de motores de reluctancia auto-conmutados. 2007.

Robert L Boylestad, Louis Nashelsky, Rodolfo Navarro Salas, and Francisco Rodríguez Ramírez. *Electrónica: teoría de circuitos y dispositivos electrónicos*. Pearson Prentice Hall, 2009.

Roy S Colby, FranCois M Mottier, and Timothy JE Miller. Vibration modes and acoustic noise in a four-phase switched reluctance motor. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, 32(6), 1996.

Nidec Corporation. www.srdrives.com, 23 de Noviembre de 2015.

Rik De Doncker, Duco WJ Pulle, and André Veltman. *Advanced electrical drives: analysis, modeling, control*. Springer Science & Business Media, 2010.

Missie Maria del Rocío Agudo Pérez. Diseño y construcción de un banco de pruebas para motores de reluctancia conmutada. Master's thesis, Universidad Nacional Autónoma de México, 2012.

Missie Maria del Rocío Agudo Pérez. Identificación de parámetros de motores de reluctancia conmutada. Master's thesis, Universidad Nacional Autónoma de México, 2015.

dSPACE. *Hardware Installation and Configuration*. DSPACE, 50131 Pontiac trail Wixom, MI 48393-2020, 2012.

ElectronicsTutorials. www.electronics-tutorials.ws/diode/diode-clipping-circuits.html, 13 de Agosto del 2013.

A. E. Fitzgerald, Charles Kingsley Jr., and Stephen D. Umans. *Electric Machinery*. 6a ed. edition, 2003.

- F.W.Bell. Magneto-resistive current sensors for peak currents up to 150a. 2003.
- Emilio González Elizondo. Sistemas de recuperación de energía en motores de inducción de rotor devanado con regulación de velocidad. 2000.
- Gerardo helechoá Méndez Amador. Sensores magnéticos e inductivos. 2005.
- Eunice B Herrera, Gerardo V Guerrero, Wilberth M Alcocer, Miguel A Durán, and Carlos M Astorga. Control de un motor de reluctancia variable con aplicacion a vehiculos eléctricos. 2011.
- J Huircán. Reguladores de voltaje, 2012.
- Insulated Gate bipolar Transistor IRG4PH50KD*. International Rectifier, 233 Kansas ST., El segundo, California 90245, USA, 2015.
- Ramu Krishnan. *Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications*. CRC press, 2001.
- Timothy John Eastham Miller. Brushless permanent-magnet and reluctance motor drives. 1989.
- Timothy John Eastham Miller. *Electronic control of switched reluctance machines*. Newnes, 2001.
- Ned Mohan, Tore M Undeland, and William P Robbins. Electrónica de potencia; convertidores, aplicaciones y diseño. 3/ed. *Editorial Mc Graw Hill. México, DF*, 2009.
- Balduino blanqué Molina. *Simulación interactiva de motores de reluctancia autoconmutados*. Tesis Doctoral UPC-2007, 2007.
- Javier Villegas Núñez. Diseño de un sistema predictivo para el accionamiento de la máquina de reluctancia conmutada de sistemas de almacenamiento cinético para mejora de la eficiencia en la edificación. 2009.
- Alberto Nilo Basanta Otero. Filtro c para la fuente de alimentación de un inversor trifásico. una curiosidad técnica. *Ingeniería Energética*, 31(2):13–a, 2010.
- POWEREX. Bg2b universal gate drive prototype board. 2012.
- Pablo Alcalde San Miguel. *ELECTROTECNIA*. Editorial Paraninfo, 2011.
- M Min Thet. Design and calculation of 75w three-phase linear switched reluctance motor. *Proceedings Of World Academy Of Science, Motoring And Technology*, 36: 2070–3740, 2008.
- Valery Vodovozov. *Introduction to Power electronics*. Bookboon, 2010.