



Universidad Autónoma de Querétaro
Facultad de Ingeniería
Doctorado en Ingeniería

Topología de inversor multinivel para control de un motor de corriente alterna para reducir las corrientes en los rodamientos

Opción de titulación
Tesis

Que como parte de los requisitos para obtener el grado de
Doctor en Ingeniería

Presenta:
Héctor Juan Carlos López Tapia

Dirigido por:
Dr. Juvenal Rodríguez Reséndiz

Dr. Juvenal Rodríguez Reséndiz
Presidente


Firma

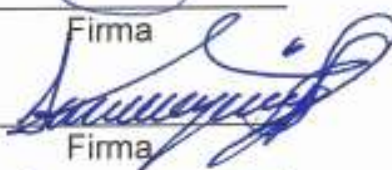
Dr. Nimrod Vázquez Nava
Co-asesor/secretario

Rubrica
Firma

Dr. Roberto Augusto Gómez Loenzo
Vocal


Firma


Dr. Aurelio Dominguez González
Suplente


Firma

Dr. Roberto Valentín Carrillo Serrano
Suplente


Firma


Dr. Manuel Toledano Ayala
Director de la Facultad


Dra. Ma. Guadalupe Flavia Loarca Piña
Director de Investigación y Posgrado

Centro Universitario
Querétaro, Qro.
Marzo 2019

RESUMEN

Los motores eléctricos son empleados en la gran mayoría de los procesos industriales y gracias a ellos se cuenta con una gran cantidad de productos y servicios. De acuerdo a su construcción los motores eléctricos pueden ser excitados por medio de corriente directa (CD) o con corriente alterna (CA). Los motores de CA pueden presentar corrientes de fuga a través de los rodamientos debido a la asimetría en el campo magnético lo cual se debe a su construcción, actualmente las mejoras en las técnicas de construcción han logrado reducir significativamente este problema, sin embargo, también se producen corrientes de fuga por el desbalance en los voltajes que excitan las fases del motor, esto se puede reducir por medio de la buena regulación y balance de la fuente de excitación. Para algunas aplicaciones es necesario el control de la velocidad o de par, para lo cual se usan los variadores de velocidad, sin embargo, el uso de estos dispositivos genera problemas de corrientes de fuga que pueden fluir a través de los rodamientos del motor, esto se debe a que estos dispositivos generan voltajes desbalanceados que excitan las fases del motor. Las corrientes parásitas pueden ser reducidas mediante filtros o por medio de técnicas especiales de conmutación. El presente trabajo describe una topología con conexión en modo común que reduce las corrientes de fuga en un motor de CA debido a la propiedad de la conexión, además, la topología propuesta cuenta con capacitores de filtrado por fase que permiten reducir el desbalance de los voltajes lo cual ayuda a reducir aún más las corrientes de fuga, con respecto a una topología trifásica de seis interruptores.

Palabras clave: motor de inducción, rodamiento, corriente de fuga, topología.

SUMMARY

Electric motors are used several of industrial processes and due to them a large number of products and services are possible. Electric motors can be excited by means of direct current (DC) or alternating current (AC) according to its construction. AC motors can present leakage currents through the bearings due to the asymmetry in the magnetic field which is due to its construction, currently improvements in construction techniques reduce to significantly this problem, however, leakage currents can be produced due by means the unbalance in the voltages that excite the motor phases, this can be reduced by means of the good regulation and balance of the excitation source. For some applications it is necessary to control the speed or torque, for which the variable speed drives are used, however, the use of these devices generates problems of leakage currents that can flow through the motor bearings, this is because these devices generate unbalanced voltages that excite the motor phases. The parasitic currents can be reduced by means of filters or by means of special switching techniques. The present work describes a topology with a common mode connection that reduces the leakage currents in an AC motor due to the property of the connection, in addition, the proposed topology has a filtering capacitors per phase that allow to reduce the unbalance of the voltages which helps further reduce leakage currents, with respect to a three-phase topology of six switches.

Key words: induction motor, bearing, leakage current, topology.

Contenido

CAPÍTULO 1	1
ANTECEDENTES	1
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1 ANTECEDENTES	1
1.2 DIAGNÓSTICO DE FALLA Y MEJORA EN MODELOS.....	2
1.3 ELIMINACIÓN DE CORRIENTES EN LOS RODAMIENTOS.....	3
1.3.1 <i>Eliminación por medio de la construcción</i>	3
1.3.2 <i>Por Conmutación</i>	3
1.3.3 <i>Filtros</i>	5
1.3.4 <i>Cojinetes magnéticos</i>	6
1.4 DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA	7
1.5 JUSTIFICACIÓN	7
1.6 HIPÓTESIS.....	7
1.7 OBJETIVOS	8
1.7.1 <i>General</i>	8
1.7.2 <i>Particulares:</i>	8
2. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA	9
2.1 MOTOR SINCRÓNICO.....	9
2.2 MOTOR DE INDUCCIÓN	10
2.3 CONTROLADORES PARA MOTORES DE INDUCCIÓN	11
2.4 CORRIENTES A TRAVÉS DE LOS RODAMIENTOS DE UN MOTOR DE CORRIENTE ALTERNA.	12
2.5 CORRIENTES EN MODO COMÚN CAUSADAS POR EL VMC.....	14
2.6 ESTRATEGIAS PARA LA ELIMINACIÓN DE LAS CORRIENTES EN LOS RODAMIENTOS	17
2.6.1 <i>Mediante modificación mecánica</i>	17
2.6.2 <i>Por conmutación</i>	19
2.6.3 <i>Por filtrado</i>	25
2.6.4 <i>Por cojinetes magnéticos</i>	28
3. METODOLOGÍA	31

3.1	VOLTAJE DE LA FLECHA DEL MOTOR DE INDUCCIÓN EN CONEXIÓN EN MODO DIFERENCIAL.....	31
3.2	VOLTAJE EN LA FLECHA DEL MOTOR DE INDUCCIÓN EN UNA CONEXIÓN EN MODO COMÚN	33
3.3	RELACIÓN ENTRE EL VOLTAJE EN LA FLECHA CON LA CONEXIÓN NORMAL Y EN MODO COMÚN	35
3.4	TOPOLOGÍA PROPUESTA.....	36
3.5	MODOS DE OPERACIÓN.....	37
3.5.1	<i>Libre circulación</i>	37
3.5.2	<i>Carga del inductor</i>	38
3.5.3	<i>Entrega de corriente y carga del inductor</i>	38
3.5.4	<i>Entrega de corriente y descarga del inductor</i>	39
3.5.5	<i>Entrega de corriente y descarga del inductor en el ciclo negativo</i>	40
3.6	CONTROL POR MÁQUINA DE ESTADOS FINITOS	40
3.7	CONSIDERACIONES DE DISEÑO	43
3.7.1	<i>Cálculo del inductor L_A</i>	43
3.7.2	<i>Cálculo del capacitor C_A</i>	43
3.8	MEDICIÓN DE VALORES.....	45
3.9	DIAGRAMAS DE IMPLEMENTACIÓN PARA SIMULACIÓN	48
4.	RESULTADOS OBTENIDOS	52
4.1	COMPROBACIÓN DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL VOLTAJE EN LOS RODAMIENTOS DE LA CONEXIÓN EN MODO DIFERENCIAL.	52
4.2	COMPROBACIÓN DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL VOLTAJE EN LOS RODAMIENTOS DE LA CONEXIÓN EN MODO COMÚN.	57
4.3	RESULTADOS CON INVERSOR DE SEIS INTERRUPTORES	60
4.4	RESULTADOS CON INVERSOR EN MODO COMÚN	61
4.5	DIAGRAMAS DE IMPLEMENTACIÓN FÍSICA DEL CONVERTIDOR.....	64
4.6	RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	69
	CONCLUSIONES	72

Agradecimientos:

Gracias a Dios por permitirme tener y disfrutar a mi familia con salud y amor. Gracias a PRODEP por su apoyo financiero para realizar los estudios de doctorado, al Instituto Tecnológico de Celaya del Tecnológico Nacional de México por la beca comisión otorgada para dichos estudios. A mi esposa Brenda por su apoyo, amor y comprensión en mi vida. A mis hijas Karla y Victoria por su amor y que son el motor de mi vida. A mi madre por su amor y a todo mi comité revisor por su tiempo y consejos que han hecho posible concluir exitosamente este proyecto de vida.

Listado de figuras

Figura 2.1 Motor síncrono de dos polos (tomado de Stephen J. Chapman, Máquinas eléctricas, tercera edición, ed. Mc. Graw Hill).....	10
Figura 2.2 Rotor de un motor jaula de ardilla típico (tomado de Austin Hugues, Electric Motors and Drives fundamental, Types and Applications, tercera edición, ed. Newnes).	11
Figura 2.3 Componentes típicos de una máquina, (modificado de ABB drives, Technical guide No. 5 “Bearing currents in modern AC drives systems”).	11
Figura 2.4 Etapas para el control eléctrico de un motor de corriente alterna, (modificado de ABB drives, Technical guide No. 5 “Bearing currents in modern AC drives systems”).	12
Figura 2.5 Daño en los rodamientos del motor, a)SKF picadura b)estriado (ABB).....	13
Figura 2.6 Capacitancias parásitas en un motor de inducción.....	15
Figura 2.7 Capacitancias parásitas en un motor de inducción.....	15
Figura 2.8 Capacitancias parásitas en un motor de inducción.....	16
Figura 2.9 Componentes y elementos parásitos de un motor sin escobillas.	18
Figura 2.10 Voltaje en modo común (V_{com}) y voltaje de la flecha (V_{sh}) del motor sin escobillas a)con conexión a tierra, b)sin conexión a tierra tomado de la propuesta de Maetani <i>et al.</i> (2015).	18
Figura 2.11 Geometrías modificadas para la reducción de las capacitancias parásitas a)Cws, b)Csr c)Cwr.	19
Figura 2.12 Espacio vectorial con una rotación de 30° para utilizar los vectores pares o impares. .	20
Figura 2.13 Topología empleada por Lee y Sul (2001 a,b) para la reducción de las corrientes en los rodamientos de un motor de inducción de embobinado abierto.....	20
Figura 2.14 Relación del voltaje de la en modo común y el voltaje en la flecha con las corrientes en los rodamientos.....	21
Figura 2.15 Inversor dual alimentando un motor de inducción de embobinado abierto presentado por Kalaiselvi y Srinivas, (2015 a,b).....	22
Figura 2.16 Esquema general del sistema implementado por Bharatiraja <i>et al.</i> (2018).....	24
Figura 2.17 Propuesta implementada por Han <i>et al.</i> para la eliminación del VMC, a)topología b)opciones de conmutación por rama.....	25

Figura 2.18 Filtro EMI pasivo implementado para la eliminación de las corrientes en los rodamientos y a tierra a)Akagi y Doumoto (2004 a,b) b)Akagi y Tamura (2006 a,b).	26
Figura 2.19 Circuito implementado por Zhu <i>et al.</i> (2012).....	27
Figura 2.20 Filtro propuesto por Jiang <i>et al.</i> (2017) que contempla la longitud de los cables que conectan a motor con el inversor.....	27
Figura 2.21 Cojinetes magnéticos a)de imanes permanentes b)con materiales superconductores, (1. Ajustador para SC, 2. Ajustador para PM, 3. Embobinado del estator, 4. Núcleo del estator del motor, 5. Núcleo del rotor del motor, 6. Rotor conductor, 7. Base del rotor, 8. Impulsor, 9. Salida, 10. Alojamiento de bomba, 11. Entrada, 12. Interior SC estator del SMC, 13. Exterior del rotor PM del SMB, 14. Estator del PMB, 15. Carcasa).....	28
Figura 3.1 Circuito equivalente por fase del modelo propuesto por Chen et (1996) al a)equivalente del motor con las fases B y C conectadas a tierra, b)equivalente en función de las impedancias. ...	32
Figura 3.2 Circuito eléctrico equivalente simplificado con polaridades en los elementos y las corrientes de malla i_1, i_2, i_3	32
Figura 3.3 Circuito eléctrico equivalente por fase del modelo propuesto por Chen <i>et al.</i> (1996), a)circuito equivalente del motor con las terminales B, C y N conectadas a tierra b)circuito equivalente en función de las impedancias.	34
Figura 3.4 Topología propuesta del inversor en modo común.....	36
Figura 3.5 Modo de operación de libre circulación de la corriente del inductor L_A , a)activando los interruptores S_1 y S_2 , b)activando los interruptores S_3 y S_4	38
Figura 3.6 Modo de operación de carga del inductor L_A activando los interruptores S_5 y S_4	38
Figura 3.7 Modo de operación para suministrar corriente al capacitor en suma con la fuente V_{CD} , activando los interruptores S_2 y S_5	39
Figura 3.8 Modo de operación para suministrar corriente al capacitor solo por medio del inductor L_A , activando los interruptores S_3 y S_2	39
Figura 3.9 Modo de operación para suministrar corriente al capacitor solo por medio del inductor L_A y en la terminal negativa del capacitor de salida, activando los interruptores S_1 y S_4	40
Figura 3.10 Esquema de modulación propuesto.	41
Figura 3.11 Selección del modo de operación en función de las entradas y_1, y_2 y y_3	43

Figura 3.12 Circuito RLC conformado por la capacitancia de salida del inversor propuesto y el embobinado del motor de inducción.	44
Figura 3.13 Motor de inducción de corriente alterna marca Baldor M3454.	46
Figura 3.14 Medidor de impedancias Hewlett-Packard 4263B.	46
Figura 3.15 Medición de la capacitancia parásita en los rodamientos (C_g).	47
Figura 3.16 Medición de capacitancias parásitas a)entre el neutro y el estator (C'_{WSN}) b)entre el neutro y el rotor (C_{wr2}).	47
Figura 3.17 Medición impedancias a)de los embobinados (C_r) b)entre las fases y el rotor (C_{wr1}).	48
Figura 3.18 Esquema del inversor de 6 interruptores implementado para la simulación.	49
Figura 3.19 Circuito para la obtención de las señales de control para los interruptores del inversor trifásico de 6 interruptores.	50
Figura 3.20 Señales moduladoras y portadora del esquema de modulación para el inversor trifásico de 6 interruptores y señales de control.	50
Figura 3.21 Inversor trifásico en modo común propuesto, motor de inducción y circuito eléctrico de parásitos.	51
Figura 4.1 Diagrama de bode del voltaje en los rodamientos por la conexión en modo diferencial V_{brgn}	53
Figura 4.2 Diagrama de Bode de la función de transferencia del voltaje en los rodamientos V_{brgn} de la conexión en modo diferencial.	54
Figura 4.3 Circuito equivalente de elementos parásitos del motor implementado en el simulador Psim para la conexión en modo diferencial.	54
Figura 4.4 Relación de ganancia del circuito equivalente de parásitos a: a)60Hz b)2kHz.	55
Figura 4.5 Pico de amplificación del circuito equivalente de parásitos.	56
Figura 4.6 Relación de ganancia del circuito equivalente de parásitos a 34.2kHz para la conexión en modo diferencial.	56
Figura 4.7 Periodo transitorio del efecto de las tres fases cuando las señales de excitación se encuentran en fase.	57

Figura 4.8 Circuito equivalente de elementos parásitos del motor implementado en el simulador Psim para la conexión en modo común.....	58
Figura 4.9 Relación de ganancia del circuito equivalente de parásitos a 33kHz para la conexión en modo común.....	58
Figura 4.10 Relación de voltaje entre el voltaje de fase y en los rodamientos a 60Hz.....	59
Figura 4.11 Relación de voltaje entre el voltaje de las tres fases y en los rodamientos a 33kHz.....	60
Figura 4.12 Corriente en las fases del motor de inducción y del motor en los rodamientos activada por un inversor de seis interruptores.....	60
Figura 4.13 Corrientes de fases del motor y velocidad de rotación.....	61
Figura 4.14 Corrientes en los rodamientos del motor y voltaje en los rodamientos para la conexión en modo común.....	61
Figura 4.15 Corrientes en las fases, voltaje en los rodamientos y velocidad del motor.....	62
Figura 4.16 De arriba a abajo, corriente en las fases del motor, velocidad (rpm) y voltaje en rodamiento de la configuración en modo común a 1390rpm.....	62
Figura 4.17 De arriba a abajo, corriente en las fases del motor, velocidad (rpm) y voltaje en rodamiento de la configuración en modo común a 1650rpm.....	63
Figura 4.18 De arriba a abajo, corriente en las fases del motor, velocidad (rpm) y voltaje en rodamiento de la configuración en modo diferencial a 1645rpm.....	63
Figura 4.19 De arriba a abajo, corriente en las fases del motor, velocidad (rpm) y voltaje en rodamiento de la configuración en modo diferencial a 1360rpm.....	64
Figura 4.20 Diagrama eléctrico para impulsores del inversor propuesto.....	65
Figura 4.21 PCB de los impulsores para el inversor propuesto.....	65
Figura 4.22 Diagrama esquemático para la implementación del inversor en modo común propuesto.....	66
Figura 4.23 PCB del inversor propuesto con redundancia.....	66
Figura 4.24 Tarjeta de desarrollo FPGA Nexys 3.....	67
Figura 4.25 Estructura jerárquica para la programación con VHDL para la modulación del convertidor propuesto.....	67

Figura 4.266 Bloque de entradas y salidas de la modulación propuesta.	68
Figura 4.27 Diagrama de bloques para la modulación propuesta.	68
Figura 4.28 Elementos de la implementación física del inversor propuesto.	69
Figura 4.29 Corriente del inductor L_m , i_{CA} e i_{LA}	70
Figura 4.30 Resultado experimental del cambio de referencia en la corriente del inductor L_A de 1A a 2A.	70
Figura 4.31 Resultado experimental del cambio de referencia en la corriente del inductor L_A de 2A a 1A.	71

TABLAS

Tabla 1 Voltaje en modo común del inversor trifásico de seis interruptores.....	19
Tabla 2 Voltaje en modo común de las combinaciones de vectores del convertidor empleado por Lee y Sul (2001 a,b).....	21
Tabla 3 Secuencia de conmutación del inversor dual con los niveles del VMC propuesto por Kalaiselvi y Srinivas (2015 a,b).	23
Tabla 4 Resumen de las estrategias para la eliminación de las corrientes en los rodamientos.....	29
Tabla 5 Modos de operación del convertidor propuesto.....	40
Tabla 6 Estados de entradas y de los interruptores de la Tabla Lógica de la figura 3.10.	42
Tabla 7 Valores parásitos del motor Baldor.	48
Tabla 8 Valores del motor para simulación.....	49

Capítulo 1

Antecedentes

1. Introducción

Los variadores de velocidad son utilizados para regular la velocidad o el par de los motores de CA. Un variador de velocidad se compone de un convertidor CD-CA que típicamente es un inversor trifásico de seis interruptores, este convertidor genera una excitación de voltaje escalonada a las fases del motor y mediante el índice de modulación aplicado a la modulación por ancho de pulso (PWM) es posible modificar tanto la frecuencia como la amplitud de alimentación (Muhammad, 2004), con lo cual se lleva a cabo la regulación de la velocidad o el par. Sin embargo, el uso de variadores de frecuencia genera corrientes parásitas que pueden circular a través de los rodamientos del motor, provocando: daño en los rodamientos, contaminación electromagnética y paros por fallos de tierra no deseados (Sbinski *et al.* 1999). El daño en los rodamientos se presenta en forma de picaduras provocadas por los micro arcos que descargan la capacitancia parásita presente en este elemento mecánico, el daño genera vibraciones en la flecha del motor lo cual implica un mantenimiento más frecuente (ABB, 2011).

1.1 Antecedentes

Las corrientes de fuga o también conocidas como corrientes en modo común (CMC) son generadas principalmente por dos causas: por la asimetría del campo magnético o por el desbalance del voltaje de excitación del motor, la primera de ellas es reducida significativamente debido a las técnicas de construcción actuales,

el desbalance de voltaje generan lo que se conoce como voltaje en modo común (VMC) el cual induce un voltaje en los rodamientos, este problema se observa comúnmente en los motores que son accionados mediante variadores de frecuencia y cuando el voltaje llega al límite de ruptura del dieléctrico del rodamiento se generan pequeños arcos eléctricos que producen daños en los rodamientos; el problema ha sido investigado por S. Chen *et al.* (1996) quienes midieron las corrientes presentes en los diversos elementos parásitos y propusieron un modelo general de estos elementos lo cual ayuda a la comprensión teórica del fenómeno, posteriormente se obtiene un modelo simplificado que queda en función del VMC, una impedancia equivalente y el modelo del arco en el rodamiento con lo cual se facilita el análisis y la comprensión del problema (Chen *et al.* 1996).

1.2 Diagnóstico de falla y mejora en modelos

En el 2016 Park, *et al.* presentan un circuito equivalente para el cálculo del voltaje en la flecha de un motor de imanes permanentes lo cual genera las corrientes en los rodamientos; en su modelo se consideran los campos eléctricos y magnéticos del motor que brinda un panorama más amplio sobre los diferentes fenómenos que interactúan para la generación de las corrientes en los rodamientos.

Ojaghi *et al.* (2017) muestran en un análisis de vibraciones para un motor trifásico jaula de ardilla mediante el cual puede determinar por medio de la transformada rápida de Fourier los armónicos correspondientes al daño en los rodamientos o incluso los debidos a la excentricidad del motor, este método ayuda a determinar las condiciones en las que se encuentra el motor sin necesidad de utilizar un método invasivo.

Lu y Wang (2018, a,b) presentan una metodología para estimar la fase de rotación de la corriente en un motor de corriente directa sin escobillas bajo condiciones de variación de velocidad, la metodología se basa en filtros digitales

con los cuales puede diagnosticar alguna falla en el rodamiento, aunque este método no ayuda a resolver el problema de las corrientes en los rodamientos, puede ayudar a prevenir alguna falla severa en el motor.

1.3 Eliminación de corrientes en los rodamientos

Existen diversas estrategias para la reducción de las corrientes en los rodamientos o para la reducción del VMC que es el causante de estas corrientes.

1.3.1 Eliminación por medio de la construcción

Este mismo problema se presenta para diferentes tipos de motores como muestran T. Maetani *et al.* (2015), quienes reducen el voltaje de la flecha de un motor de corriente directa sin escobillas mediante el aislamiento mecánico del rotor y realizan una comparación del VMC y del voltaje de la flecha cuando la carcasa se conecta al punto de tierra y sin dicha conexión. Aunque esta solución es efectiva para la eliminación del arco en los rodamientos implica la modificación mecánica en la construcción del motor, lo cual no es práctico cuando se cuenta con un motor que no posea esta característica.

Park *et al.* (2017) logran mitigar el voltaje en la flecha de un motor síncrono de imanes permanentes mediante una modificación de las capacitancias parásitas, este método requiere la modificación geométrica y de la construcción del motor por lo que se trata de un método invasivo, sin embargo, muestra consideraciones de diseño valiosas para la construcción de este tipo de motores.

1.3.2 Por Conmutación

Una de las primeras soluciones por conmutación fue planteada por Cacciato *et al.* (1999) donde se propone la reducción de las CMC mediante la conmutación de los estados del inversor trifásico de seis interruptores que generan poca variación

en el VMC, sin embargo, esta estrategia genera un incremento en la distorsión armónica ya que se modifica la conmutación del convertidor.

H-D. Lee y S-K Sul (2001) proponen la reducción de los picos del VMC para un motor de inducción de enbobinado cerrado, empleando un rectificador PWM y un inversor PWM operando en conjunto para reducir las variaciones de VMC que provocan las corrientes en los rodamientos evitando que el voltaje de la flecha llegue a niveles de ruptura del dieléctrico que lubrica a los rodamientos. Esta solución requiere de una estrategia de control que coordine 12 dispositivos de conmutación por lo que se torna relativamente compleja.

De forma similar Baranwal *et al.* (2015) realizan la eliminación del VMC por medio de dos topologías de convertidores de potencia distintos, la primera un inversor trifásico dual alimentado en voltaje y la segunda un convertidor matricial; el motor utilizado es trifásico de inducción de final abierto, la forma en la que elimina el VMC es por medio de una modulación por ancho de pulso de espacio vectorial, la principal desventaja de esta estrategia es la cantidad de dispositivos de conmutación que se requieren ya que en el caso del inversor trifásico dual posee 12 interruptores, mientras que el cicloconvertidor tiene 18 interruptores bidireccionales.

Kalaiselvi y Srinivas (2015) implementan diversas estrategias de PWM basadas en el espacio vectorial, aplicadas a un inversor trifásico dual con un total de 12 interruptores, la topología tiene además aislamiento galvánico a la entrada de cada inversor por medio de transformadores de baja frecuencia, las estrategias PWM aprovechan la redundancia de estados de los inversores trifásicos y el efecto que tiene cada estrategia sobre el VMC para reducir tanto el voltaje en la flecha de un motor de inducción de final abierto. El inconveniente de esta técnica es que cuenta con 12 dispositivos de conmutación además de transformadores de aislamiento de baja frecuencia lo que hace que el sistema sea voluminoso, pesado

y con una eficiencia reducida además requiere de una estrategia de conmutación especializada.

Bharatiraja *et al.* (2018) implementan un inversor multinivel trifásico de diodo fijador con una cuarta rama conectada al punto neutro del motor de inducción de final cerrado, con la que se compensa el nivel del voltaje en la terminal neutra en función del VMC que genera el inversor multinivel, por lo que el VMC se mantiene con un valor cercano a 0V, la desventaja es que esta topología requiere de 20 dispositivos de conmutación y de un control elaborado para compensar el VMC.

Han *et al.* (2018) presentan un método para la cancelación del VMC en los controladores de un motor de inducción de doble excitación, basada en una estrategia de modulación PWM y aplicada en un inversor trifásico de 9 interruptores, que además toma en cuenta las asimetrías del motor, un aspecto interesante de esta propuesta es que gracias a la naturaleza de la topología, es posible conectar los embobinados del motor de manera independiente o en serie por lo que es posible tener una mayor variedad de opciones de conmutación que ayudan a la estrategia de control a eliminar el VMC, sin embargo, este método requiere de una estrategia de conmutación especial que incrementa la complejidad del controlador.

1.3.3 Filtros

Akagi y Doumoto (2004 a,b) proponen un filtro EMI pasivo para la eliminación de las corrientes en los rodamientos y las corrientes a tierra, el filtro es conectado entre las terminales de excitación de un motor de inducción de final cerrado y la entrada de un inversor trifásico de seis interruptores; los inductores del filtro están conectados a las terminales del motor y se encuentran acoplados magnéticamente; esta solución requiere un mayor número de elementos con respecto a aquellas soluciones que eliminan las corrientes en los rodamientos mediante la conmutación del inversor además de que el acoplamiento magnético reduce la eficiencia total del sistema. De igual manera Akagi y Tamura (2006 a,b) proponen el mismo filtro EMI

pasivo para la eliminación de las corrientes en los rodamientos y las corrientes a tierra, pero aplicado entre las terminales de excitación del mismo motor y la salida entrada de un inversor multinivel de diodo fijador de tres niveles con el cual se mejora la distorsión armónica inyectada al motor gracias a la característica multinivel.

Zhu *et al.* (2012) proponen el diseño y la implementación de un obturador de corriente alterna integrado para suprimir las corrientes en modo común, éste elemento es conectado en el lado de corriente alterna, sin embargo, esta solución requiere de la construcción de un elemento magnético con características geométricas especiales.

Jiang *et al.* (2017) proponen un filtro pasivo para mitigar las corrientes en los rodamientos que se coloca a la salida del inversor trifásico de seis interruptores, esta propuesta considera también una gran longitud de los cables que se conectan de la salida del filtro pasivo al motor, por lo que adicionalmente colocan otro filtro pasivo cercano a las terminales de excitación del motor de inducción de final cerrado. Esta solución implica un incremento de elementos pasivos por lo que aumentan las pérdidas del sistema, además de que se trata de una aplicación específica.

1.3.4 Cojinetes magnéticos

Algunos motores eliminan la necesidad de los rodamientos mediante el uso de cojinetes magnéticos como muestran (Le *et al.* 2016; Xu *et al.* 2018 y Zhang *et al.* 2018) quienes presentan un modelado y diseño electromagnético para dichos cojinetes, sin embargo, esta solución demanda un consumo de energía mayor por parte del motor, debido a la suspensión magnética, además de un controlador adicional. Algunos cojinetes emplean materiales superconductores en aplicaciones de bombeo de materiales criogénicos como presentan Ai *et al.* (2018), donde se

aprovechan las bajas temperaturas de las sustancias que son bombeadas para generar la suspensión, lo que reduce el consumo energético.

1.4 Descripción del problema

El uso de variadores de frecuencia genera un desbalance de voltaje en las fases de excitación del motor de corriente alterna, y debido a ello se inducen corrientes no deseadas que pueden generar pequeños arcos eléctricos en los rodamientos provocando picaduras, lo que lleva a problemas como: daño en los rodamientos, contaminación electromagnética y paros por fallos de tierra no deseados.

1.5 Justificación

La corriente de los rodamientos del motor trifásico de corriente alterna deben ser reducidas o eliminadas con la finalidad de prologar el tiempo de vida de estos elementos y reducir la frecuencia de mantenimiento del motor, algunas soluciones requieren de elementos mecánicos que deben ser colocados en el motor ya sea desde su construcción o posterior a esta. Los filtros que eliminan éstas corrientes deben ser diseñados de acuerdo a las especificaciones del motor que se esté utilizando, mientras que los cojinetes magnéticos requieren controladores adicionales. En este trabajo se propone una topología que reducirá las corrientes en los rodamientos del motor sin necesidad de elementos mecánicos adicionales ni un controlador adicional a los controladores tradicionales del motor.

1.6 Hipótesis

Mediante una topología de inversor trifásico en modo común, se reducen las corrientes de fuga en los rodamientos de un motor de corriente alterna debido a su conexión, con respecto a una topología de inversor trifásico de seis interruptores con modulación PWM.

1.7 Objetivos

1.7.1 General

Reducir las corrientes de fuga en los rodamientos de un motor de corriente alterna con respecto a una topología de inversor trifásico de seis interruptores con modulación PWM, mediante una topología de inversor en modo común.

1.7.2 Particulares:

1. Diseñar y desarrollar la topología del inversor propuesto.
2. Analizar la reducción de las corrientes en los rodamientos de la topología propuesta.
3. Comparar matemáticamente la reducción de las corrientes en los rodamientos.
4. Diseñar el control para la corriente de salida del inversor propuesto.
5. Establecer la bondad de ajuste de las corrientes de fuga del sistema propuesto con respecto al inversor trifásico de seis interruptores.

Capítulo 2

Fundamentación teórica

2. Fundamentación teórica

La máquina de corriente alterna o CA que convierten energía mecánica en energía eléctrica son conocidas como generadores de CA y aquellas que convierten energía eléctrica en mecánica se conocen como motores.

Hay dos clases principales de máquinas de CA:

- Las máquinas síncronas que son motores o generadores cuya corriente de campo magnético la suministra una fuente de potencia CA externa.
- Las de inducción que son motores y generadores cuya corriente de campo magnético se suministra a sus devanados de campo por medio de inducción magnética (Chapman, 2000).

2.1 Motor síncronico

La figura 2.1 muestra un motor síncronico de dos polos el cual se alimenta con un voltaje trifásico de señales senoidales. La corriente de campo I_F del motor produce un campo magnético de estado estacionario B_R . El conjunto trifásico de voltajes se aplica al estator de la máquina, que produce un flujo de corriente trifásica en los devanados.

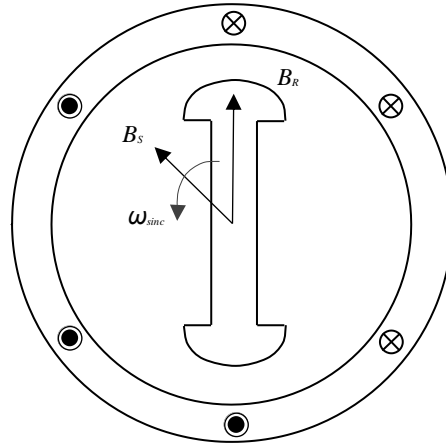


Figura 2.1 Motor síncrono de dos polos (tomado de Stephen J. Chapman, Máquinas eléctricas, tercera edición, ed. Mc. Graw Hill).

Un conjunto trifásico de corrientes en el devanado del inducido produce un campo magnético uniforme rotacional B_s . Entonces, hay dos campos magnéticos presentes en la máquina, y el campo rotórico tenderá a alinearse con el campo estático así como dos barras magnéticas tenderán a alinearse si se colocan una cerca de la otra. Puesto que el campo magnético del estator es giratorio, el campo magnético del rotor (y el rotor en sí mismo) tratará constantemente de emparejarse con él a una velocidad rotacional ω_{sync} . Cuanto mayor sea el ángulo entre los dos campos magnéticos (hasta cierto máximo), mayor es el par sobre el rotor de la máquina. El principio básico de operación del motor síncrono es que el rotor “persigue” el campo magnético rotante del estator alrededor de un círculo sin emparejarse del todo con él.

2.2 Motor de inducción

Una máquina que sólo tiene los devanados de amortiguación es llamada máquina de inducción porque el voltaje del rotor (que produce la corriente y el campo magnético del rotor) es inducido en los devanados del rotor en lugar de estar físicamente conectados a través de alambres. Las características distintivas de un motor de inducción es que no se requiere corriente de campo DC para operar la máquina lo cual lo hace el motor más empleado en la industria (ABB drives, 2011).

Un motor de inducción tiene físicamente el mismo estator que una máquina sincrónica, pero la construcción del rotor es diferente; las partes que componen a un motor de inducción se muestran en la figura 2.2 (Austin, 2006).

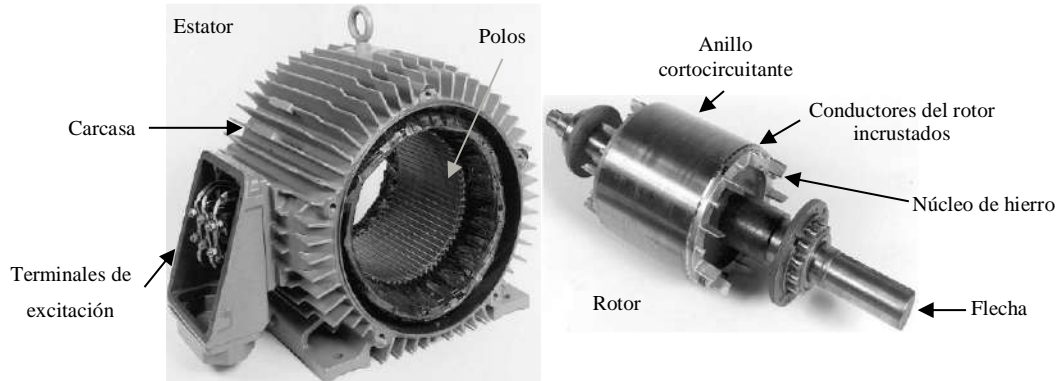


Figura 2.2 Rotor de un motor jaula de ardilla típico (tomado de Austin Hugues, Electric Motors and Drives fundamental, Types and Applications, tercera edición, ed. Newnes).

2.3 Controladores para motores de inducción

En la mayoría de las aplicaciones con motores se cuenta con 4 diferentes componentes mostrados en la figura 2.3 que son: el control de energía, el motor la transmisión y la máquina de trabajo o carga. Los primeros 3 componentes son los asociados al sistema controlador, aunque para fines de control de velocidad o par típicamente se trabaja sobre el control de energía por medio de convertidores de potencia, con los cuales se puede modificar tanto la frecuencia como la amplitud de la señal eléctrica de excitación (ABB drives, 2011).

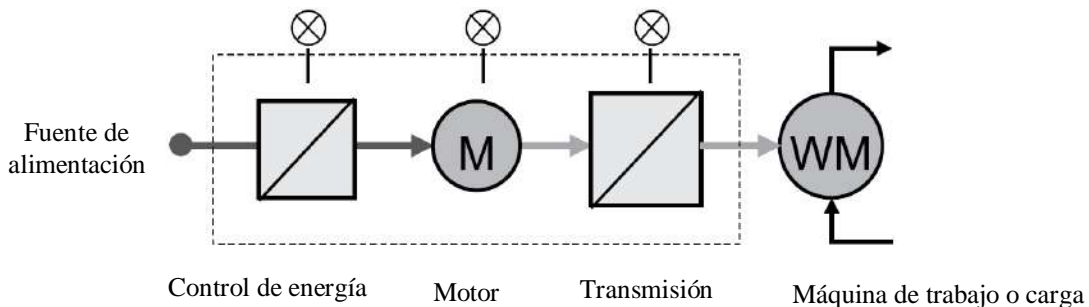


Figura 2.3 Componentes típicos de una máquina, (modificado de ABB drives, Technical guide No. 5 “Bearing currents in modern AC drives systems”).

En la figura 2.4 se muestra el control de energía del motor de corriente alterna por medio de convertidores de potencia y consiste en 4 etapas principales que son: rectificador, circuito de CD, inversor y motor.

El rectificador tiene la función de convertir la energía eléctrica de corriente alterna a corriente directa, posteriormente la señal es filtrada por medio de un capacitor, mientras que el inversor tiene la función de convertir la corriente directa en corriente alterna, sin embargo, mediante esta etapa es posible modificar tanto la frecuencia como la amplitud de la señal de excitación al motor (ABB drives, 2011).

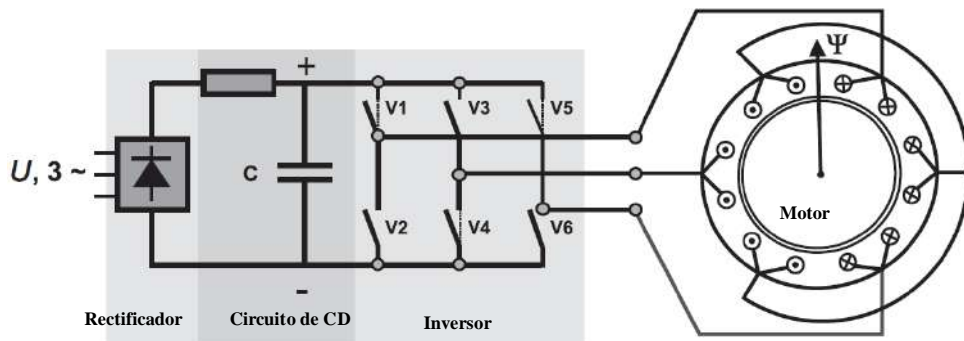


Figura 2.4 Etapas para el control eléctrico de un motor de corriente alterna, (modificado de ABB drives, Technical guide No. 5 “Bearing currents in modern AC drives systems”).

2.4 Corrientes a través de los rodamientos de un motor de corriente alterna.

Las causas básicas y las fuentes del paso de corriente eléctrica a través de los rodamientos son:

- Asimetría en el flujo magnético en el motor.
- Frecuencia elevada de conmutación en los convertidores de potencia y sus voltajes en modo común.

La primera causa, es un riesgo potencial para todos los motores eléctricos, sin importa su alimentación por convertidores o desde la red eléctrica, sin embargo, es más frecuente en motores grandes y se debe principalmente a la construcción (Sbinski, 1996).

La segunda causa, solo existe en motores que se controlan por medio de variadores de frecuencia, y genera tres tipos de corrientes no deseadas:

- Corriente de alta frecuencia a tierra por el eje.
- Corrientes circulantes de alta frecuencia.
- Corrientes de descarga capacitivas. (Shami y Akagi 2015 a,b)

Las corrientes circulantes y de descarga capacitiva se deben al Voltaje en Modo Común (VMC) en las terminales de excitación del motor que está dado por la ecuación (1);

Donde v_a , v_b y v_c son los voltajes de excitación de las fases del motor; en el caso de que los tres voltajes de fase sean senoidales, el VMC será cero por lo que no se presentará corrientes de fuga.

$$v_m = \frac{v_a + v_b + v_c}{3} \quad (1)$$

El daño en los rodamientos se presenta inicialmente como picaduras en el balín y en la parte interna de la cubierta del rodamiento que posteriormente genera un estriado en la parte interna de la cubierta del rodamiento e incluso la deformación del balín como se muestra en la figura 2.5.

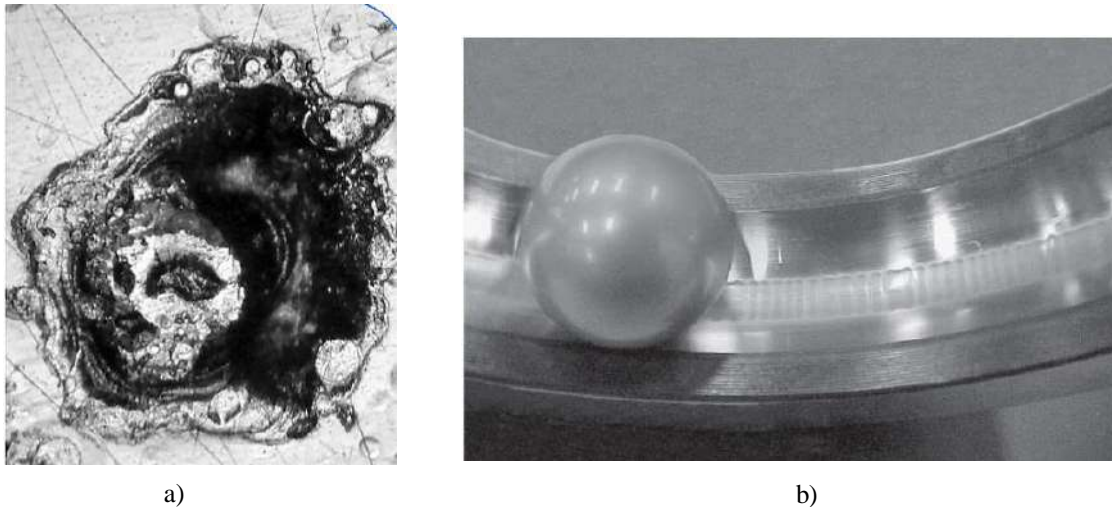


Figura 2.5 Daño en los rodamientos del motor, a)SKF picadura b)estriado (ABB).

2.5 Corrientes en Modo Común causadas por el VMC

Una fuente de alimentación trifásica, por lo general es, balanceada y simétrica, bajo condiciones normales. Es decir, que la suma vectorial de las tres fases, es igual a cero en todo momento, es por ello que el voltaje de neutro es cero. Sin embargo, este no es el caso con un variador de frecuencia PWM, donde se convierte un voltaje de corriente directa (V_{CD}) en voltajes trifásicos escalonados o pulsantes por lo que el VMC es diferente de cero.

Los variadores de frecuencia utilizados para el control de motores de corriente alternan producen frecuencia variable a través de la intermitencia de sus tres salidas alternadamente desde las terminales positivo y negativo de un bus de CD. La conmutación ocurre típicamente entre 2kHz y los 20kHz (Sbinski, 1996). Aun cuando la componente fundamental en frecuencia de los voltajes de salida es simétrica y balanceada, es imposible hacer que la suma de los tres voltajes instantáneos de salida sea cero, con dos niveles de salida posibles.

Cada vez que cambia una de las tres salidas del inversor, de uno de los posibles potenciales a otro, se propicia un cambio en la corriente, proporcional a este voltaje, que fluye a tierra, a través de las capacitancias parásitas de todos los componentes del circuito de salida. La corriente fluye de regreso a la fuente, a través del conductor y las capacitancias parásitas del variador de frecuencia, las cuales son externas al sistema trifásico (Calderón, 2009).

La identificación de los elementos que generan el fenómeno de las corrientes de fuga se realizó por Chen *et al.* (1996) quienes plantean la existencia de tres capacitancias parásitas principales: una presente entre el estator y los cables del bobinado C_w , otra entre el bobinado del estator y el rotor C_{wr} y una más entre el rotor y el estator C_g como se muestra en la figura 2.6, estos elementos parásitos se cargan debido a la inducción de corrientes un voltajes en la estructura del motor y se descargarán por medio de

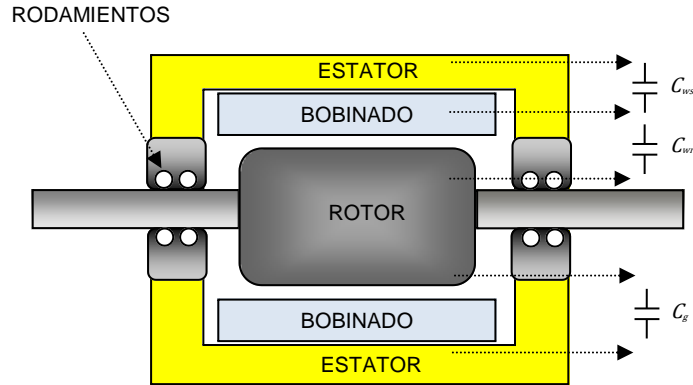


Figura 2.6 Capacitancias parásitas en un motor de inducción.

Posteriormente también Chen *et al.* (1996) proponen un modelo eléctrico mostrado en la figura 2.7 para el mejor análisis del motor considerando la característica del arco eléctrico en los rodamientos, el modelo se muestra en la figura, donde la fuente de voltaje pulsante V_a corresponde al voltaje que alimenta una de las fases del motor que cargará la capacitancia en el rodamiento para su posterior descarga generando; el efecto total sería la suma de los efectos de la excitación de las tres fases.

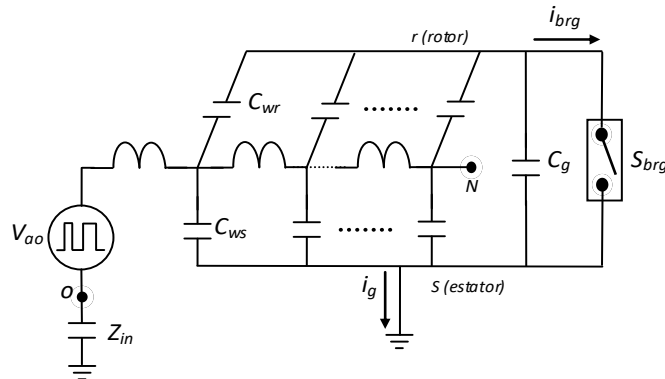


Figura 2.7 Capacitancias parásitas en un motor de inducción.

Este modelo es ampliado en la figura 2.8 donde se aprecian las impedancias de cada fase de excitación del motor (Z_{wr}), las impedancias parásitas de cada fase al rotor (Z_{wr1}), la impedancia de la terminal neutra al estator (Z'_{wsN}), la impedancia de la terminal neutra al rotor (Z_{wr2}) y la capacitancia en el rodamiento (C_g). La

corriente que fluye por los rodamientos (I_{brg}) dependerá del voltaje en el mismo (V_{brg}).

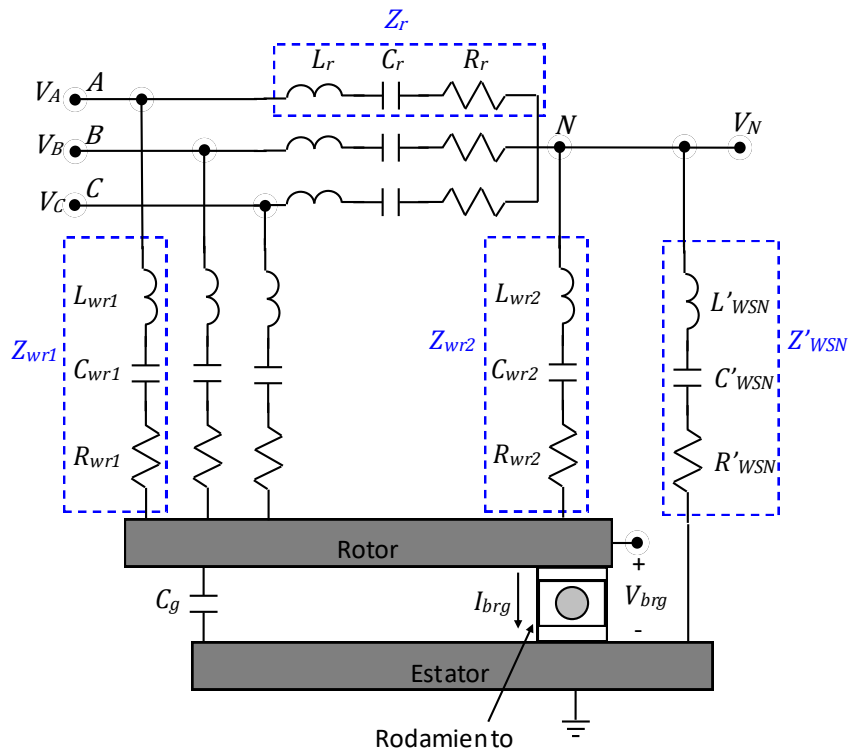


Figura 2.8 Capacitancias parásitas en un motor de inducción.

La mayor causa de las corrientes en los rodamientos es el Voltaje en Modo Común (VMC) debido dv/dt en las terminales de excitación del motor. Otros factores que contribuyen al fenómeno son (Muetze y Binder 2006 a,b):

1. *Pequeñas corrientes capacitivas*: las interacciones de un alto dv/dt con las capacitancias entre los laminados del estator, los embobinados, el rotor y los rodamientos generaran un flujo de corrientes capacitivas en el rango de 5 a 200 mA. Esas corrientes son tan pequeñas que pueden ser despreciables.
2. *Descargas electrostáticas del mecanizado (EDM)*: el voltaje en modo común carga la capacitancia parásita de los rodamientos, resultando en un pulso de corriente de descarga cuando el voltaje umbral de los rodamientos es excedido.

3. *Corrientes de circulación en los rodamientos:* un alto dv/dt en las terminales del motor genera corrientes de alta frecuencia que fluyen del estator hacia la conexión de tierra. Esta corriente excita un flujo magnético circular que induce voltajes en la flecha del motor, dando lugar a las corrientes circulantes en los rodamientos.
4. *Corrientes del rotor a tierra:* en algunas configuraciones, el rotor puede ser conectado a tierra con una significativa baja impedancia con respecto al estator. En ese caso, la corriente a tierra generada por un alto dv/dt en las terminales del motor fluyen parcialmente por el camino de los rodamientos del motor.

2.6 Estrategias para la eliminación de las corrientes en los rodamientos

Existen diversas estrategias para eliminar las corrientes en los rodamientos por medio de la reducción del voltaje en la flecha del motor o del VMC y se clasifican principalmente en cuatro grupos: por modificación mecánica, por conmutación, por filtro y por cojinetes magnéticos.

2.6.1 Mediante modificación mecánica

Maetani *et al.* (2015) reducen el voltaje de la flecha de un motor de corriente directa sin escobillas mediante el aislamiento mecánico del rotor como se muestra en la figura 2.9 y realizan una comparación del VMC y el voltaje de la flecha cuando la carcasa se conecta al punto de tierra y sin dicha conexión, los resultados obtenidos se muestran en la figura 2.10, donde los voltajes en la flecha se encuentran en niveles inferiores a los requerido para la generación del arco eléctrico en los rodamientos.

Esta solución implica una modificación mecánica en la construcción del motor, lo cual no es práctico cuando se cuenta con un motor que no posea esta característica, sin embargo, es una importante contribución para la fabricación de nuevos motores de inducción.

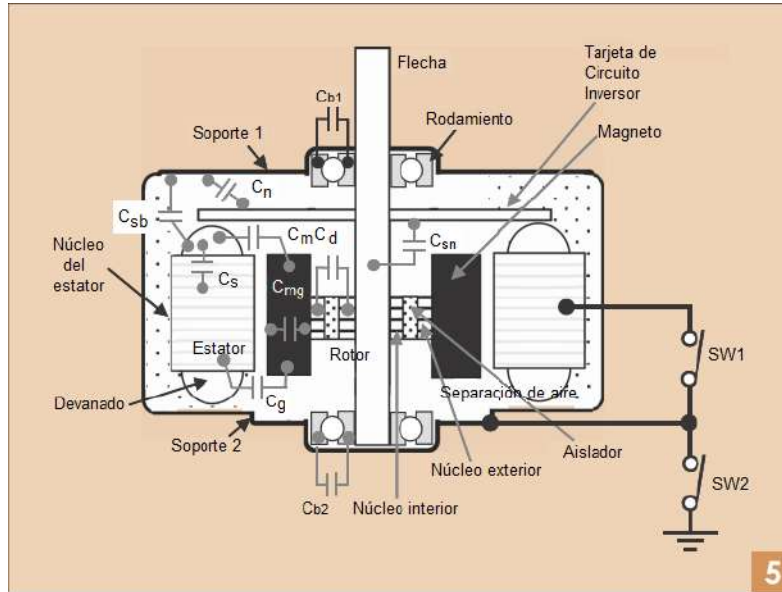


Figura 2.9 Componentes y elementos parásitos de un motor sin escobillas.

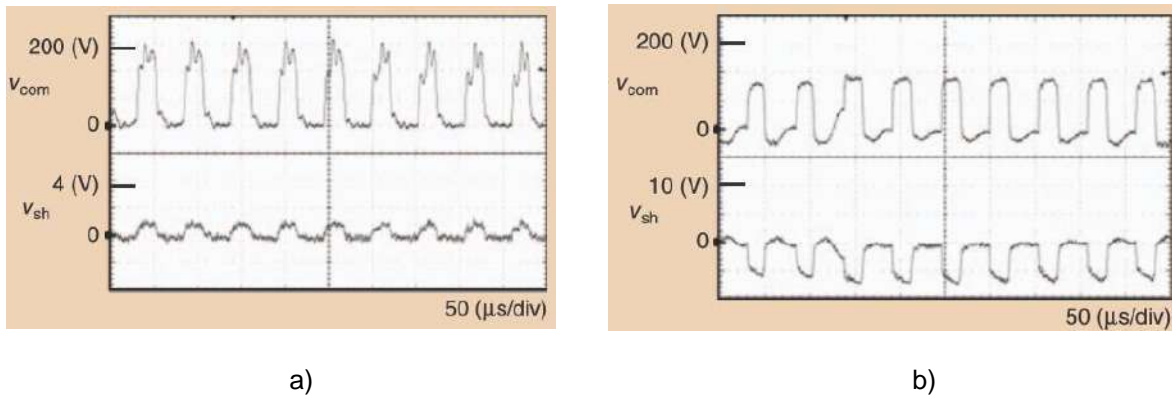


Figura 2.10 Voltaje en modo común (V_{com}) y voltaje de la flecha (V_{sh}) del motor sin escobillas a) con conexión a tierra, b) sin conexión a tierra tomado de la propuesta de Maetani *et al.* (2015).

Park *et al.* (2017) logran mitigar el voltaje en la flecha de un motor síncrono de imanes permanentes mediante una modificación en la construcción de los embobinados del motor lo que reduce las capacitancias parásitas como se muestra en la figura 2.11, éste método requiere la modificación geométrica y de la construcción del motor por lo que se trata de un método invasivo, sin embargo, muestra consideraciones de diseño valiosas para la construcción de este tipo de motores.

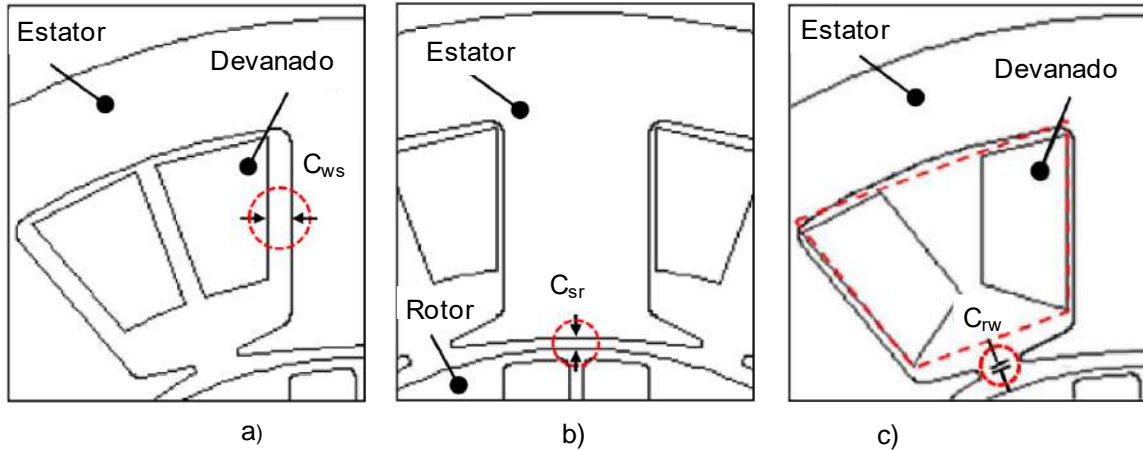


Figura 2.11 Geometrías modificadas para la reducción de las capacitancias parásitas a) C_{ws} , b) C_{sr} c) C_{rw} .

2.6.2 Por conmutación

Una de las primeras soluciones se planteó por Cacciato *et al.* (1999) donde se propone la conmutación de los vectores exclusivamente pares o impares durante un sector que componen el espacio vectorial trifásico de un inversor de 6 interruptores como el que se muestra en la figura 2.12, esto con la finalidad generar una menor variación en el voltaje en modo común (dv/dt) sobre un motor de inducción de final cerrado, como se aprecia en la tabla 1, y reducir así las corrientes en los rodamientos, sin embargo, esta estrategia genera un incremento en la distorsión armónica ya que se modifica la conmutación del convertidor.

Tabla 1 Voltaje en modo común del inversor trifásico de seis interruptores.

STATE	v_{M1}	v_{M2}	v_{M3}	v_{cm}
$V_0(0,0,0)$	$-V_{CD}/2$	$-V_{CD}/2$	$-V_{CD}/2$	$-V_{CD}/2$
$V_1(1,0,0)$	$V_{CD}/2$	$-V_{CD}/2$	$-V_{CD}/2$	$-V_{CD}/6$
$V_2(1,1,0)$	$V_{CD}/2$	$V_{CD}/2$	$-V_{CD}/2$	$V_{CD}/6$
$V_3(0,1,0)$	$-V_{CD}/2$	$V_{CD}/2$	$-V_{CD}/2$	$-V_{CD}/6$
$V_4(0,1,1)$	$-V_{CD}/2$	$V_{CD}/2$	$V_{CD}/2$	$V_{CD}/6$
$V_5(0,0,1)$	$-V_{CD}/2$	$-V_{CD}/2$	$V_{CD}/2$	$-V_{CD}/6$
$V_6(1,0,1)$	$V_{CD}/2$	$-V_{CD}/2$	$V_{CD}/2$	$V_{CD}/6$
$V_7(1,1,1)$	$V_{CD}/2$	$V_{CD}/2$	$V_{CD}/2$	$V_{CD}/2$

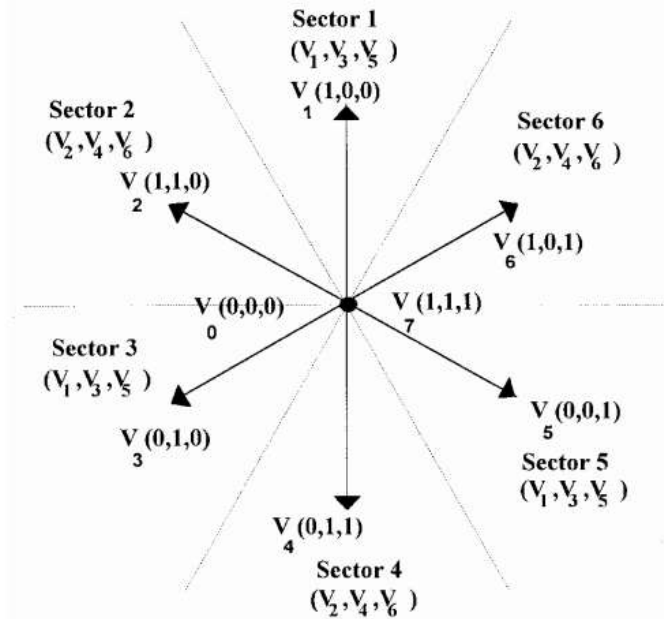


Figura 2.12 Espacio vectorial con una rotación de 30° para utilizar los vectores pares o impares.

Lee y Sul (2001 a,b) proponen la reducción de los picos del VMC para un motor de inducción de embobinado cerrado, empleando un rectificador PWM y un inversor PWM como se muestra en la figura 2.13 operando en conjunto para reducir las variaciones de VMC que provocan las corrientes en los rodamientos que se muestran en la figura 2.14 donde se aprecian que los incrementos del voltaje en modo común pueden llevar al voltaje de la flecha a niveles de ruptura del dieléctrico que lubrica los rodamientos.

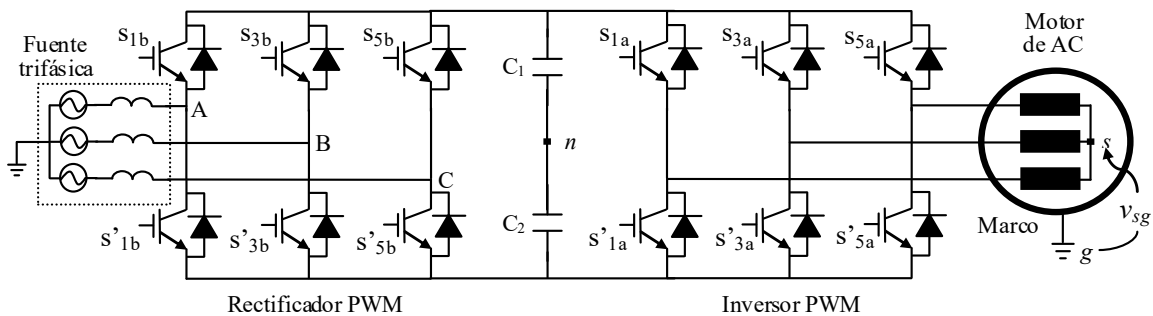


Figura 2.13 Topología empleada por Lee y Sul (2001 a,b) para la reducción de las corrientes en los rodamientos de un motor de inducción de embobinado abierto.

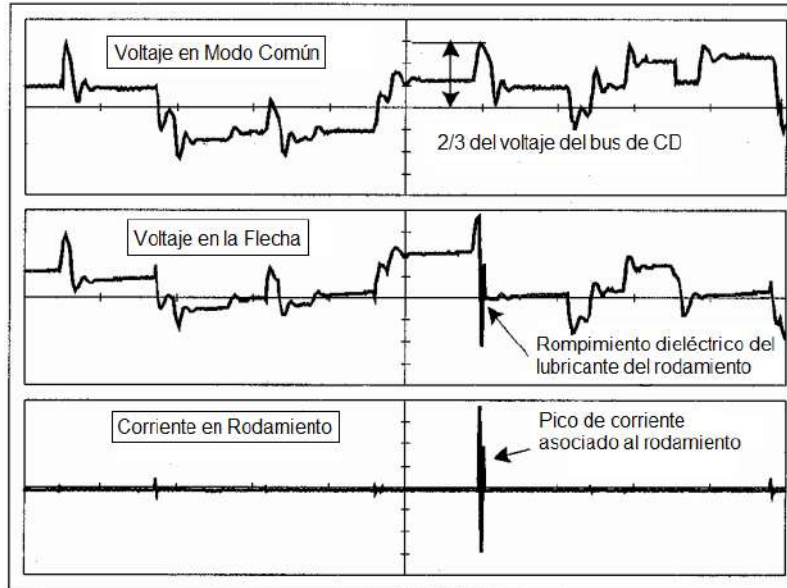


Figura 2.14 Relación del voltaje de la en modo común y el voltaje en la flecha con las corrientes en los rodamientos.

La estrategia de conmutación propuesta para la reducción de la corriente en los rodamientos se basa en la tabla 2 donde se muestra el voltaje en modo común que se obtienen de acuerdo a la ecuación (2) y a la combinación de los vectores del rectificador y el inversor, que son seleccionados para eliminar el pico máximo del VMC.

$$v_m = \frac{V_{dc}}{3} [(s_A + s_B + s_C) - (s_U + s_V + s_W)] \quad (2)$$

Tabla 2 Voltaje en modo común de las combinaciones de vectores del convertidor empleado por Lee y Sul (2001 a,b).

		Voltaje de salida del inversor			
		V_1, V_3, V_5	V_2, V_4, V_6	V_0	V_7
Voltaje de salida del rectificador	V_1, V_3, V_5	0	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
	V_2, V_4, V_6	$-V_{dc}/3$	0	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
	V_0	$V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	0	V_{dc}
	V_7	$-2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}$	0

De forma similar Baranwal *et al.* (2015) realizan la eliminación del VMC pero mediante la utilización de dos inversores trifásicos conectados a un motor de inducción de final abierto y también mediante un convertidor matricial, estos dos convertidores requieren de estrategias de modulación elaboradas y en el caso del inversor posee 12 interruptores, mientras que el cicloconvertidor tiene 18 interruptores bidireccionales.

Kalaiselvi y Srinivas (2015 a,b) implementan diversas estrategias de PWM basadas en el espacio vectorial, aplicadas a dos inversores trifásicos de seis interruptores como se muestra en la figura 2.16, la técnica aprovecha la redundancia de estados de los inversores trifásicos y el efecto que tiene cada estrategia sobre el VMC como se muestran en la tabla 3, con esto se logró reducir tanto el voltaje en la flecha de un motor de inducción de final abierto, como resultado muestra una gráfica comparativa de los diversos métodos. El inconveniente de esta técnica es que cuenta con 12 dispositivos de conmutación, transformadores de aislamiento de baja frecuencia lo que hace que el sistema sea voluminoso y pesado, además requiere de una estrategia de conmutación especializada.

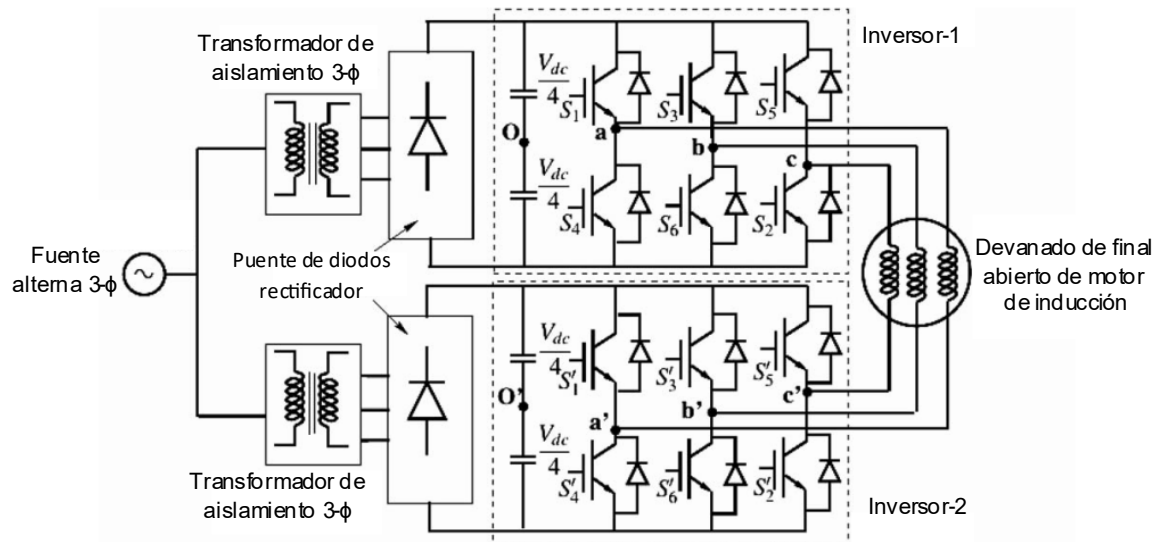


Figura 2.15 Inversor dual alimentando un motor de inducción de embobinado abierto presentado por Kalaiselvi y Srinivas, (2015 a,b).

Tabla 3 Secuencia de conmutación del inversor dual con los niveles del VMC propuesto por Kalaiselvi y Srinivas (2015 a,b).

S. No	PWMs	Edo. de interruptores por estado	Niveles CMV	No. de Cambios de CMV
1	SPWM*	7-2-1-8/7'-4'-5'-8'	$7(+V_{dc}/2,+V_{dc}/3,+V_{dc}/6,0,-V_{dc}/6,-V_{dc}/3,-V_{dc}/2)$	7
2	SVPWM*	7-2-1-8/7'-4'-5'-8'	$5(+V_{dc}/2,+V_{dc}/6,0,-V_{dc}/6,-V_{dc}/2)$	5
3	PWM1	7-2-1-8/6'-4'-5'-3'	$5(+V_{dc}/3,+V_{dc}/6,0,-V_{dc}/6,-V_{dc}/3)$	5
4	PWM2*	7-2-1-8/4'-4'-5'-1'		
5	PWM3	7-2-1-8/2'-4'-5'-5'		
6	PWM4	6-2-1-3/7'-4'-5'-8'		
7	PWM5	4-2-1-1/7'-4'-5'-8'		
8	PWM6	2-2-1-5/7'-4'-5'-8'		
9	PWM7*	3-2-1-6/3'-4'-5'-6'		
10	PWM8	3-2-1-6/6'-4'-5'-3'		
11	PWM9*	3-2-1-6/4'-4'-5'-1'		
12	PWM10	3-2-1-6/2'-4'-5'-5'		
13	PWM11	6-2-1-3/3'-4'-5'-6'		
14	PWM12	4-2-1-1/3'-4'-5'-6'		
15	PWM13	2-2-1-5/3'-4'-5'-6'		
16	PWM23	7-2-1-8/3'-4'-5'-6'		
17	PWM14	6-2-1-3/6'-4'-5'-3'	$3(+V_{dc}/6,0,-V_{dc}/6)$	3
18	PWM15*	4-2-1-1/4'-4'-5'-1'		
19	PWM16	2-2-1-5/2'-4'-5'-5'		
20	PWM17	6-2-1-3/4'-4'-5'-1'		
21	PWM18	6-2-1-3/2'-4'-5'-5'		
22	PWM19	4-2-1-1/6'-4'-5'-3'		
23	PWM20	4-2-1-1/2'-4'-5'-5'		
24	PWM21	2-2-1-5/6'-4'-5'-3'		
25	PWM22	2-2-1-5/4'-4'-5'-1'		
26	PWM24	3-2-1-6/7'-4'-5'-8'		
27	PWM25*	7-2-1-8/8'-5'-4'-7'	1(0)	0
28	PWM26	3-2-1-6/6'-5'-4'-3'		
29	PWM27	6-2-1-3/3'-5'-4'-6'		
30	PWM28	4-2-1-1/1'-5'-4'-4'		
31	PWM29	2-2-1-5/5'-5'-4'-2'		

Bharatiraja *et al.* (2018) implementan un inversor multinivel trifásico de diodo fijador y una cuarta rama de inversor multinivel de diodo fijador conectada al punto neutro del motor de inducción de final cerrado como se muestra en la figura 2.16, con lo que se ajusta el nivel del voltaje en la terminal neutra en función del VMC, por lo que se mantiene con un valor cercano a 0V, la desventaja es que esta topología requiere de 20 dispositivos de conmutación y de un control elaborado para mantener el VMC cercano al valor deseado.

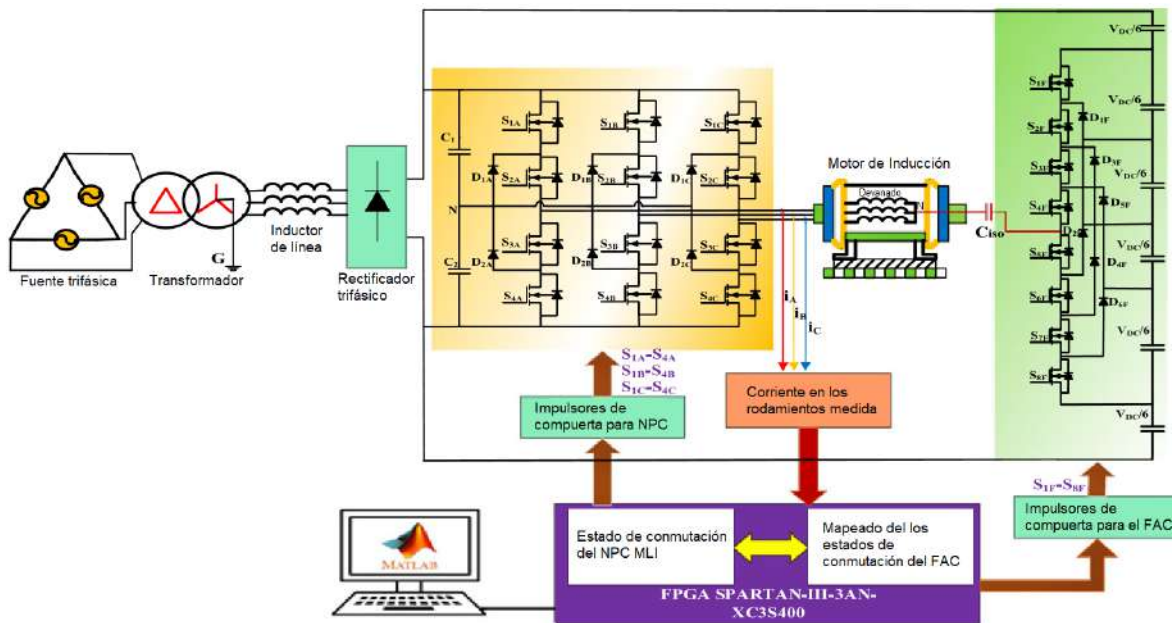


Figura 2.16 Esquema general del sistema implementado por Bharatiraja *et al.* (2018).

Han *et al.* (2018) presentan un método para la cancelación del voltaje en modo común en los controladores de un motor de inducción de doble excitación, basada en una estrategia de modulación y aplicada en un inversor trifásico de 9 interruptores como se muestra en la figura 2.17a, que además toma en cuenta las asimetrías del motor, en la topología implementada se generan solo dos estados de conmutación como se muestra en la figura 2.17b y ya que en los puntos medios de los interruptores se encuentra conectadas las fases contrarias de los embobinados el VMC será en todo momento 0V como se aprecia en la ecuación (3), sin embargo,

este método requiere de una estrategia de conmutación especial que incrementa la complejidad del controlador.

$$v_{CM0} = (v_{ag} + v_{bg} + v_{cg} + v_{a'g} + v_{b'g} + v_{c'g}) / 6 = 0 \quad (3)$$

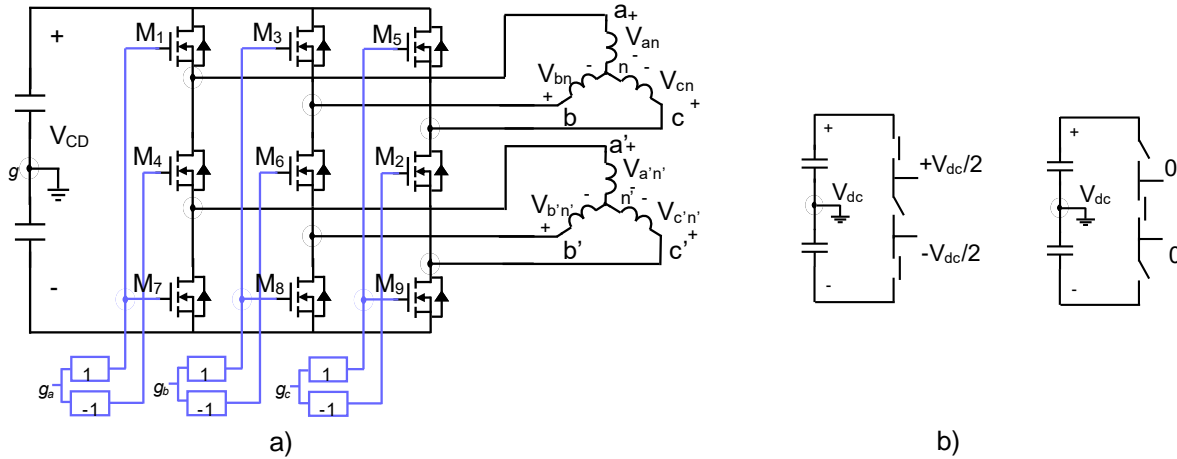
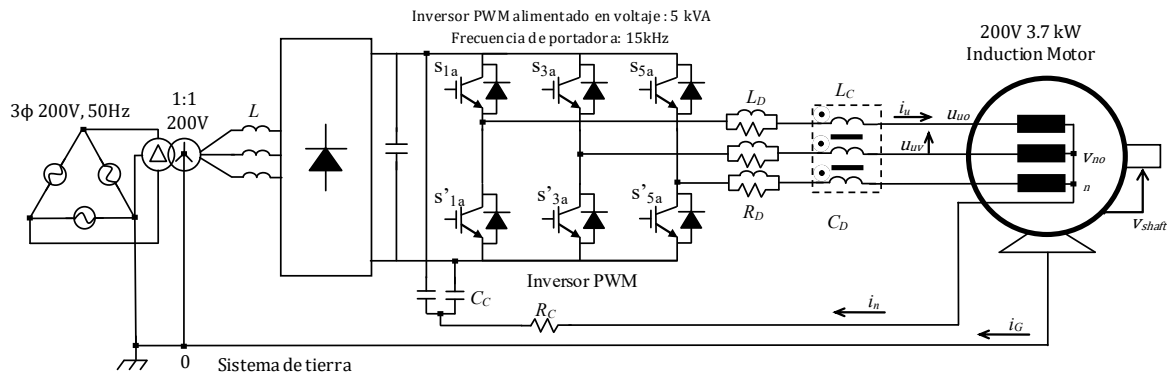


Figura 2.17 Propuesta implementada por Han *et al.* para la eliminación del VMC, a)topología b)opciones de conmutación por rama.

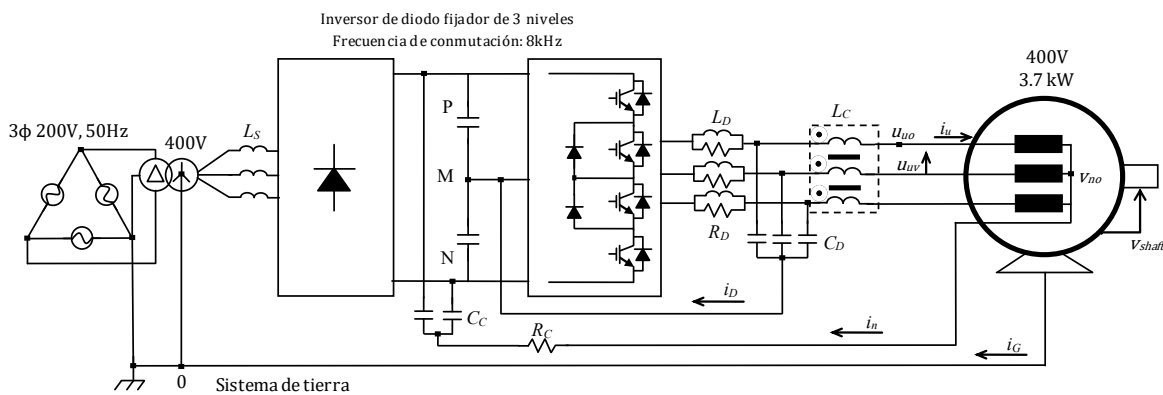
2.6.3 Por filtrado

Akagi y Tamura (2004 a,b) proponen un filtro EMI pasivo para la eliminación de las corrientes en los rodamientos y las corrientes a tierra, el filtro es conectado a entre las terminales de excitación de un motor de inducción de final cerrado y la entrada de un inversor trifásico de seis interruptores como se muestra en la figura 2.18a), los inductores conectados a las terminales del motor se encuentran acoplados magnéticamente; esta solución requiere un mayor número de elementos con respecto a aquellas soluciones que eliminan las corrientes en los rodamientos mediante la conmutación del inversor. De igual manera Akagi y Doumoto (2006 a,b) proponen el mismo filtro EMI pasivo para la eliminación de las corrientes en los rodamientos y las corrientes a tierra, pero con el filtro aplicado entre las terminales de excitación del mismo motor y la salida entrada de un inversor multinivel de diodo fijador de tres niveles como se muestra en la figura 2.18b); al igual que la solución

anterior la cantidad de elementos requeridos para la eliminación de las corrientes en los rodamientos se incrementa.



a)



b)

Figura 2.18 Filtro EMI pasivo implementado para la eliminación de las corrientes en los rodamientos y a tierra a)Akagi y Doumoto (2004 a,b) b)Akagi y Tamura (2006 a,b).

Zhu *et al.* (2012) proponen el diseño y la implementación de un obturador de corriente alterna integrado para suprimir las corrientes en modo común que conecta del lado de corriente alterna, además implementa un filtro en las terminales de excitación del motor de inducción de corriente alterna de embobinado cerrado como se muestra en la figura 2.19, sin embargo esta solución requiere de la construcción de un elemento magnético con características geométricas especiales que se muestra en la figura 2.19 lo cual lo hace más complejo de implementar.

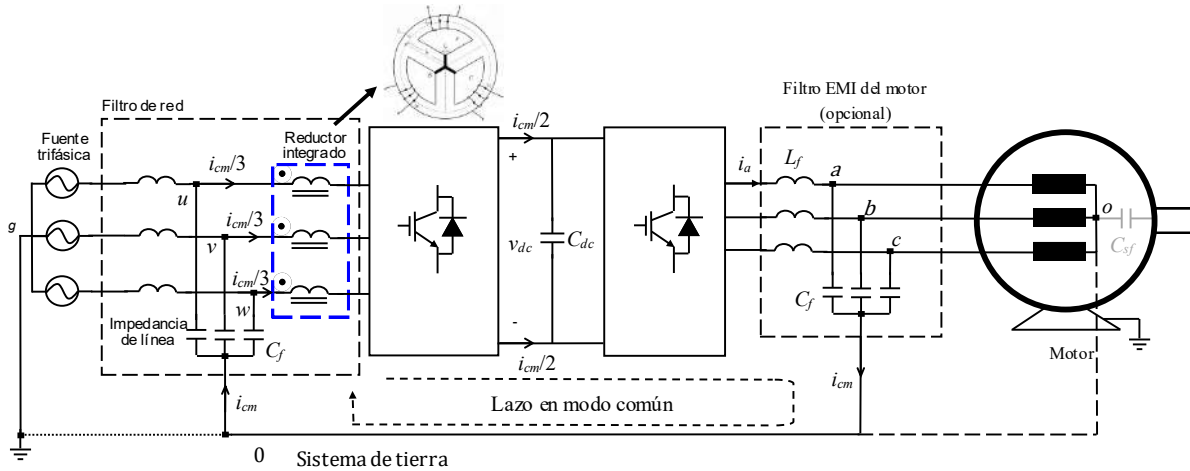


Figura 2.19 Circuito implementado por Zhu *et al.* (2012) para la reducción de las corrientes en los rodamientos del motor de inducción.

Jiang *et al.* (2017) proponen un filtro pasivo para mitigar las corrientes en los rodamientos que se coloca a la salida del inversor trifásico de seis interruptores, esta propuesta considera también una gran longitud de los cables que se conectan de la salida del filtro pasivo al motor, por lo que adicionalmente colocan otro filtro pasivo cercano a las terminales de excitación del motor de inducción de final cerrado como se muestra en la figura 2.20. Esta solución implica un incremento de elementos pasivos por lo que aumentan las pérdidas del sistema, además de que se trata de una aplicación específica.

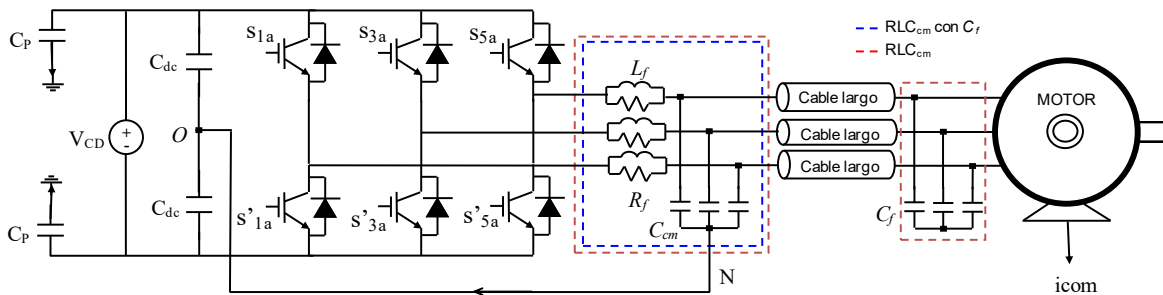


Figura 2.20 Filtro propuesto por Jiang *et al.* (2017) que contempla la longitud de los cables que conectan a motor con el inversor.

2.6.4 Por cojinetes magnéticos

Algunos motores eliminan la necesidad de los rodamientos mediante el uso de cojinetes magnéticos como muestran Le *et al.* (2016), Xu *et al.* (2018) y Zhang *et al.* (2018) quienes presentan modelados y diseño electromagnético para la mejor operación de los cojinetes magnéticos, como los que se muestra en la figura 2.21a, sin embargo, esta solución demanda un consumo de energía mayor por parte del motor, debido a la suspensión magnética, además de un controlador adicional para el cojinete. Algunos cojinetes emplean materiales superconductores en aplicaciones de bombeo de materiales criogénicos como presentan Ai *et al.* (2018), donde se aprovechan las bajas temperaturas de las sustancias que son bombeadas como se muestran en la figura 2.21b.

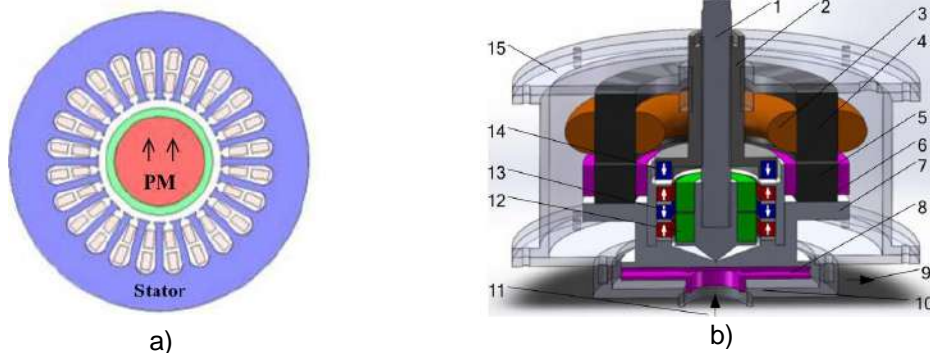


Figura 2.21 Cojinetes magnéticos a)de imanes permanentes b)con materiales superconductores, (1. Ajustador para SC, 2. Ajustador para PM, 3. Embobinado del estator, 4. Núcleo del estator del motor, 5. Núcleo del rotor del motor, 6. Rotor conductor, 7. Base del rotor, 8. Impulsor, 9. Salida, 10. Alojamiento de bomba, 11. Entrada, 12. Interior SC estator del SMC, 13. Exterior del rotor PM del SMB, 14. Estator del PMB, 15. Carcasa).

Existen diversas formas de eliminar o reducir las corrientes en los rodamientos como: la modificación mecánica mediante el aislamiento eléctrico del rodamiento, estrategia de conmutación, aplicación de filtros activos o pasivos, por la utilización de cojinetes magnéticos, sin embargo, ninguna de las soluciones propuestas hasta el momento plantea la utilización de un inversor en modo común.

La tabla 4 muestra un resumen de tres estrategias: modificación mecánica, conmutación y filtro donde se describen algunas características de la estrategia planteada con ventajas y desventajas.

Tabla 4 Resumen de las estrategias para la eliminación de las corrientes en los rodamientos.

Autores	Año	Motor	Características	Ventajas	Desventajas
Modificación mecánica					
Maetani, et al.	2015	corriente directa sin escobillas	requiere un elemento mecánico que aisle la flecha del motor	elimina las corrientes en los rodamientos	tiene que ser construido de manera específica.
Park et al.	2017	síncrono de imanes permanentes	modifica la geometría de los embobinados del motor	reduce el efecto de los elementos parásitos	tiene que ser construido de manera específica.
Conmutación					
Cacciato et al.	1999	inducción de final cerrado	conmuta los vectores del espacio vectorial con un desfase de 30 grados	no requiere elementos adicionales al inversor de 6 interruptores tradicional	solo reduce las variaciones del voltaje en modo común.
H-D. Lee y S-K Sul	2001	inducción de final cerrado	reduce el voltaje en la flecha con el uso de un rectificador PWM y un inversor trifásico tradicional de 6 interruptores	evita el nivel de ruptura del dieléctrico que lubrica los rodamientos	no elimina totalmente el voltaje en modo común y requiere de 12 dispositivos de conmutación
Baranwal et al.	2015	inducción de final abierto	elimina las variaciones del voltaje en modo común mediante una conmutación aplicada en dos inversores trifásicos de 6 interruptores.	elimina el voltaje en modo común gracias a la redundancia de estados de conmutación	solo se puede emplear para motores con final abierto y requiere de 12 dispositivos de conmutación
Bharatiraja et al.	2018	inducción de final cerrado	utiliza dos convertidores multinivel y un controlador digital	aproxima el voltaje en modo común a un valor cercano a cero.	emplea dos inversores multinivel, uno trifásico de 12 dispositivos de conmutación y uno de 8 con un total de 20.
D. Han et al.	2018	inducción con doble excitación de final cerrado	utiliza un inversor trifásico multinivel de 9 interruptores con voltajes complementarios para eliminar el VMC	el voltaje en modo común es cero para cualquier combinación empleada	solo se puede emplear para motores de doble excitación
Filtro					

Capítulo 2 Fundamentación teórica

Akagi y Tamura	2004	inducción de final cerrado	emplea un inversor trifásico de seis interruptores con un filtro que tiene inductores acoplados conectado en las terminales del motor	requiere pocos dispositivos de conmutación	aumentan las pérdidas por agregar más elementos pasivos
Akagi y Doumoto	2006	inducción de final cerrado	emplea un inversor multinivel de diodo enclavado con un filtro en las terminales de excitación del motor.	utiliza un punto central del divisor capacitivo a la entrada del inversor lo cual ayuda en la eliminación del VMC	aumentan las pérdidas por agregar más elementos pasivos
Zhu <i>et al.</i>	2012	inducción de final cerrado	emplea un filtro a la entrada del un rectificador PWM y otro en las terminales del motor	no requiere una conmutación especial	requiere de una geometría especial para el núcleo de ferrita
Jiang <i>et al.</i>	2017	inducción de final cerrado	utiliza un inversor trifásico de 6 interruptores, un filtro a la salida del inversor y otro en las terminales de excitación del motor ya que contempla una larga longitud de los cables entre el inversor y el motor	contempla la longitud del cableado para la conexión entre el inversor y el motor	aumentan las pérdidas por agregar más elementos pasivos

Capítulo 3

Metodología

3. Metodología

Las soluciones para eliminar o reducir de las corrientes en los rodamientos por medio de conmutación o por filtrado descritas en el capítulo anterior, utilizan la conexión del motor en estrella o de forma diferencial ya sea con embobinado abierto o cerrado del motor de inducción, sin embargo, ninguna de estas soluciones contempla la conexión en modo común. En este capítulo se presenta un análisis matemático para analizar el voltaje en el rodamiento de la conexión en modo común y la conexión en modo diferencial partiendo del modelo presentado por Chen *et al.* (1996), con la finalidad de realizar una comparación matemática de ambas conexiones.

3.1 Voltaje de la flecha del motor de inducción en conexión en modo diferencial.

Para analizar el efecto del voltaje de la fase A, se aplica el teorema de superposición al circuito eléctrico equivalente de los elementos parásitos como se muestra en la figura 3.1a; mientras que en la figura 3.1b se muestra el circuito equivalente en función de las impedancias de los diferentes elementos parásitos del modelo.

Simplificando el circuito mostrado en la figura 3.1b y definiendo las corrientes de malla como i_1 , i_2 e i_3 se obtiene el circuito mostrado en la figura 3.2; aplicando posteriormente la Ley de Voltajes de Kirchhoff (LVK) se obtienen las ecuaciones 4, 5 y 6.

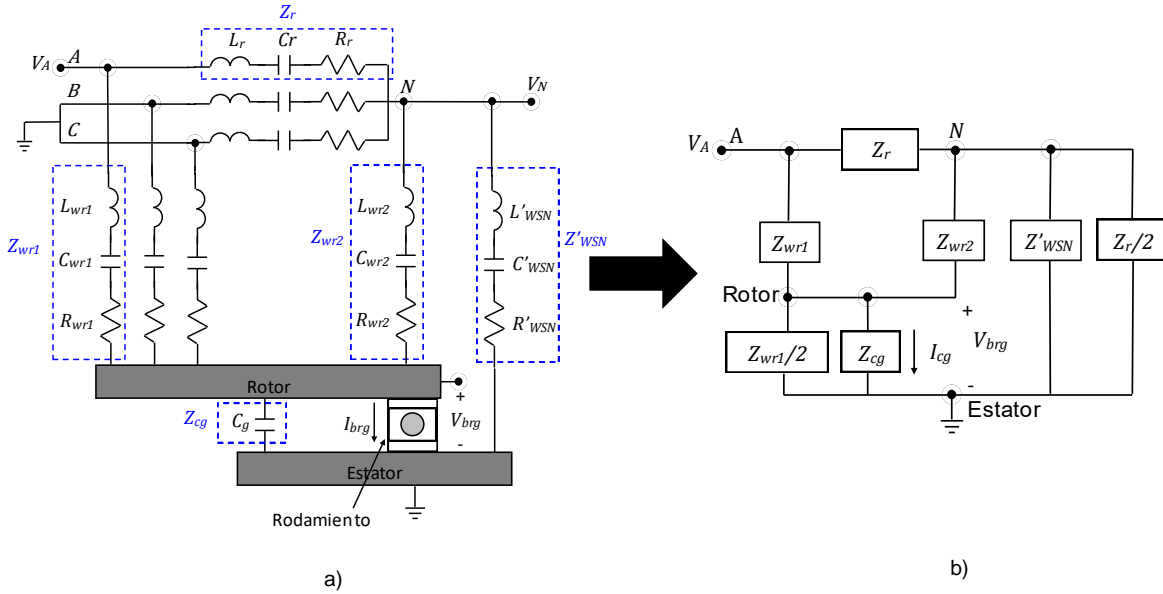


Figura 3.1 Circuito equivalente por fase del modelo propuesto por Chen et (1996) al a)equivalente del motor con las fases B y C conectadas a tierra, b)equivalente en función de las impedancias.

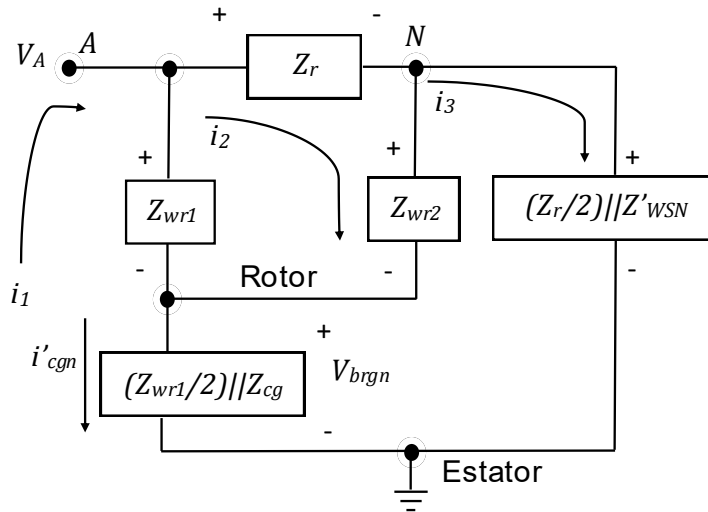


Figura 3.2 Circuito eléctrico equivalente simplificado con polaridades en los elementos y las corrientes de malla i_1, i_2, i_3 .

$$(Z_{wr1} + Z'_{cg})i_1 - Z_{wr1}i_2 - Z'_{cg}i_3 = V_A \tag{4}$$

$$-Z_{wr1}i_1 + (Z_r + Z_{wr1} + Z_{wr2})i_2 - Z_{wr2}i_3 = 0 \tag{5}$$

$$-Z_{cg}i_1 - Z_{wr2}i_2 + (Z_{ws} + Z_{wr2} + Z_{cg})i_3 = 0 \tag{6}$$

Donde:

$$Z_{ws} = \left(\frac{Z_r}{2}\right) || Z'_{WSN} \quad Z'_{cg} = \left(\frac{Z_{wr1}}{2}\right) || Z_{cg}$$

De acuerdo a la figura 3.2, el voltaje en los rodamientos está dado por la ecuación (7),

$$V_{brgn} = (i_1 - i_3) \left(\left(\frac{Z_{wr1}}{2} \right) || Z_{cg} \right) = i'_{cgn} Z'_{cg} \quad (7)$$

El voltaje V_{brgn} se obtiene resolviendo el sistema de ecuaciones 4, 5 y 6 para obtener las corrientes i_1 e i_3 y sustituyendo ese valor en la ecuación (7), posteriormente mediante un despeje se obtiene la corriente i'_{cgn} que llega a la capacitancia parásita del rodamiento y está dada por la ecuación (8).

$$i'_{cgn} = \frac{V_A \left((Z_r + Z_{wr2} + Z_{wr1})(Z_{ws} + Z_{wr2} + Z'_{cg}) - Z_{wr2}^2 - (Z_{wr1}Z_{wr2} + Z'_{cg}(Z_r + Z_{wr2} + Z_{wr1})) \right)}{Z'_{cg} \left((Z_r + Z_{wr2} + Z_{wr1})Z_{ws} + Z_{wr2}Z_r \right) + Z_{wr1} \left(Z_r(Z_{ws} + Z_{wr2} + Z'_{cg}) + Z_{wr2}Z_{ws} \right)} \quad (8)$$

Simplificando se obtiene la ecuación (9).

$$i'_{cgn} = \frac{V_A (Z_r(Z_{ws} + Z_{wr2}) + Z_{ws}(Z_{wr2} + Z_{wr1}))}{Z'_{cg} \left((Z_r + Z_{wr2} + Z_{wr1})Z_{ws} + Z_{wr2}Z_r \right) + Z_{wr1} \left(Z_r(Z_{ws} + Z_{wr2} + Z'_{cg}) + Z_{wr2}Z_{ws} \right)} \quad (9)$$

3.2 Voltaje en la flecha del motor de inducción en una conexión en modo común

El inversor en modo común conecta la terminal neutral con el estator del motor de inducción como se muestra en la figura 3.3a por lo que se genera el circuito equivalente con impedancias mostrado en la figura 3.3b, de igual manera que la

conexión en modo diferencial se analiza el circuito en modo común para obtener el voltaje V_{brgc} .

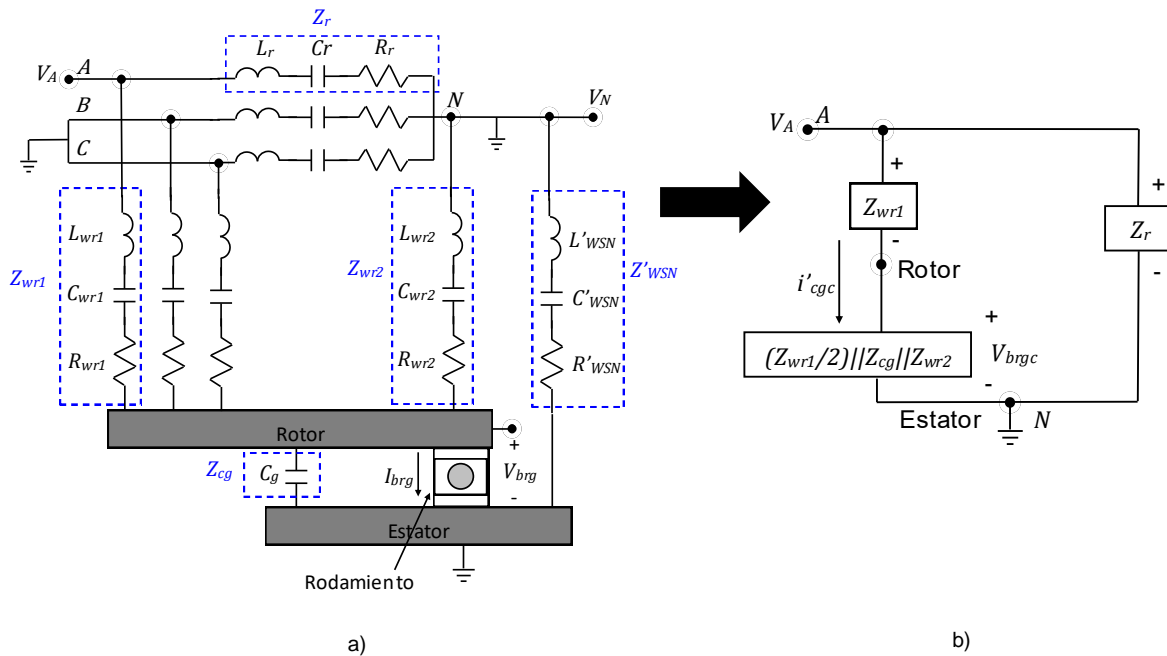


Figura 3.3 Circuito eléctrico equivalente por fase del modelo propuesto por Chen *et al.* (1996), a)circuito equivalente del motor con las terminales B, C y N conectadas a tierra b)circuito equivalente en función de las impedancias.

Partiendo del circuito de la figura 3.3b se puede apreciar que el voltaje V_{brgc} se puede obtener por medio de un divisor de voltaje y está dado por la ecuación (10).

$$V_{brgc} = i'_{cgc} (Z'_{cg} \parallel Z_{wr2}) = \frac{V_A (Z'_{cg} \parallel Z_{wr2})}{(Z'_{cg} \parallel Z_{wr2}) + Z_{wr1}} \quad (10)$$

Simplificando la ecuación (10) se obtiene la ecuación (11) del voltaje en los rodamientos.

$$V_{brgc} = \frac{V_A Z'_{cg} Z_{wr2}}{Z_{wr1} (Z'_{cg} + Z_{wr2}) + Z'_{cg} Z_{wr2}} \quad (11)$$

3.3 Relación entre el voltaje en la flecha con la conexión normal y en modo común

Para poder determinar si el voltaje en conexión normal es mayor que el VMC, se realiza la separación del denominador de V_{brgn} en la forma mostrada en la ecuación (12).

$$V_{brgn} = \left(\frac{\overbrace{(Z_r(Z_{ws} + Z_{wr2}) + Z_{ws}(Z_{wr2} + Z_{wr1}))Z'_{cg}}^x}{\left(Z_{ws} + Z_r + \frac{Z_{ws}Z_r(Z'_{cg} + Z_{wr1})}{Z_{wr1}(Z'_{cg} + Z_{wr2}) + Z'_{cg}Z_{wr2}} \right) Z'_{cg}Z_{wr2}} \right) \left(\frac{\overbrace{V_A Z'_{cg} Z_{wr2}}^{V_{brgc}}}{Z_{wr1}(Z'_{cg} + Z_{wr2}) + Z'_{cg}Z_{wr2}} \right) \quad (12)$$

Como se puede apreciar en la ecuación (12), el voltaje en los rodamientos en modo normal es “x” veces el voltaje generado por la conexión en modo común; para que el voltaje $V_{brgn} > V_{brgc}$ el termino $x > 1$, por lo tanto, para determinar bajo qué condiciones se cumple esta condición, se resuelve la desigualdad dada por la ecuación (13).

$$Z_r(Z_{ws} + Z_{wr2}) + Z_{ws}(Z_{wr2} + Z_{wr1}) > Z_{wr2} \left(Z_{ws} + Z_r + \frac{Z_{ws}Z_r(Z'_{cg} + Z_{wr1})}{Z_{wr1}(Z'_{cg} + Z_{wr2}) + Z'_{cg}Z_{wr2}} \right) \quad (13)$$

Eliminando términos se obtiene la ecuación (14).

$$Z_r + Z_{wr1} > \frac{Z_{wr2}Z_r(Z'_{cg} + Z_{wr1})}{Z_{wr1}(Z'_{cg} + Z_{wr2}) + Z'_{cg}Z_{wr2}} \quad (14)$$

Reduciendo y factorizando Z_{wr1} se obtiene la ecuación (15).

$$Z_{wr1}(Z'_{cg}Z_r + Z'_{cg}Z_{wr2} + Z_{wr1}Z'_{cg} + Z_{wr1}Z_{wr2}) > 0 \quad (15)$$

Como se puede apreciar existen dos soluciones la primera donde dada por $Z_{wr1} > 0$, este caso se cumple para cualquier valor de la impedancia ya que bajo ninguna circunstancia puede ser negativa y la segunda dada por el segundo término igualado a cero que de igual manera se cumplirá para cualquier valor de la impedancia Z'_{cg} como lo muestra la ecuación (16), por lo que el término “x” de la ecuación (12) siempre será mayor a 1 por lo tanto $V_{brgn} > V_{brgc}$ para cualquier caso de los valores de impedancias.

$$Z'_{cg} > \frac{-Z_{wr1}Z_{wr2}}{Z_r + Z_{wr2} + Z_{wr1}} \quad (16)$$

3.4 Topología propuesta

La topología propuesta para la activación del motor de inducción de corriente alterna consiste de 3 inversores en modo común, donde cada inversor se compone de 5 interruptores, un inductor flotado L_A que suministra la corriente a un capacitor C_A que filtra el voltaje de excitación a cada fase del motor como se muestra en la figura 3.4. La polaridad del capacitor de salida es invertida mediante el suministro de corriente por la terminal negativa y el inductor opera en modo de conducción continua. A continuación, se describen los modos de operación del convertidor propuesto.

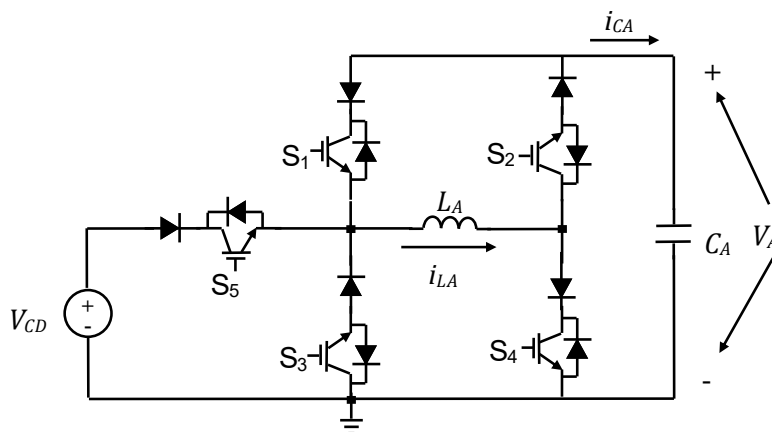


Figura 3.4 Topología propuesta del inversor en modo común.

3.5 Modos de operación

Conocer los diversos modos de operación es de utilidad para establecer la estrategia de modulación y de acuerdo al efecto que se genera en el inductor se pueden clasificar de la siguiente manera.

Libre circulación. - Este modo de operación genera una conservación de la corriente en el inductor y tiempo de descarga estará directamente relacionado con la resistencia serie de su construcción.

Carga del inductor. - En este modo de operación el inductor se conecta en paralelo con la fuente de excitación por lo que su corriente aumentará y se verá limitada por la resistencia serie debida a su construcción.

Entrega de corriente y carga del inductor. - En este modo de operación la fuente de excitación, el inductor y el capacitor son conectados en serie por lo que el inductor entregará corriente al capacitor y el inductor aumentará o conservará su corriente.

Entrega de corriente y descarga del inductor en el ciclo negativo. - en este modo de operación la corriente del inductor es suministrada al capacitor en sentido contrario por lo que el voltaje V_A tenderá a invertirse.

A continuación, los diversos modos de operación de descritos a detalle.

3.5.1 Libre circulación

El circuito mostrado en la figura 3.5a muestra el modo de operación donde la corriente del inductor se encuentra en el modo de libre circulación y se logra mediante la activación de los interruptores S_1 y S_2 , el mismo efecto puede conseguirse mediante la activación de los interruptores S_3 y S_4 como se aprecia en la figura 3.5b.

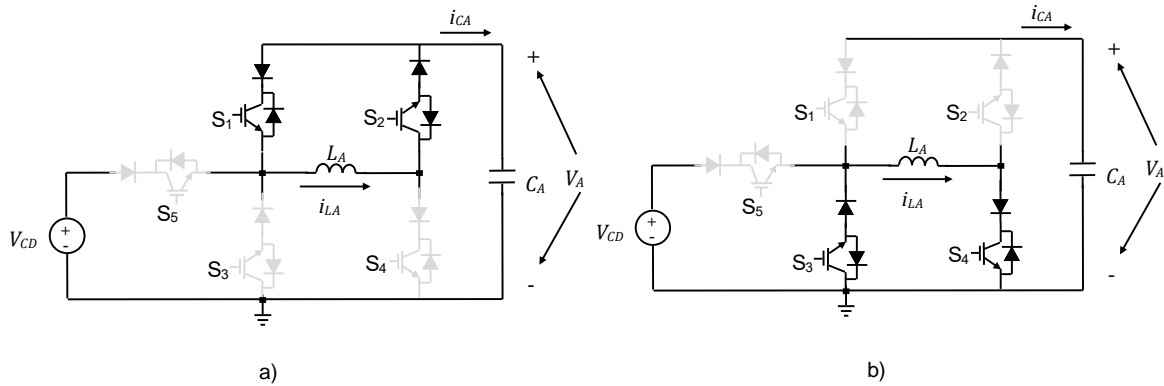


Figura 3.5 Modo de operación de libre circulación de la corriente del inductor L_A , a)activando los interruptores S_1 y S_2 , b)activando los interruptores S_3 y S_4 .

3.5.2 Carga del inductor

La figura 3.6 muestra el modo de operación en el que se carga el inductor L_A de corriente mediante la conexión en paralelo con la fuente de voltaje corriente directa V_{CD} , este modo se logra por la activación de los interruptores S_5 y S_4 .

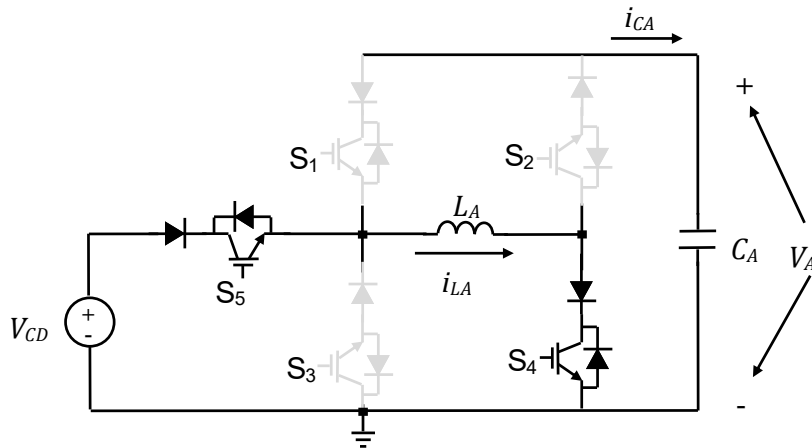


Figura 3.6 Modo de operación de carga del inductor L_A activando los interruptores S_5 y S_4 .

3.5.3 Entrega de corriente y carga del inductor

La figura 3.7 es el modo de operación en el que la corriente del inductor L_A circula hacia el capacitor de salida y el voltaje del inductor se suma con el de la fuente de

corriente directa V_{CD} , este modo se genera mediante la activación de los interruptores S_2 y S_5 .

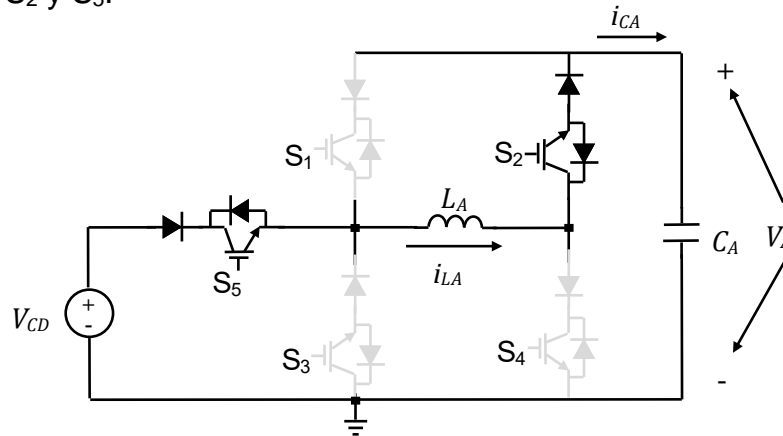


Figura 3.7 Modo de operación para suministrar corriente al capacitor en suma con la fuente V_{CD} , activando los interruptores S_2 y S_5 .

3.5.4 Entrega de corriente y descarga del inductor

En la figura 3.8 se entrega la corriente del inductor L_A hacia el capacitor de salida, sin embargo, para este modo de operación se activan los interruptores S_2 y S_3 , el voltaje de la fuente V_{CD} ya no se suma con la del inductor, quedando únicamente el inductor en paralelo con el capacitor de salida.

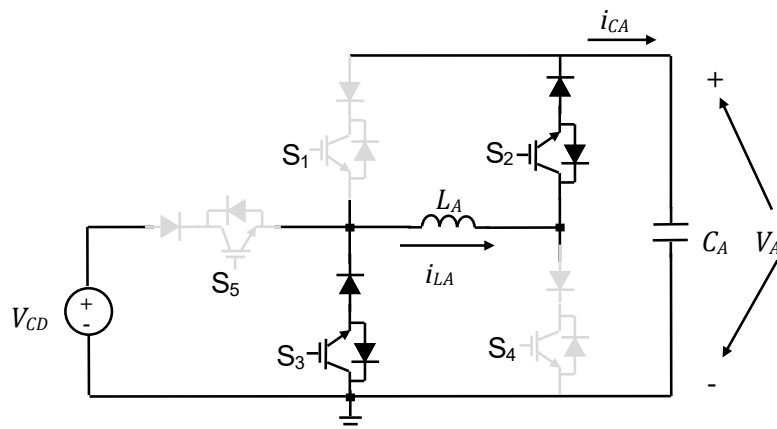


Figura 3.8 Modo de operación para suministrar corriente al capacitor solo por medio del inductor L_A , activando los interruptores S_3 y S_2 .

3.5.5 Entrega de corriente y descarga del inductor en el ciclo negativo

El modo de operación que se muestra en la figura 3.9 se genera mediante la activación de los interruptores S_1 y S_4 , en este modo la corriente del inductor se entrega al capacitor de salida, pero por la terminal negativa por lo que, en este caso, el voltaje tenderá a un valor negativo.

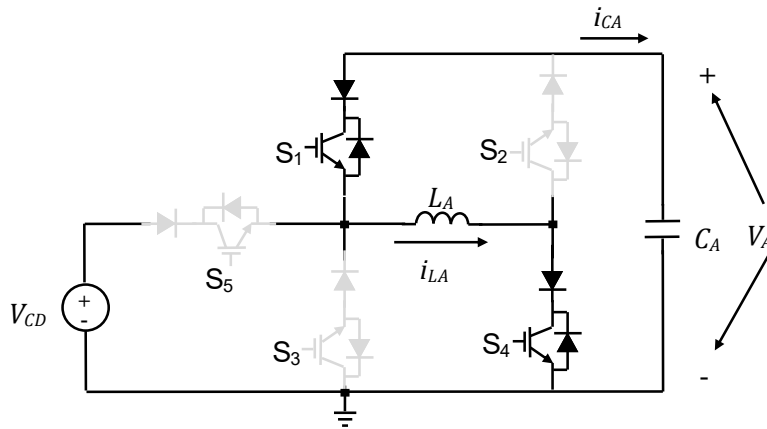


Figura 3.9 Modo de operación para suministrar corriente al capacitor solo por medio del inductor L_A y en la terminal negativa del capacitor de salida, activando los interruptores S_1 y S_4 .

El resumen de los modos de operación del convertidor propuesto se muestra en la tabla 5, así como el efecto que genera en las variables i_{LA} , V_A e i_{CA} .

Tabla 5 Modos de operación del convertidor propuesto.

Modo	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	Edo de i_{LA}	Efecto en V_A	Nivel i_{CA}
Modo 1	1	1	0	0	0	Libre circulación	descarga	0
Modo 2	0	0	0	1	1	carga	descarga	0
Modo 3	0	1	0	0	1	carga	carga	$+i_{LA}$
Modo 4	0	1	1	0	0	descarga	carga	$+i_{LA}$
Modo 5	1	0	0	1	0	descarga	carga	$-i_{LA}$

3.6 Control por máquina de estados finitos

Con la finalidad de obtener las señales de control para los 5 dispositivos de conmutación que conforman la topología propuesta se implementa una estrategia

basada en la selección del modo de operación que depende de tres estados lógicos. Como se muestra en la figura 3.10.

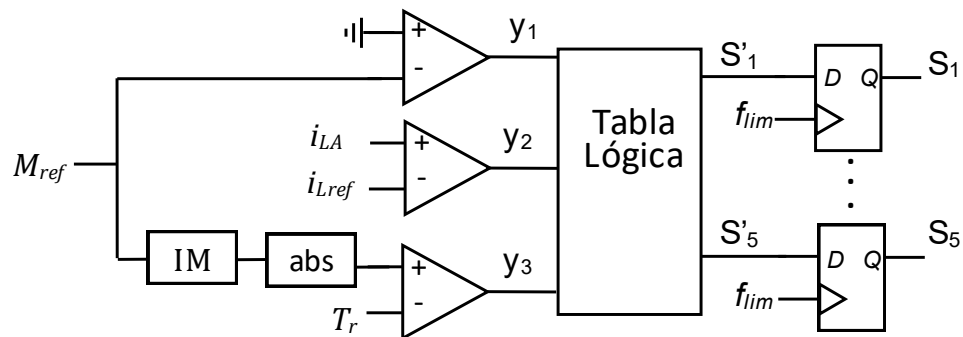


Figura 3.10 Esquema de modulación propuesto.

Dónde:

y_1 corresponde a la detección del cruce por cero de la señal senoidal de referencia M_{ref} , cuando $y_1='0'$ M_{ref} se encuentra en el ciclo positivo y cuando $y_2='1'$ M_{ref} se encuentra en el ciclo negativo.

y_2 corresponde a la comparación entre la corriente del inductor L_A con su referencia i_{Lref} .

y_3 es la señal moduladora que se genera mediante la comparación del valor absoluto de la señal senoidal de referencia con la señal portadora triangular (T_r).

El modo de operación que es seleccionado en la tabla lógica que se muestra en la tabla 6 puede tener una alta frecuencia debido a y_2 por lo que la frecuencia del cambio del modo de operación se limita por medio de un flip-flop tipo D comandado por el reloj f_{lim} . La tabla 5 es la Tabla Lógica empleada en la figura 3.10 los modos de operación son seleccionados de acuerdo a la figura 3.11 que se explica a continuación. En el ciclo positivo de la señal de referencia M_{ref} (cuando $y_1='0'$) la señal de modulación y_3 determina si la corriente del inductor i_{LA} debe ser canalizada hacia la salida i_{CA} o no.

Si $y_3=0$ existen dos modos de operación posibles; el de carga del inductor (modo 2) o el de libre circulación (modo 1), el modo 2 es seleccionado si la corriente del inductor se encuentra por debajo de su referencia ($y_2=0$) y en el caso contrario se selecciona el modo 1.

Si $y_3=1$ de igual manera existen dos modos de operación, uno que es el de entrega de corriente del inductor L_A por la suma con la fuente de alimentación V_{CD} (modo 3) y el otro modo que corresponde a la conexión en paralelo del inductor y el capacitor C_A (modo 4).

En el ciclo negativo de la señal de referencia M_{ref} (cuando $y_1=1$) al igual que en el ciclo positivo la señal de modulación y_3 determina si la corriente del inductor i_{LA} debe ser canalizada hacia la salida i_{CA} o en los modos de operación de libre circulación o en el de carga del inductor.

Si $y_3=0$ existen dos modos de operación posibles; el de carga del inductor (modo 2) o el de libre circulación (modo 1), el modo 2 es seleccionado si la corriente del inductor se encuentra por debajo de su referencia ($y_2=0$) y en el caso contrario se selecciona el modo 1.

Para el caso $y_3=1$ solo existe un modo de operación posible, que será el de entrega de corriente al capacitor C_A por la terminal negativa (modo 5) por lo que será ese el seleccionado.

Tabla 6 Estados de entradas y de los interruptores de la Tabla Lógica de la figura 3.10.

y_1	y_2	y_3	S'_1	S'_2	S'_3	S'_4	S'_5	MODO
0	0	0	0	0	0	1	1	Modo 2
0	0	1	0	1	0	0	1	Modo 3
0	1	0	1	1	0	0	0	Modo 1
0	1	1	0	1	1	0	0	Modo 4
1	0	0	0	0	0	1	1	Modo 4
1	0	1	1	0	0	1	0	Modo 5
1	1	0	1	1	0	0	0	Modo 1
1	1	1	1	0	0	1	0	Modo 5

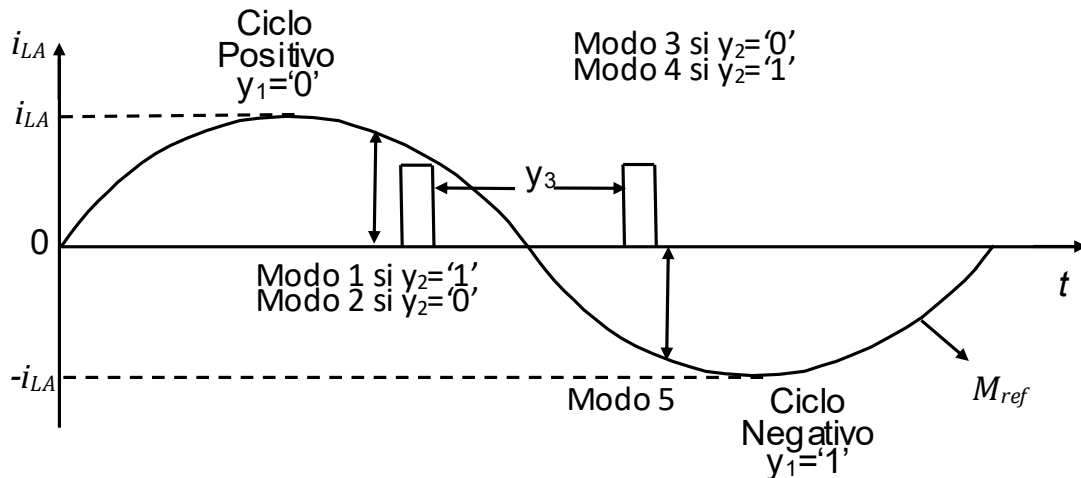


Figura 3.11 Selección del modo de operación en función de las entradas y_1 , y_2 y y_3 .

3.7 Consideraciones de diseño

3.7.1 Cálculo del inductor L_A

El valor del inductor L_A es seleccionado para satisfacer un tiempo de descarga total dado por 5τ como se muestra en la ecuación (17), donde τ corresponde a la constante de tiempo y está dado por el inverso de la frecuencia fundamental que se desea obtener; un motor de inducción normalmente opera a 60Hz por lo que $\tau=0.01666s$ y R_{SL} es la resistencia serie del inductor cuyo valor dependerá de su construcción.

$$5\tau = \frac{L_A}{R_{SL}} \quad (17)$$

3.7.2 Cálculo del capacitor C_A

Para obtener una señal senoidal de corriente i_m en los embobinados del motor de inducción compuestos por el inductor L_m y la resistencia R_m como se muestra en la figura 3.12 se calcula el capacitor del filtro que tiene la finalidad de obtener la señal fundamental de 60 Hz de la corriente pulsante de salida el valor de la

componente fundamental dependerá del índice de modulación IM , como se muestra en la figura 3.13. Para calcular el valor del capacitor se parte de la función de transferencia mostrada en la ecuación (18) y obtenida a partir del análisis en el dominio de la frecuencia del circuito de la figura 3.12.

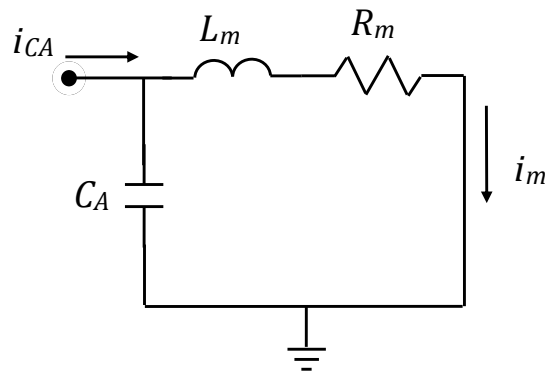


Figura 3.12 Circuito RLC conformado por la capacitancia de salida del inversor propuesto y el embobinado del motor de inducción.

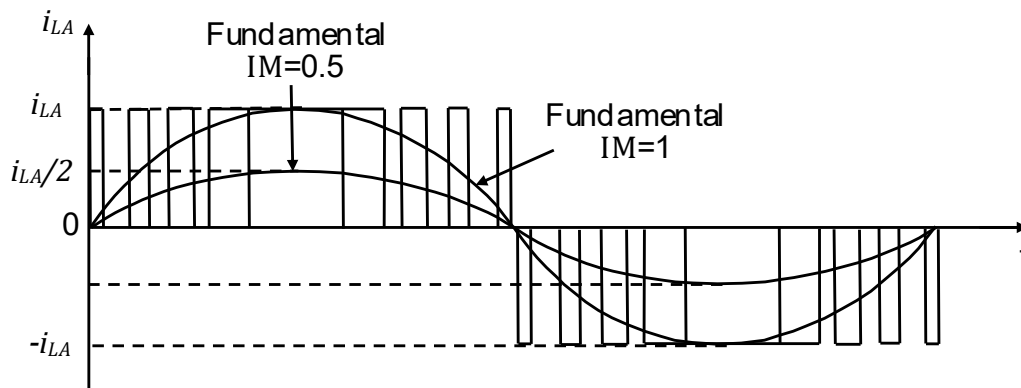


Figura 3.13 Filtrado de la señal de corriente pulsante.

$$\frac{i_m}{i_{CA}} = \frac{\frac{1}{CL_m}}{S^2 + S\frac{R_m}{L_m} + \frac{1}{CL_m}} \quad (18)$$

Al obtener la magnitud de la función de transferencia se obtiene la ecuación (19).

$$\left| \frac{i_m}{i_{CA}} \right| = \frac{\frac{1}{CL_m}}{\sqrt{\left(\frac{\omega R_m}{L_m}\right)^2 + \left(\frac{1}{CL_m} - \omega^2\right)^2}} = G \quad (19)$$

Al manipular algebraicamente la ecuación anterior se obtiene el sistema de segundo orden en la ecuación (20).

$$C^2 - C \frac{2L_m}{R_m^2 + L_m^2 \omega^2} + \frac{1 - \frac{1}{G^2}}{\omega^2 (R_m^2 + L_m^2 \omega^2)} = 0 \quad (20)$$

Al aplicar la fórmula general se obtiene la ecuación (21).

$$C = \frac{-\frac{2L_m}{R_m^2 + L_m^2 \omega^2} \pm \sqrt{\left(\frac{2L_m}{R_m^2 + L_m^2 \omega^2}\right)^2 - 4 \left(\frac{1 - \frac{1}{G^2}}{\omega^2 (R_m^2 + L_m^2 \omega^2)}\right)}}{2} \quad (21)$$

Dónde:

L_m es la inductancia del embobinado del motor de inducción de una de las fases.

R_m es la resistencia serie del embobinado del motor de inducción de una de las fases.

ω es la frecuencia en rd/s a la cual se ubica una ganancia específica G .

G es ganancia que se desea a una frecuencia específica ω .

3.8 Medición de valores

Para realizar la comparación mediante una simulación y verificar la reducción del voltaje en los rodamientos se midieron los valores nominales y los parásitos de un motor comercial marca Baldor modelo M3454 como se muestra en la figura 3.13 por

medio de un puente de impedancias Hewlett-Packard modelo 4263B como se muestra en la figura 3.14.



Figura 3.13 Motor de inducción de corriente alterna marca Baldor M3454.



Figura 3.14 Medidor de impedancias Hewlett-Packard 4263B.

Todas las impedancias parásitas se comportan principalmente de manera capacitiva por lo que $Z_{cg}=C_g$, $Z'_{WSN}=C'_{WSN}$, $Z_{wr1}=C_{wr1}$ y $Z_{wr2}=C_{wr2}$. El valor de $Z_r=L_r+R_r$ ya que se trata de los embobinados del motor su naturaleza es principalmente inductiva; para realizar la medición de la capacitancia parásita en los rodamientos (C_g) se procedió a desacoplar el rotor del estator y a realizar la medición con el puente de impedancias como se muestra en la figura 3.15.



Figura 3.15 Medición de la capacitancia parásita en los rodamientos (C_g).

Las capacitancias parásitas entre el punto neutro de los embobinados y el estator (C'_{wsN}) se midieron con el motor armado y colocando el puente de impedancias entre los puntos de interés como se muestra en la figura 3.16a, de manera similar es medida las capacitancias entre el neutro y el rotor (C_{wr2}) como se muestra en la figura 3.16b.



Figura 3.16 Medición de capacitancias parásitas a)entre el neutro y el estator (C'_{wsN}) b)entre el neutro y el rotor (C_{wr2}).

El valor de la impedancia de los embobinados (Z_r) se mide directamente entre las la terminales del neutro y cada fase como se muestra en la figura 3.17a, ya que la construcción de los tres embobinados es simétrica, tendrán el mismo valor. De

manera similar se mide la impedancia entre las fases del motor y el rotor (Z_{wr1}) como se muestra en la figura 3.17b.



Figura 3.17 Medición impedancias a)de los embobinados (C_r) b)entre las fases y el rotor (C_{wr1}).

Los resultados obtenidos por las mediciones se muestran en la tabla 7.

Tabla 7 Valores parásitos del motor Baldor.

C_g	C_{wr}	C_{wr2}	C'_{WSN}	L_r	R_r
115 pF	490 pF	480 pF	480 pF	80 mH	23 Ω

3.9 Diagramas de implementación para simulación

Las topologías que son comparadas son las de un inversor trifásico de seis interruptores y la de conexión en modo común propuesta, ambas topologías son empleadas para activar el mismo motor de inducción de corriente alterna con condiciones de operación similares y el modelo de elementos parásitos es alimentado por los voltajes de excitación del motor. La figura 3.18 muestra el esquema del inversor de seis interruptores, el motor y el modelo de parásitos utilizado en la simulación. Para la simulación son utilizados los valores del motor trifásico de inducción mostrados en la tabla 8 que son los correspondientes a los del motor empleado.

Tabla 8 Valores del motor para simulación.

Elemento	Valor
Resistencia de estator R_s	0.294 Ω
Inductancia de estator L_s	1.39 mH
Resistencia de rotor R_r	0.156 Ω
Inductancia de rotor L_r	0.74 mH
Inductancia de magnetización L_m	41 mH
Número de polos P	4
Momento de inercia	0.1

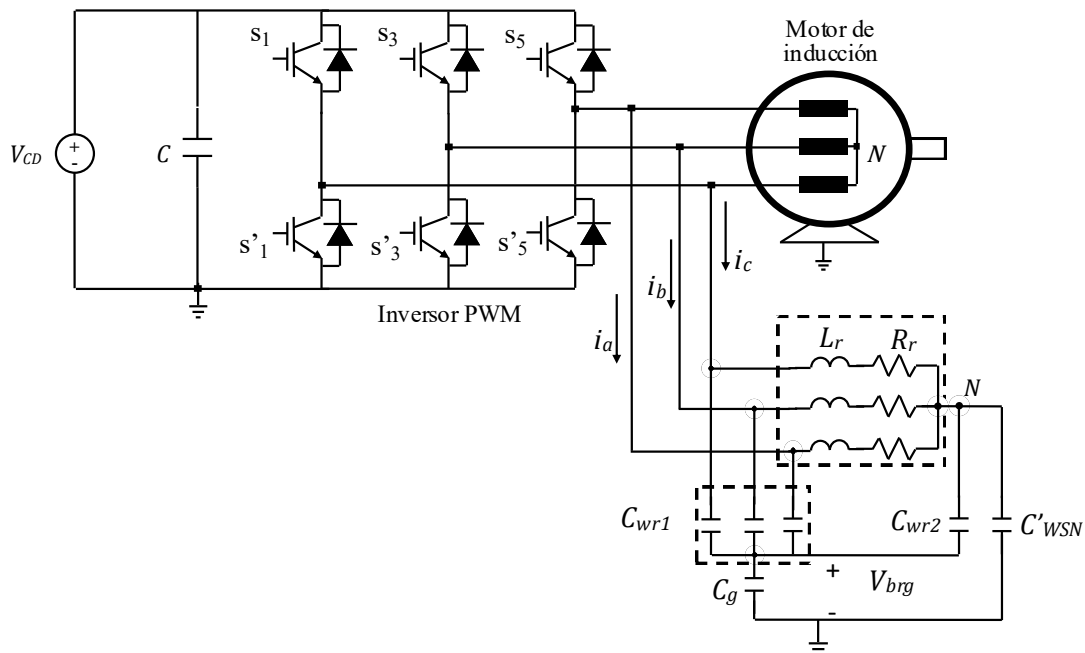


Figura 3.18 Esquema del inversor de 6 interruptores implementado para la simulación.

La estrategia de modulación empleada para la topología tradicional consiste en la comparación entre las señales senoidales de referencia con el desfase correspondiente y una señal triangular portadora como se muestra en la figura 3.19 la cual determina la secuencia y frecuencia de conmutación. La figura 3.20 muestra las formas de onda correspondientes a las moduladoras senoidales y la portadora triangular, además se muestran las señales de control de los interruptores S_1 , S_3 y S_5 del inversor trifásico de 6 interruptores.

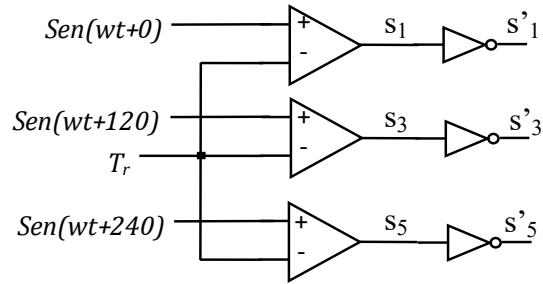


Figura 3.19 Circuito para la obtención de las señales de control para los interruptores del inversor trifásico de 6 interruptores.

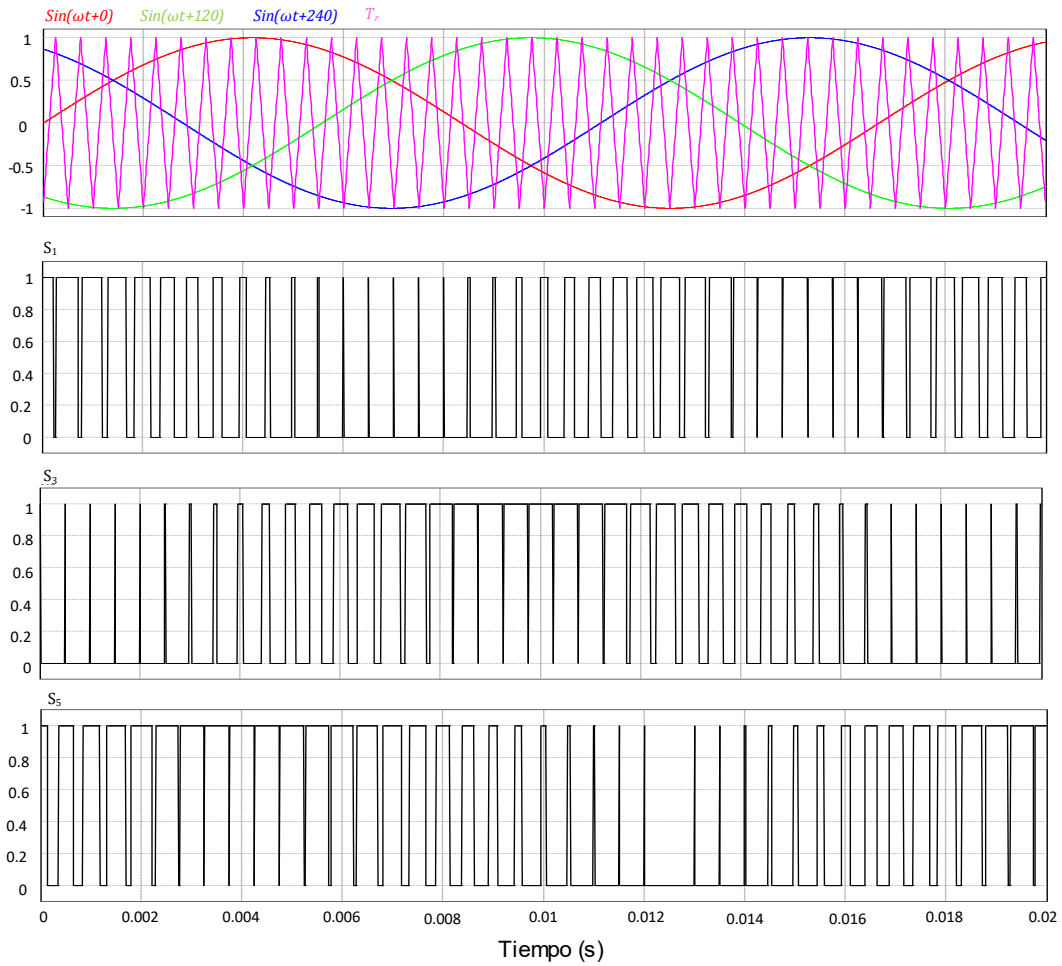


Figura 3.20 Señales moduladoras y portadora del esquema de modulación para el inversor trifásico de 6 interruptores y señales de control.

La figura 3.20 muestra el circuito para el inversor en modo común propuesto, que activará el motor de inducción y además alimenta el circuito eléctrico de los elementos parásitos.

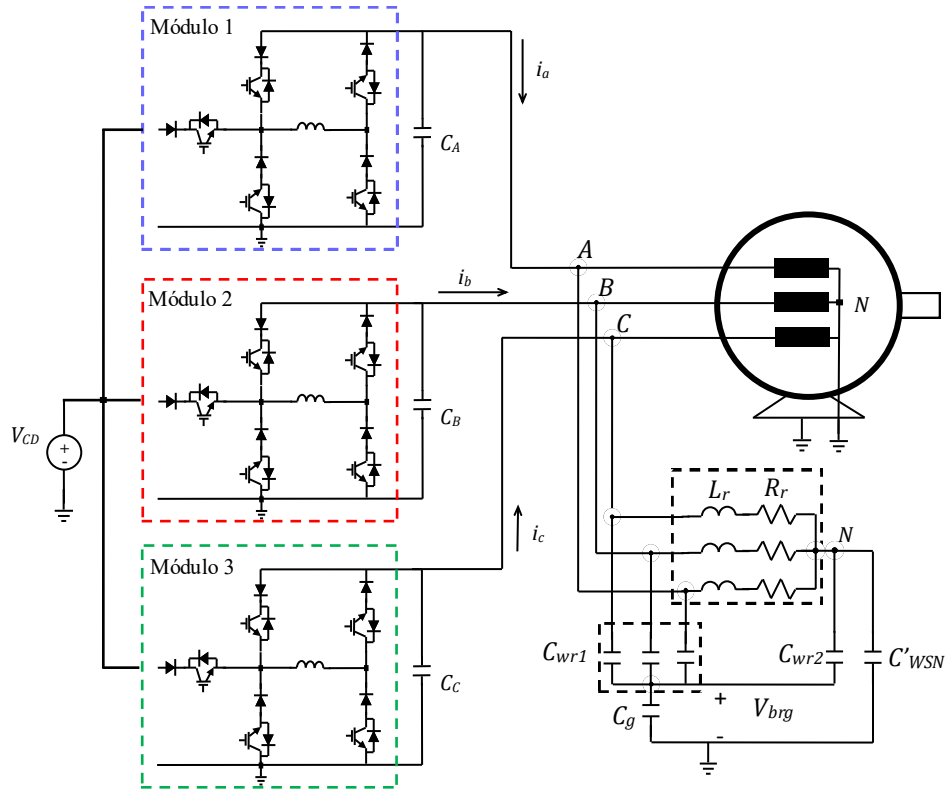


Figura 3.21 Inversor trifásico en modo común propuesto, motor de inducción y circuito eléctrico de parásitos.

Capítulo 4

Resultados

Este capítulo presenta las consideraciones de diseño para los valores seleccionados de los elementos del inversor propuesto, así como la comprobación de las ecuaciones obtenidas en el capítulo 3 donde se obtiene el voltaje en los rodamientos con la conexión en modo diferencial y en modo común; de igual manera son presentados los resultados obtenidos del voltaje en los rodamientos del motor de inducción mediante la activación por el inversor trifásico de seis interruptores y de la topología de inversor en modo común propuesta.

4. Resultados obtenidos

4.1 Comprobación de la función de transferencia del voltaje en los rodamientos de la conexión en modo diferencial.

Dados los valores obtenidos de los elementos parásitos en el capítulo 3 se puede observar que los valores de las capacitancias C_{wr1} , C_{wr2} y C'_{WSN} son muy similares por lo que para fines de simplificación se considera que $C_{wr1} = C_{wr2} = C'_{WSN} = C_x$. al sustituir el término C_x en la ecuación (9) y simplificarlo para obtener la función de transferencia, se tiene la ecuación (22).

$$V_{brgn}(S) = \frac{S^3 2L_r^2 C_x^2 + S^2 4L_r R_r C_x^2 + S C_x (4L_r + 2R_r^2 C_x) + 4R_r C_x}{S^3 C_x L_r^2 (7C_x + 2C_g) + S^2 C_x L_r R_r (4C_g + 14C_x) + S(2C_x C_g R_r^2 + 3L_r C_g + 12L_r C_x + 7C_x^2 R_r^2) + 3R_r (C_g + 4C_x)}$$

(22)

Al sustituir los valores de las tablas 7 y 8 se obtiene la ecuación (23); como se puede apreciar el sistema queda reducido a un tercer orden sin polos o ceros en el origen.

$$V_{brgn}(S) = \frac{3.01088 * 10^{-21} S^3 + 1.73126 * 10^{-18} S^2 + 1.552 * 10^{-10} S + 4.462 * 10^{-8}}{1.1252 * 10^{-20} S^3 + 6.4699 * 10^{-18} S^2 + 4.93201 * 10^{-10} S + 1.41795 * 10^{-7}} \quad (23)$$

El diagrama de bode es obtenido mediante MATLAB y se muestra en la figura 4.1, donde como se puede apreciar la ganancia del sistema es constante desde una baja frecuencia y tiene un valor de aproximadamente -10 dB, sin embargo en el rango de los 32 kHz a 35 kHz se aprecia un pico de ganancia en el cual las componentes armónicas puede ser amplificadas y se genera un desfaseamiento de 180°.

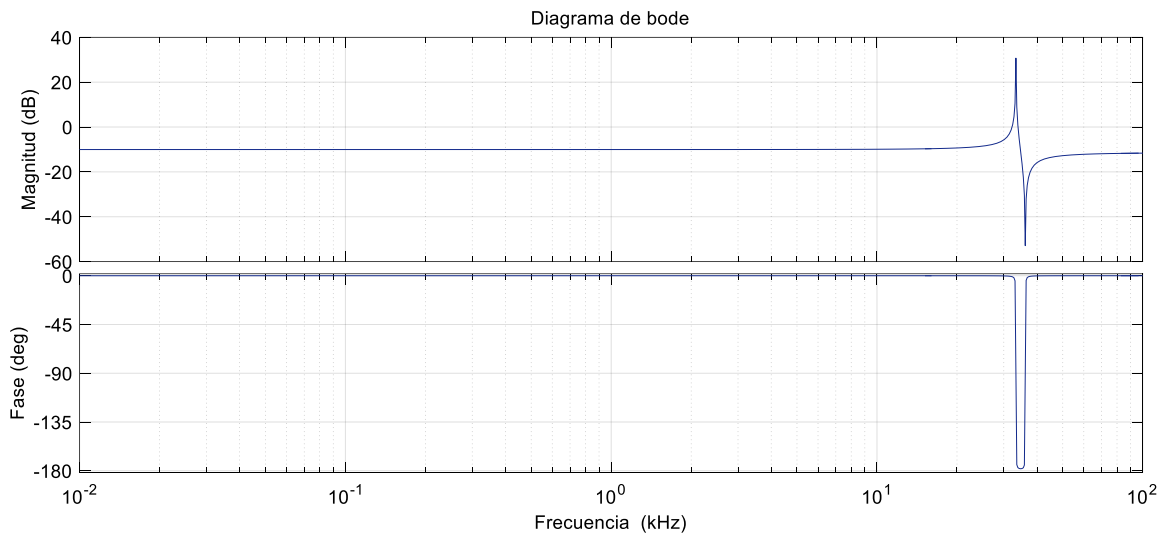


Figura 4.1 Diagrama de bode del voltaje en los rodamientos por la conexión en modo diferencial V_{brgn} .

Para corroborar la traza de bode se seleccionan diferentes puntos como se muestra en la figura 4.2 donde el primero corresponde a la frecuencia de 60 Hz y el segundo a 2 kHz en ambos casos la ganancia en valor absoluto es de 0.315.

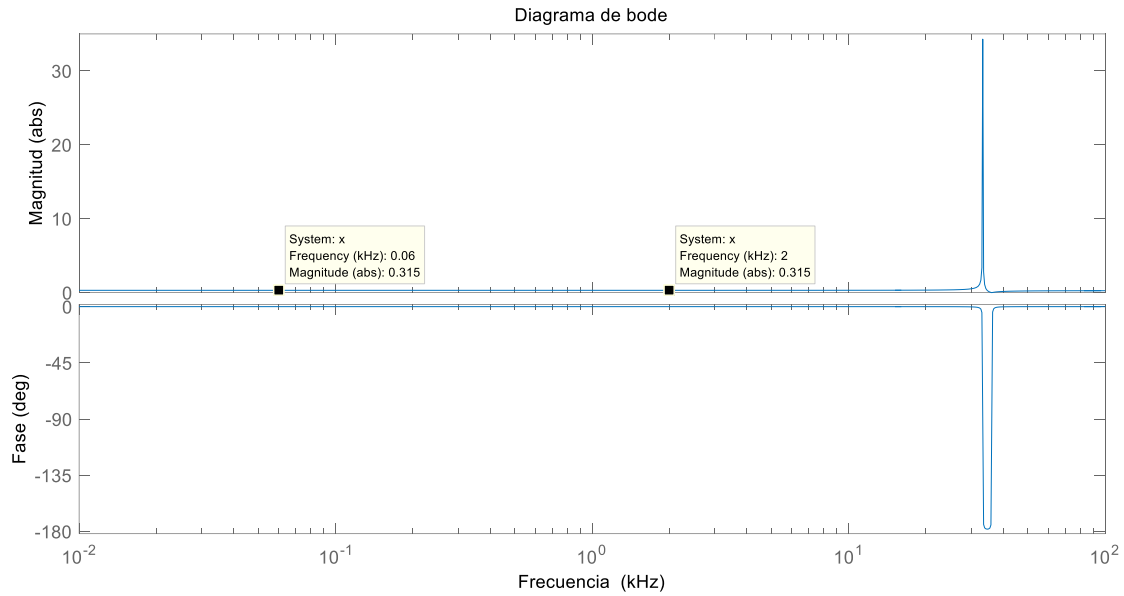


Figura 4.2 Diagrama de Bode de la función de transferencia del voltaje en los rodamientos V_{brgn} de la conexión en modo diferencial.

Para verificar que los datos del diagrama de Bode sean correctos el circuito de parásitos es implementado en el simulador Psim como se muestra en la figura 4.3 el Psim es un software especializado en electrónica de potencia y control es excitado por medio de una fuente de voltaje senoidal V_s .

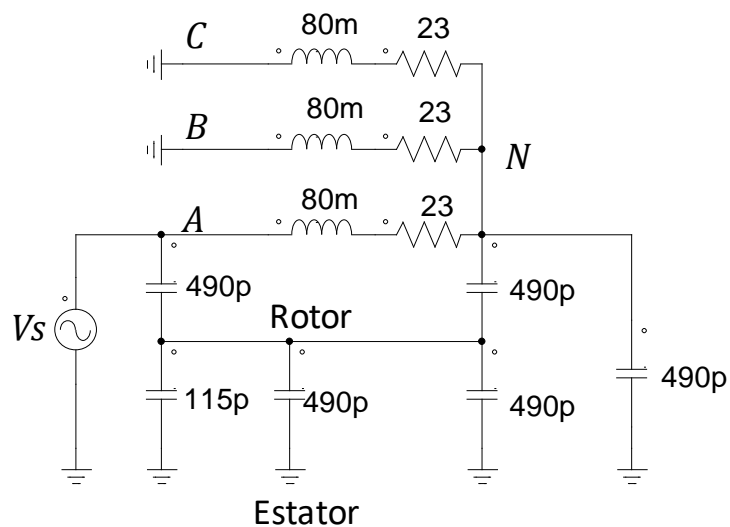
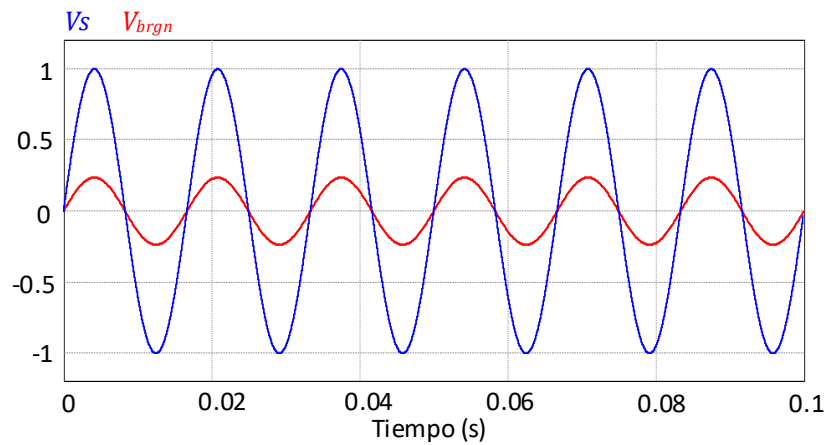
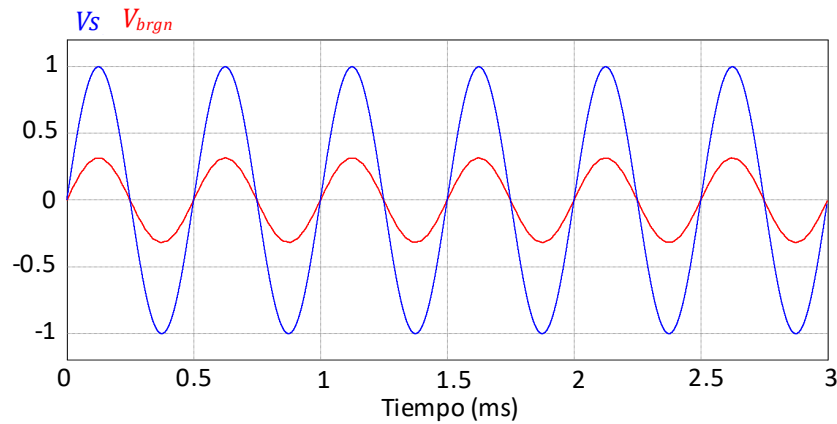


Figura 4.3 Circuito equivalente de elementos parásitos del motor implementado en el simulador Psim para la conexión en modo diferencial.

La figura 4.4a muestra el voltaje de la fuente de excitación V_s y el voltaje en los rodamientos V_{brgn} en estado estacionario a una frecuencia de 60 Hz; como se puede apreciar la amplitud de V_s es de 1 V de pico mientras que $V_{brgn}=0.316$ V. En la figura 4.4b se muestra que $V_s=1$ V y $V_{brgn}=0.316$ V pero a la frecuencia de 2 kHz lo cual coincide con el diagrama de bode mostrado en la figura 4.2.



a)



b)

Figura 4.4 Relación de ganancia del circuito equivalente de parásitos a: a)60 Hz b)2 kHz.

En el rango de frecuencias de 32 kHz a 35 kHz se encuentra un pico de amplificación donde el desfase es de -180° , para comprobar el diagrama de bode se selecciona el punto a una frecuencia de 34.3 kHz donde la amplitud de salida es de aproximadamente 0.5 como se puede apreciar en la figura 4.5.

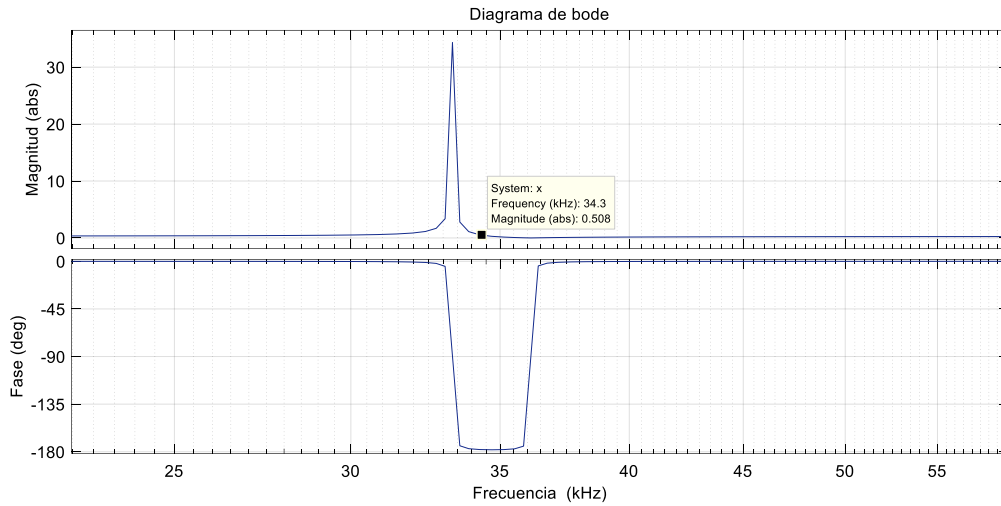


Figura 4.5 Pico de amplificación del circuito equivalente de parásitos.

La figura 4.6 muestra el voltaje V_s y V_{brgn} en estado estacionario para una frecuencia de 34.2 kHz como se puede apreciar la amplitud es de 0.5 V y el desfaseamiento de 180° lo cual coincide con la figura 4.5.

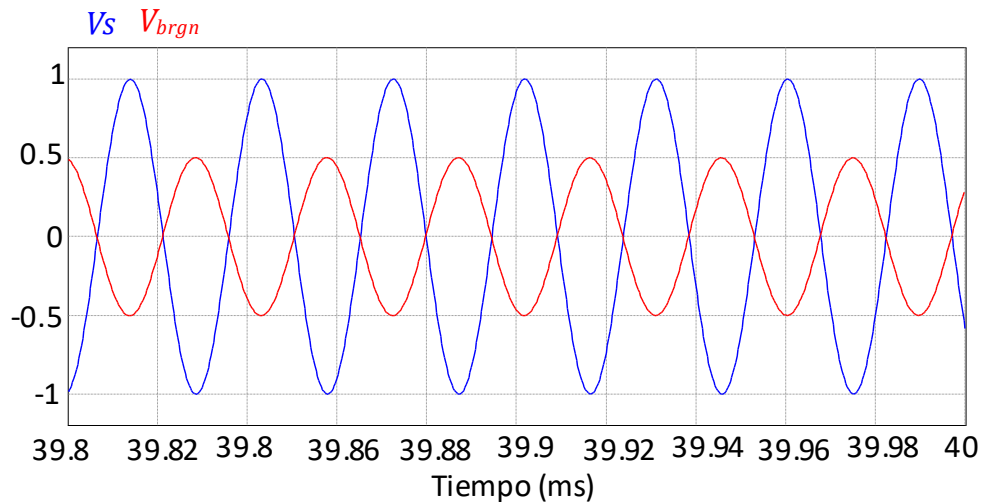


Figura 4.6 Relación de ganancia del circuito equivalente de parásitos a 34.2 kHz para la conexión en modo diferencial.

Los resultados mostrados corresponden al efecto de una de las fases y los valores son en estado estacionario por lo que no se contemplan los transitorios; el efecto total está dado por la ecuación (24), donde se puede apreciar que el valor

máximo del voltaje en los rodamientos por el efecto de las tres fases se da cuando las tres se encuentran en fase lo cual podría ocurrir con algunas de las componentes armónicas generadas por los variadores de frecuencia.

$$V_{brgABC} = V_{brgA} \text{sen}(\omega t + 0^\circ) + V_{brgB} \text{sen}(\omega t + 120^\circ) + V_{brgC} \text{sen}(\omega t + 240^\circ) \quad (24)$$

La figura 4.7 muestra el voltaje transitorio de V_{brgABC} cuando los tres voltajes se encuentran en fase y con una frecuencia de 33 kHz que es el valor donde ocurre la amplificación; la amplitud de $V_s=51$ V que es el 30% de 170 V que corresponde al valor pico de la señal de línea de bajo voltaje, como se puede apreciar el transitorio puede alcanzar los kilo volts, por el contrario cuando el desfaseamiento es de 120° entre fase, la amplitud resultante es de 0 V debido a la anulación del efecto entre fases.

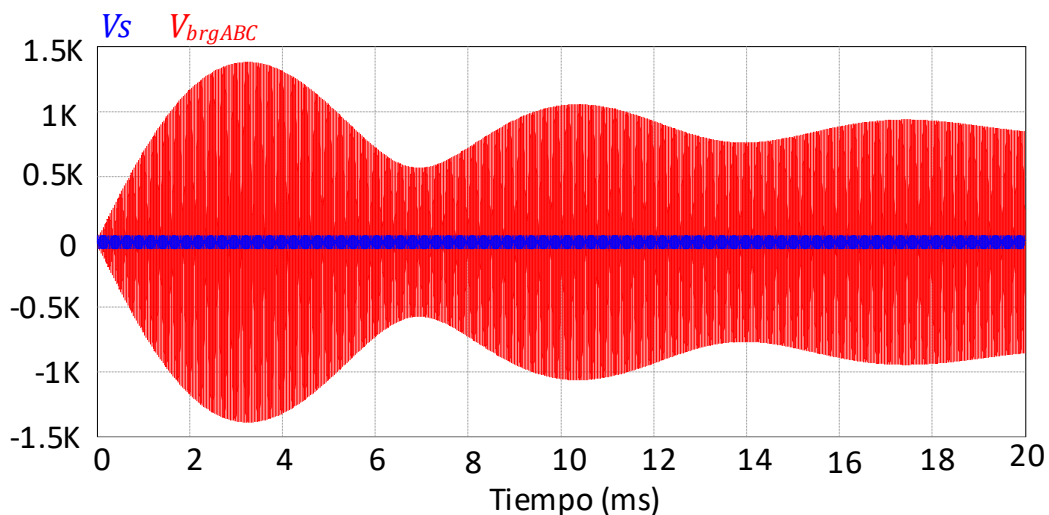


Figura 4.7 Periodo transitorio del efecto de las tres fases cuando las señales de excitación se encuentran en fase.

4.2 Comprobación de la función de transferencia del voltaje en los rodamientos de la conexión en modo común.

Realizando la misma simplificación hecha para obtener la función de transferencia de la conexión en modo diferencial; se obtiene la función para el

voltaje V_{brgc} que está dada por la ecuación (25). Como se puede apreciar, el valor es constante para cualquier valor de frecuencia por lo que para esta conexión no existe un pico de amplificación y la amplitud es de 0.236 por lo que $V_{brgc} < V_{brgn}$.

$$V_{brgc} = \frac{C_x}{C_g + 4C_x} \quad (25)$$

La figura 4.8 muestra el circuito equivalente de parásitos en conexión en modo común analizado por superposición.

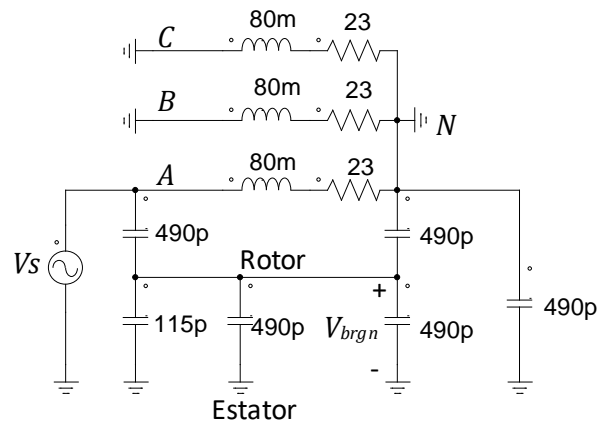


Figura 4.8 Circuito equivalente de elementos parásitos del motor implementado en el simulador Psim para la conexión en modo común.

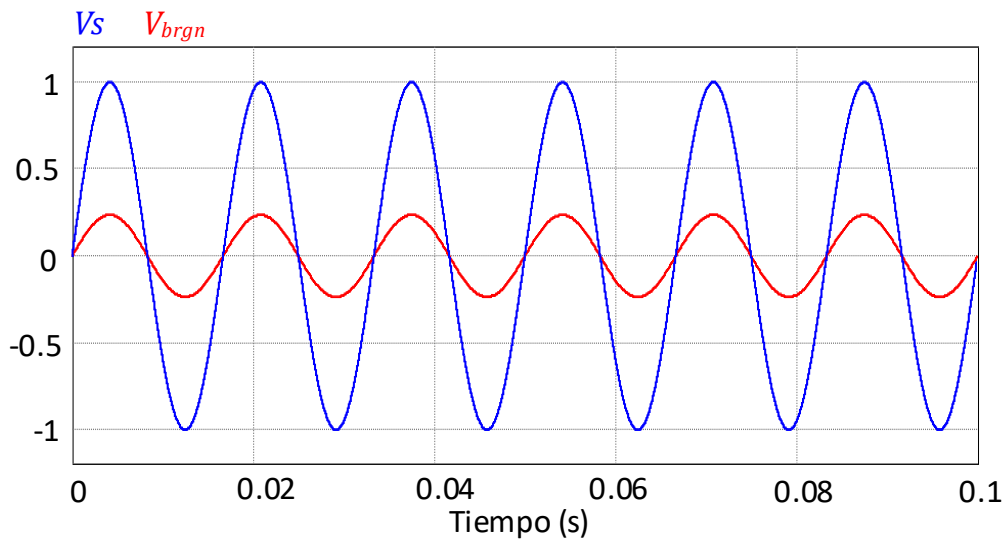


Figura 4.9 Relación de ganancia del circuito equivalente de parásitos a 33 kHz para la conexión en modo común.

La figura 4.9 muestra la simulación con una entrada senoidal de amplitud $V_s=1$ V y una frecuencia de 33 kHz; con estos valores el voltaje en los rodamientos es de $V_{brgn}=0.2360$ V.

En la figura 4.10 se muestra la simulación con una entrada senoidal de amplitud $V_s=1$ V y una frecuencia de 60 Hz; como se puede apreciar la amplitud es de $V_{brgc}=0.2360$ V y no existe desfaseamiento, esta respuesta corresponde a solo una de las fases por lo que el efecto total será la suma del efecto de las tres fases. La figura 4.11 muestra el efecto de las tres fases bajo las mismas condiciones de la figura 4.7, como se puede apreciar el voltaje pico en los rodamientos es $V_{brgc}=0.236*51*3$ V y no es amplificada como en el caso de la conexión en modo diferencial. Cuando las tres fases tienen un desfaseamiento de 120° entre sí, el voltaje resultante es $V_{brgc}=0$ V.

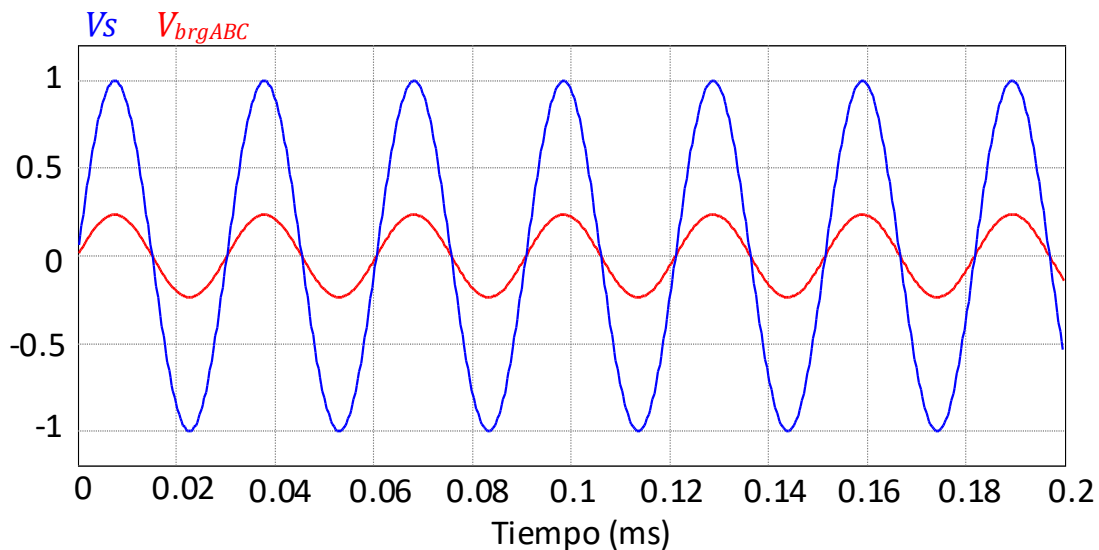


Figura 4.10 Relación de voltaje entre el voltaje de fase y en los rodamientos a 60 Hz.

La reducción en la corriente en los rodamientos incrementa el tiempo de vida de este componente del motor y reduce la frecuencia con la cual se debe realizar el mantenimiento, por lo que se requiere de una menor inversión para mantenerlo operando en óptimas condiciones.

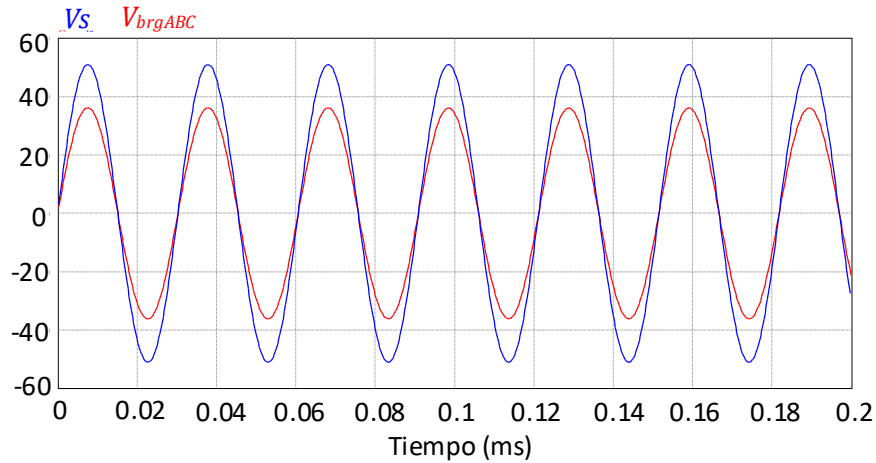


Figura 4.11 Relación de voltaje entre el voltaje de las tres fases y en los rodamientos a 33 kHz.

4.3 Resultados con inversor de seis interruptores

Con la finalidad de verificar la activación del motor se realiza la simulación de la figura 3.19 con una corriente por fase de 2 A, en la figura 4.12 se muestran las tres corrientes de fase i_a , i_b e i_c desde el arranque del motor de inducción y el voltaje en los rodamientos V_{brgn} . Como se puede apreciar el voltaje en los rodamientos alcanza valores picos de hasta 140 V cuando la fuente de excitación es de 170 V.

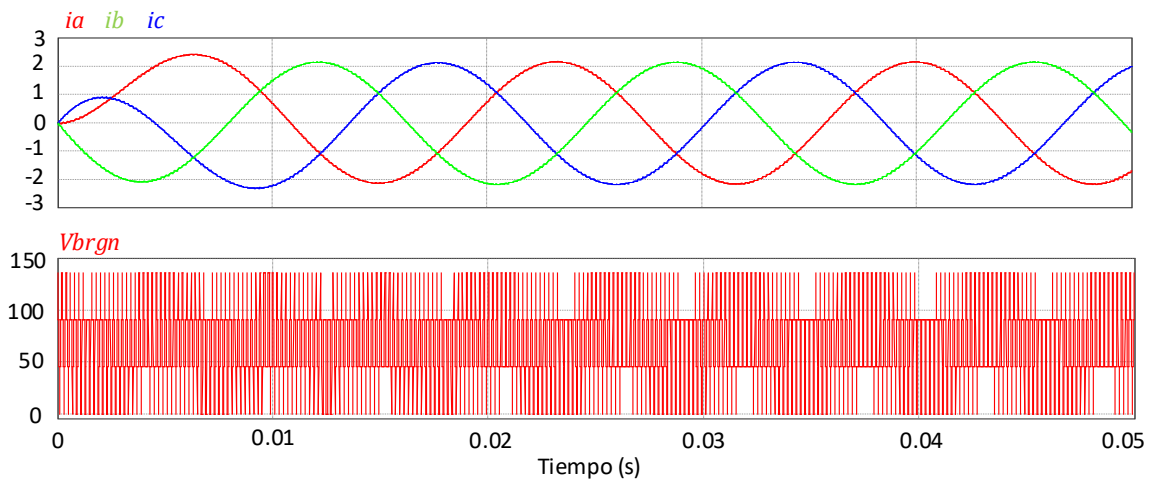


Figura 4.12 Corriente en las fases del motor de inducción y del motor en los rodamientos activada por un inversor de seis interruptores.

La figura 4.13 muestra las corrientes en las fases y la velocidad del motor desde el arranque hasta llegar aproximadamente a 300 rpm; como se puede apreciar, la corriente en las fases del motor se reduce conforme llega al valor nominal de velocidad que es de 1800 rpm.

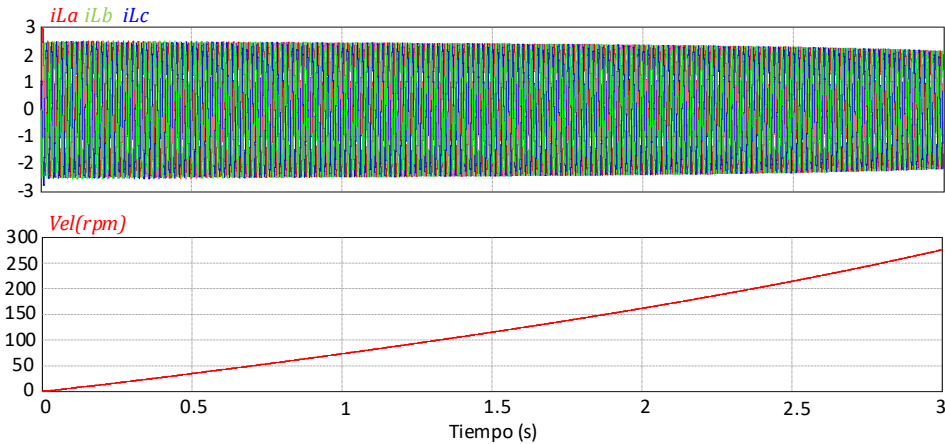


Figura 4.13 Corrientes de fases del motor y velocidad de rotación.

4.4 Resultados con inversor en modo común

La figura 4.14 muestra las corrientes de las tres fases del motor i_a , i_b e i_c y el voltaje en los rodamientos V_{brgc} como se puede apreciar la corriente tiene un crecimiento constante hasta alcanzar el valor pico de regulación del inductor L_A , mientras que el voltaje en los rodamientos tiene dv/dt pequeños y un valor promedio aproximado de 17 V.

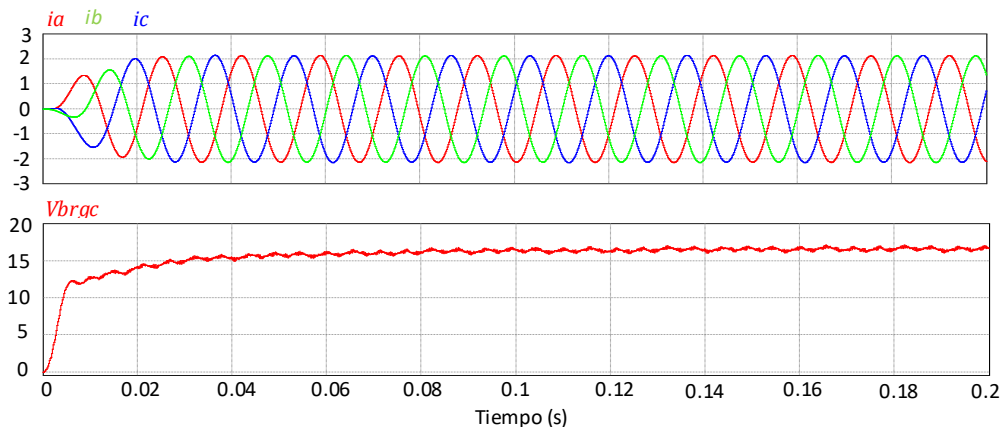


Figura 4.14 Corrientes en los rodamientos del motor y voltaje en los rodamientos para la conexión en modo común.

La figura 4.15 muestra las corrientes en los inductores de los inversores que excitan cada fase del motor, el voltaje en los rodamientos del motor y la velocidad que hasta alcanzar aproximadamente a 400 rpm, como se puede apreciar las corrientes de los inductores se encuentran balanceadas y reguladas mientras que el voltaje en los rodamientos se mantiene un bajo valor.

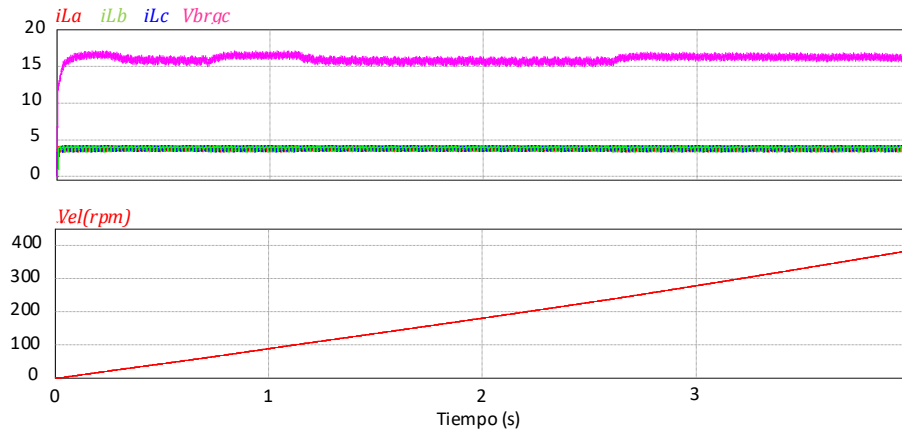


Figura 4.15 Corrientes en las fases, voltaje en los rodamientos y velocidad del motor.

En la figura 4.16 se muestran las corrientes de las fases del motor de inducción, a una velocidad de 1390 rpm y el voltaje en los rodamientos que como se puede apreciar es de aproximadamente 15 V en promedio, similar la corriente en la figura 4.15.

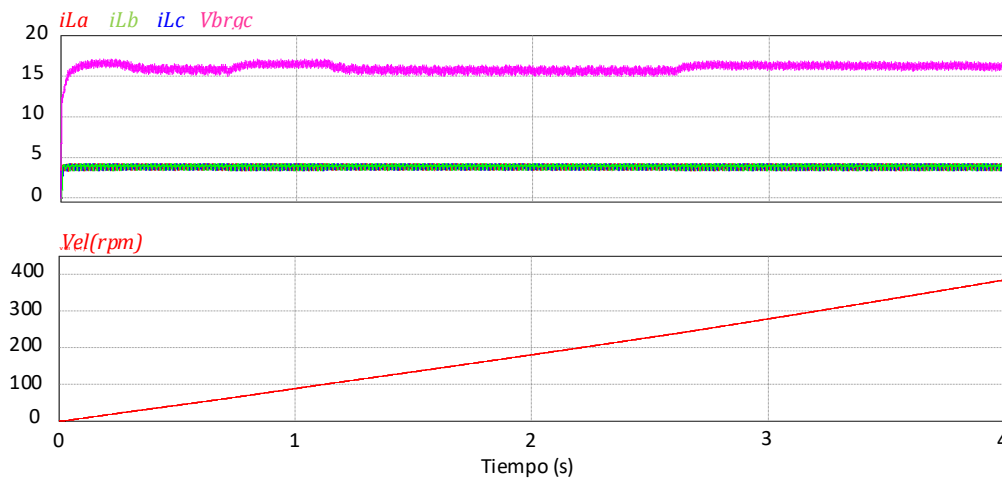


Figura 4.16 De arriba a abajo, corriente en las fases del motor, velocidad (rpm) y voltaje en rodamiento de la configuración en modo común a 1390 rpm.

A una velocidad de 1650 rpm y con una corriente de 10 A de pico el voltaje promedio en los rodamientos se mantiene en 15 V como se puede apreciar en la figura 4.17.

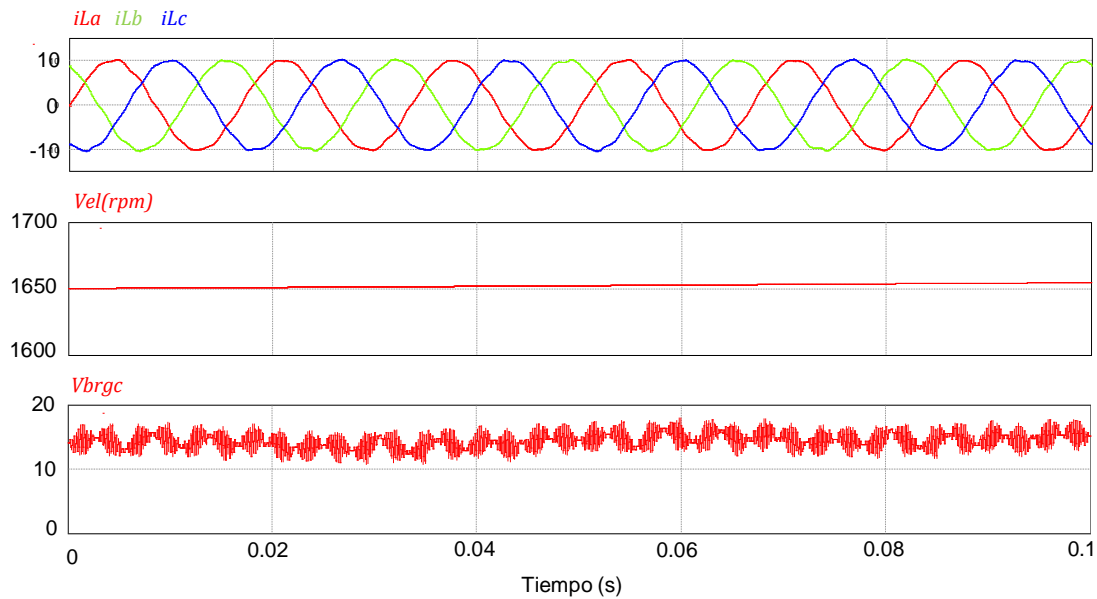


Figura 4.17 De arriba a abajo, corriente en las fases del motor, velocidad (rpm) y voltaje en rodamiento de la configuración en modo común a 1650 rpm.

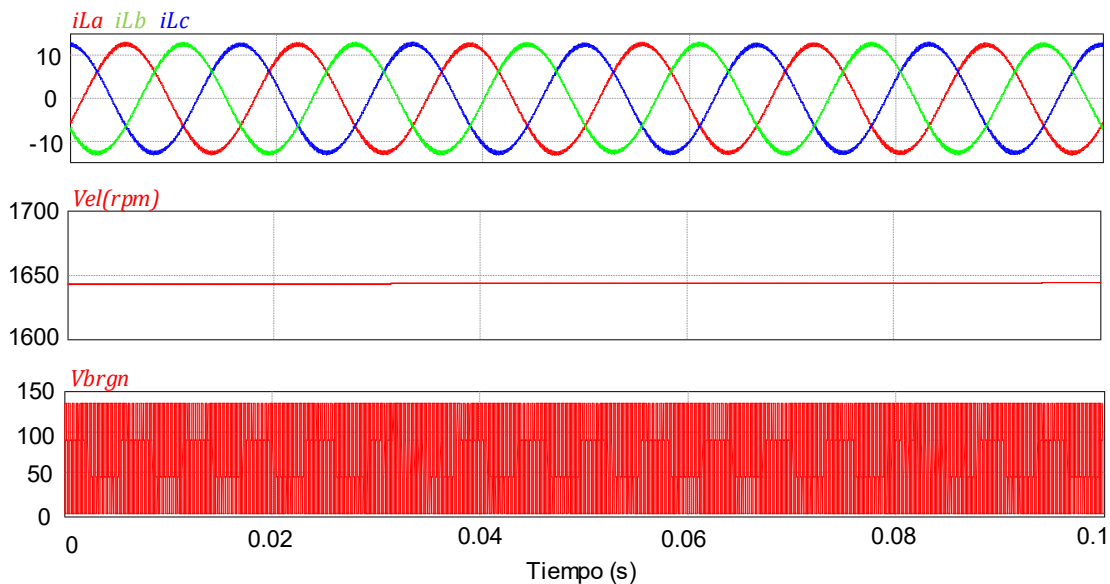


Figura 4.18 De arriba a abajo, corriente en las fases del motor, velocidad (rpm) y voltaje en rodamiento de la configuración en modo diferencial a 1645 rpm.

En la figura 4.18 se muestra la corriente en las fases del motor, la velocidad y el voltaje en los rodamientos con la topología del inversor de seis interruptores y a una velocidad de 1645 rpm, como se puede apreciar el voltaje en los rodamientos tiene valores pico de aproximadamente 145 V, este valor es igual para una velocidad de 1350 rpm como se aprecia en la figura 4.19, lo cual se debe a que el voltaje de excitación del motor solo se conmuta y depende directamente de la fuente de excitación V_{CD} , mientras que en el caso de la conexión en modo común, la corriente en los devanados del motor depende del voltaje en el capacitor de salida C_A del inversor.

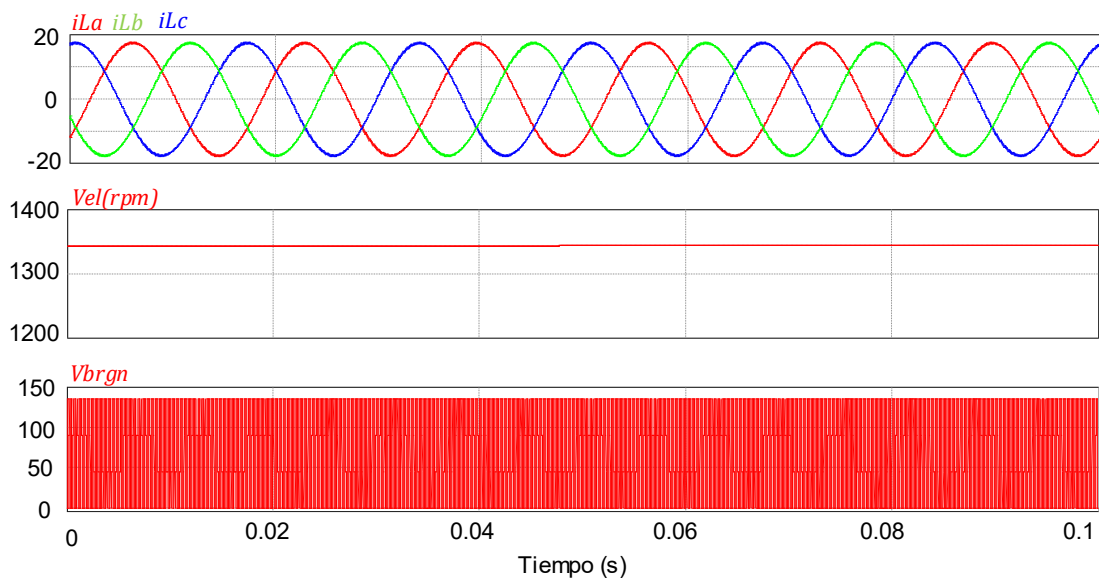


Figura 4.19 De arriba a abajo, corriente en las fases del motor, velocidad (rpm) y voltaje en rodamiento de la configuración en modo diferencial a 1360 rpm.

4.5 Diagramas de implementación física del convertidor

La figura 4.20 muestra el diagrama eléctrico para los impulsores mientras que la figura 4.21 corresponde al PCB, esta etapa activa los dispositivos de conmutación del inversor propuesto y aísla eléctricamente la etapa de control de la etapa de potencia con lo cual se protege el sistema digital en el que se implementa el controlador.

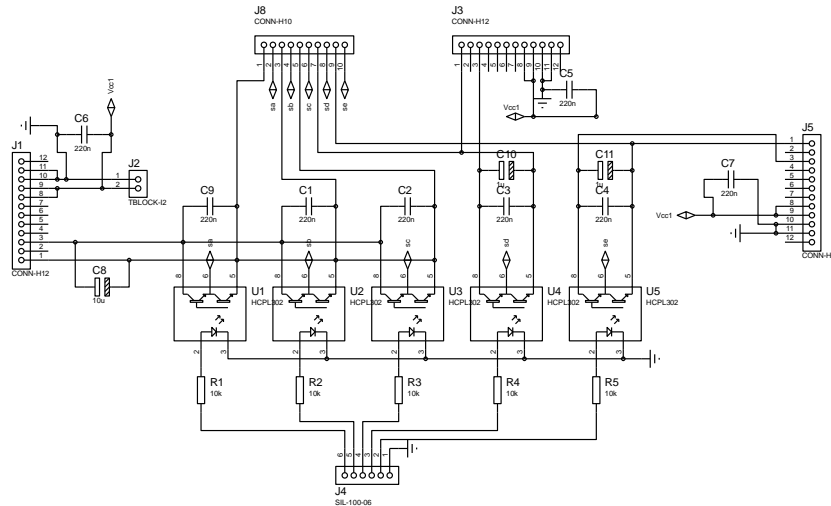


Figura 4.20 Diagrama eléctrico para impulsores del inversor propuesto.

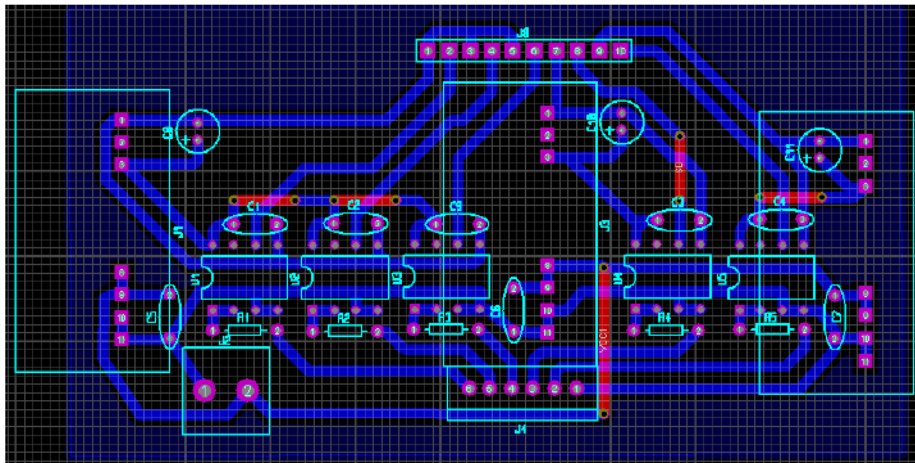


Figura 4.21 PCB de los impulsores para el inversor propuesto.

La figura 4.22 muestra el diagrama esquemático para la implementación de inversor en modo común, esta etapa es en la que se procesa la energía que excita al motor de inducción y la construcción debe contemplar las terminales para el censado de corriente, la entrada para la conexión de la fuente V_{CD} y la salida para la fase del motor. La figura 4.23 muestra el PCB del inversor propuesto, esta figura muestra un convertidor adicional que pueden trabajarse en conjunto para convertirse en una topología multinivel, sin embargo, este trabajo solo presenta la operación con un inversor.

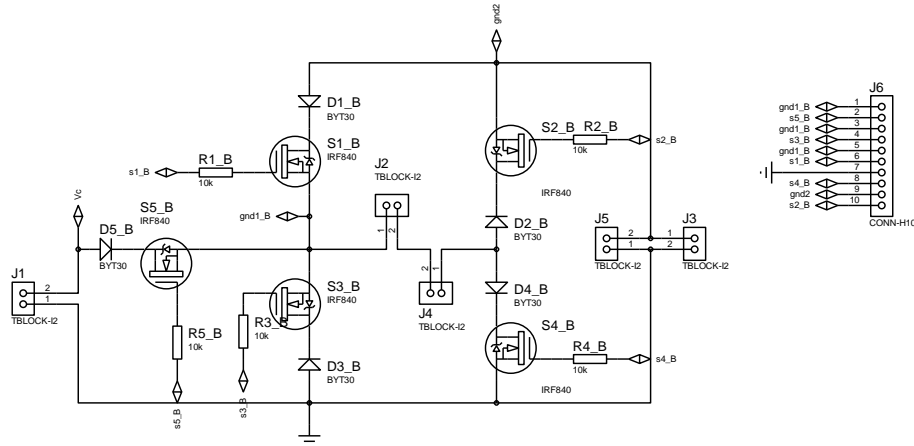


Figura 4.22 Diagrama esquemático para la implementación del inversor en modo común propuesto.

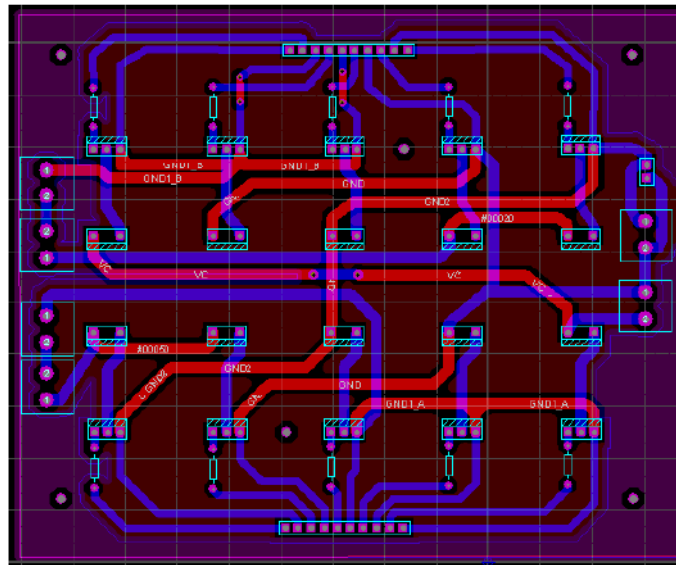


Figura 4.23 PCB del inversor propuesto con redundancia.

La etapa de control fue implementada en una tarjeta de desarrollo FPGA Nexys 3 de Xilinx como se muestra en la figura 4.24 la cual brinda las capacidades requeridas por el proyecto.

La programación de la tarjeta se llevó a cabo en el lenguaje VHDL por medio del software ISE project navigator. La estructura jerárquica es mostrada en la figura 4.25, como se puede apreciar los elementos de la estructura está basados en el esquema de modulación de la figura 3.10, además de éstos elementos, son

agregados los bloques para los convertidores de analógico-digital, así como bloques auxiliares para medir señales internas y un bloque de anti rebote para un interruptor de arranque.

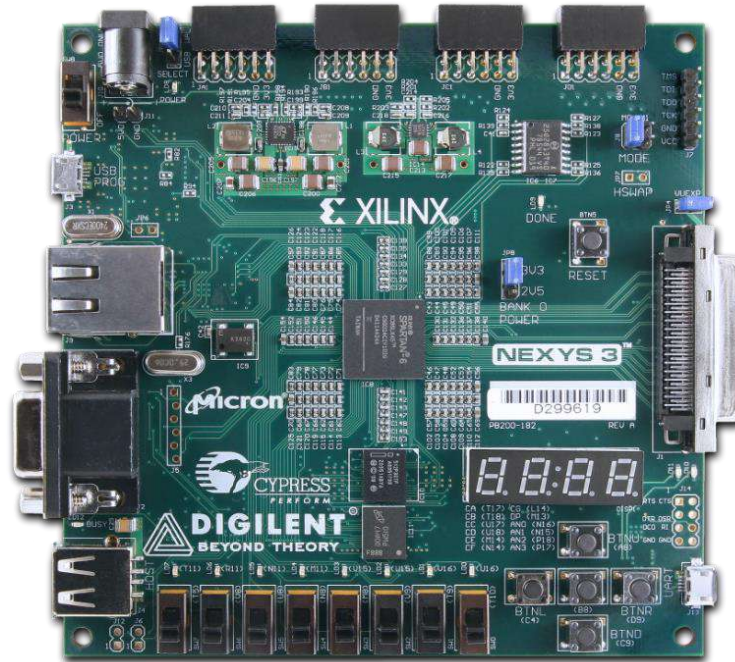


Figura 4.24 Tarjeta de desarrollo FPGA Nexys 3.

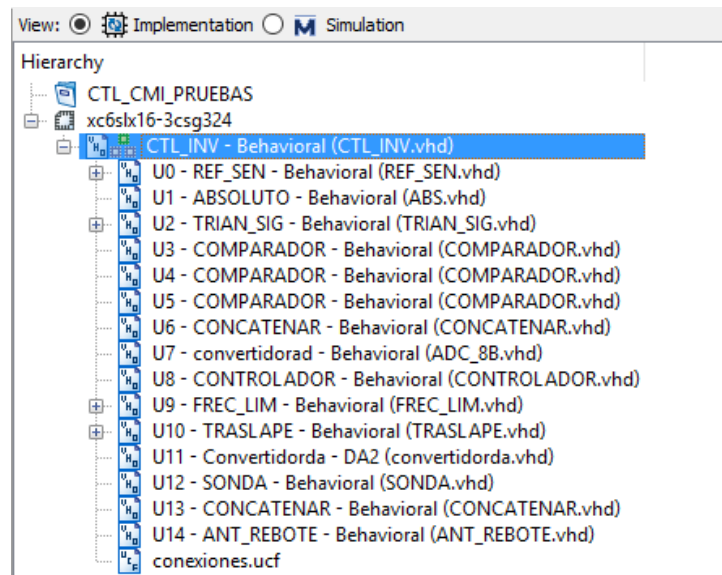


Figura 4.25 Estructura jerárquica para la programación con VHDL para la modulación del convertidor propuesto.

La figura 4.26 muestra los puertos de entrada y salida de bloque de modulación donde se cuenta con las entradas analógicas y el pulsow de arranque; como salida se tienen las señales de control para el convertidor de potencia dos señales de sonda para visualizar señales analógicas internas y otras dos para señales digitales.

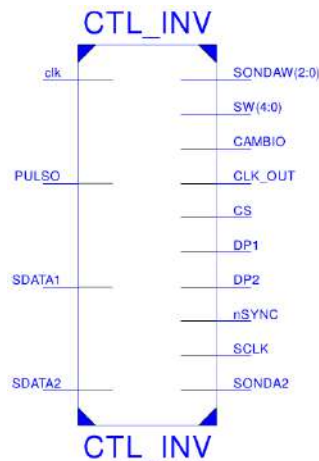


Figura 4.26 Bloque de entradas y salidas de la modulación propuesta.

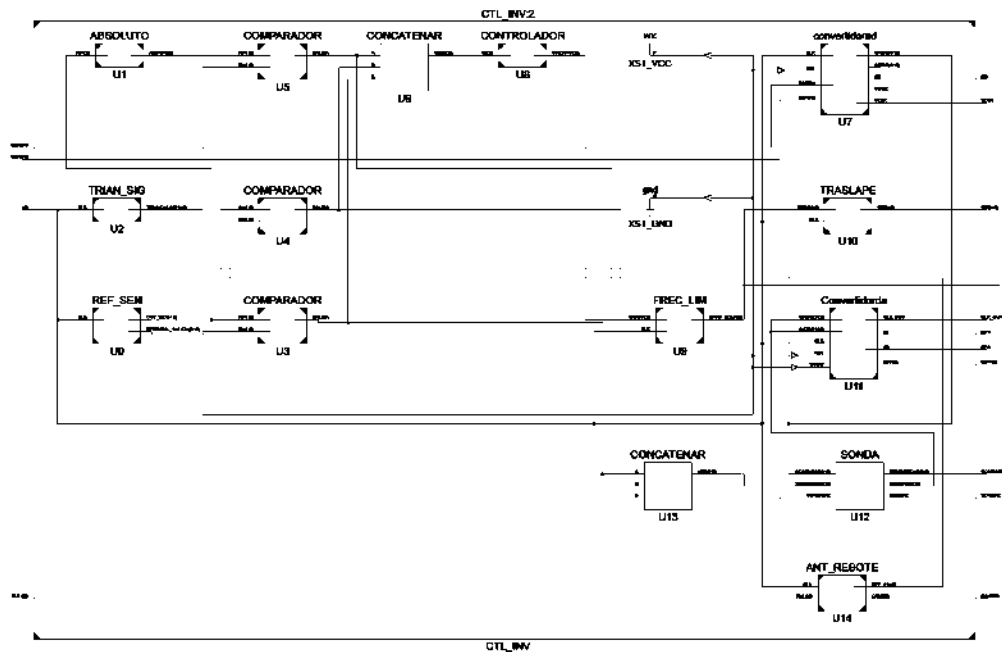


Figura 4.27 Diagrama de bloques para la modulación propuesta.

En la figura 4.27 se muestran los bloques que conforman la estructura de modulación propuesta, en esta figura se puede apreciar un bloque de traslape que tiene la finalidad trasladar los modos de operación “actual” y “anterior” durante breves intervalos para asegurar en todo momento la circulación de corriente del inductor L_A y evitar su colapso.

4.6 Resultados experimentales

La figura 4.28 muestra la implementación física con los diversos elementos del inversor propuesto como: tarjeta de desarrollo FPGA en la que se implementa el controlador, el sensor de corriente, inversor en modo común propuesto, impulsor, el capacitor del bus C_A inductor del inversor L_A y un inductor de salida L_m con su resistencia serie R_m que emula una de las fases del motor de inducción.

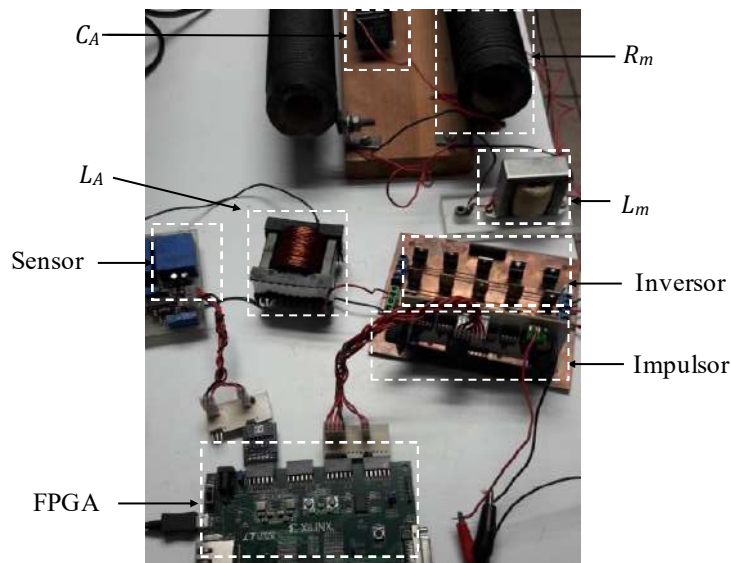


Figura 4.28 Elementos de la implementación física del inversor propuesto.

La figura 4.29 muestra de arriba hacia abajo la corriente de salida del inductor L_m , la corriente de salida del inversor i_{CA} y la corriente del inductor del inversor L_A , a una frecuencia de 60 Hz; como se puede apreciar la corriente del inductor se encuentra regulada, la corriente de salida del inversor posee la

modulación programada y la corriente en el inductor L_m está filtrada y tiene un valor pico de 0.5 veces el valor pico de la corriente del inductor L_A que es lo correspondiente al índice de modulación.

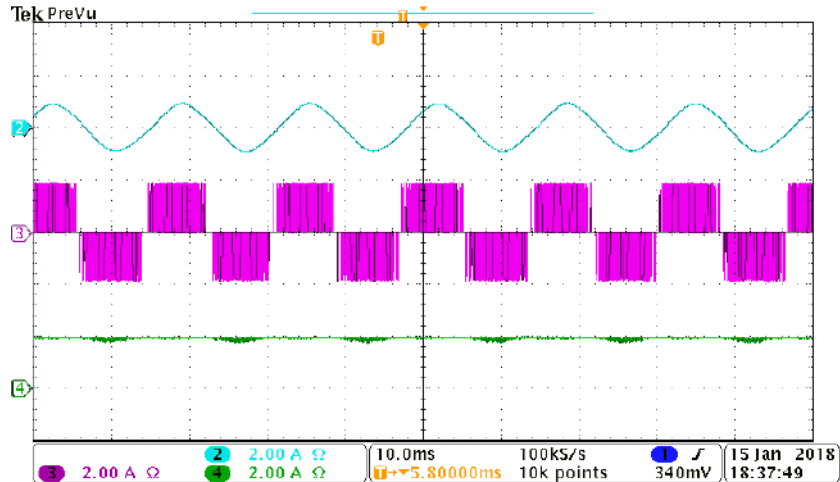


Figura 4.29 Corriente del inductor L_m , i_{CA} e i_{LA} .

La figura 4.30 muestra un cambio en la referencia de la corriente del inductor L_A de 1 A a 2 A, como se puede apreciar el valor pico de la corriente i_{CA} también se modifica y por ende la corriente filtrada i_{Lm} .

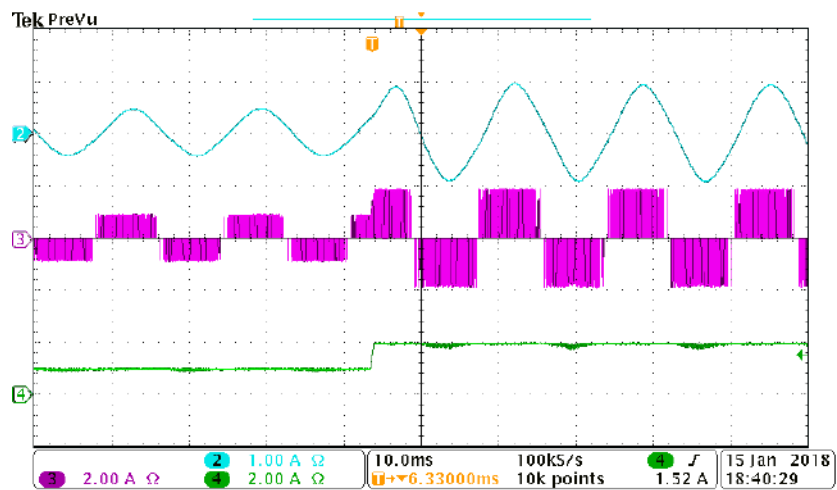


Figura 4.30 Resultado experimental del cambio de referencia en la corriente del inductor L_A de 1 A a 2 A.

Mientras que la figura 4.31 muestra el cambio contrario de 2 A a 1 A con lo que se demuestra el funcionamiento del controlador para la regulación de la corriente en el inductor y de la modulación para obtener una señal senoidal fundamental a la salida.

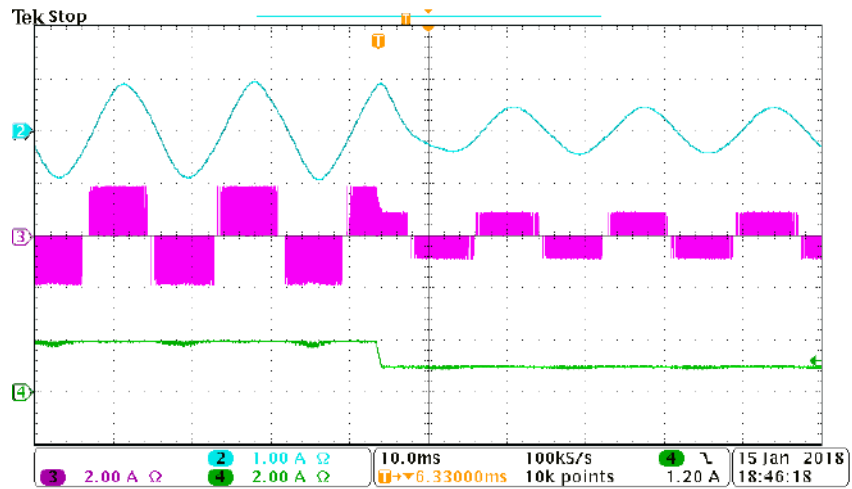


Figura 4.31 Resultado experimental del cambio de referencia en la corriente del inductor L_A de 2 A a 1 A.

CONCLUSIONES

Los rodamientos de un motor de inducción de corriente alterna pueden ser dañados por corrientes que se generan debido a la activación por medio de variadores de frecuencia, los cuales producen un voltaje en modo diferencial que induce corrientes en los rodamientos para una conexión diferencial en estrella. En este trabajo se presentó los análisis correspondientes a una conexión en modo común y en modo diferencial de los embobinados del motor de inducción. El análisis realizado sobre el voltaje en los rodamientos muestra que la conexión en modo común reduce el voltaje en los rodamientos con respecto a la de modo diferencial, además de que mantiene un valor de atenuación constante a cualquier valor de frecuencia por lo que evita la amplificación de armónicos de alta frecuencia que en el caso de los valores medidos del motor utilizado la amplificación esta entre los 32kHz y 35kHz para la conexión en modo diferencial. Cabe señalar que ninguna de las referencias bibliográficas encontradas en el estado del arte explora la conexión en modo común aplicada para la reducción en la corriente de los rodamientos de un motor.

La operación del motor no se ve afectada por la configuración en modo común, sin embargo, gracias a la naturaleza de la conexión la corriente en cada fase ésta puede ser controlada de manera independiente por lo que es posible aplicar otras estrategias de modulación para reducir aún más el voltaje en modo común y por lo tanto el voltaje en los rodamientos. La desventaja principal es la cantidad de interruptores de la topología, como trabajo futuro es posible desarrollar otra topología con un menor número de interruptores que cumpla la misma función.

La reducción en la corriente en los rodamientos incrementa el tiempo de vida de este componente del motor y reduce la frecuencia con la cual se debe realizar el mantenimiento, por lo que se requiere de una menor inversión para mantenerlo operando en óptimas condiciones.

Referencias Bibliográficas

- ABB drives. 2011. Technical guide No. 5 Bearing currents in modern AC drives systems.
- Ai L., G. Zhang, W. Li, G. Liu. N. Song, L. Xiao, and L. Lin. Jun 2018. Research on a Semiconducting Magnetic Bearing System for Submerged Cryogenic Disk Motor-Pump, IEEE Trans. On Applied Superconductivity. 28:136.
- Austin Hughes, Electric Motors and Drives. 2006. Fundamentals, Types and Applications, tercera edición, ed. Newnes.
- Akagi H. and T. Doumoto. jul/ago 2004. An approach to eliminating high-frequency shaft voltage and ground leakage current from an inverter-driven motor. IEEE Trans. On industry applications, 40:1162-1169.
- Akagi H. and S. Tamura. sep 2006. A passive EMI filter for eliminating both bearing current and ground leakage current from an inverter driven motor. IEEE Trans. On power electronics. 21:1459-1469.
- Baranwal R., K. Basu, and N. Mohan. Mar. 2015. Carrier-based implementation of SVPWM for dual two-level VSI and dual matrix converter with zero common-mode voltage, IEEE Trans. On power electronics. 30:1471-1487.
- Bharatiraja C., R. Selvaraj, T. R. Chelliah, J. L. Munda, M. Tariq, and A. I Maswood. jan/feb 2018. Design and implementation of fourth arm for elimination of bearing current in NPC-MLI-Fed induction motor drive. Trans. On industry applications. 54:745-754.
- Cacciato M., A. Consoli, G. Scarcella and A. Testa. Mar/Apr 1999. Reduction of Common-mode currents in PWM inverter motor drives. IEEE Trans. On Industry Applications. 35:469-476.

- Chen S., T. A. Lipo, and D. Fitzgerald. mar 1996. Source of induction motor bearing currents caused by PWM inverters. IEEE Trans. On Energy Conversion. 11:25-32.
- Chen S., T. A. Lipo, and D. Fitzgerald. nov/dec 1996. Modeling of motor bearing currents in PWM inverter drives. IEEE Trans. On Industry Applications. 32:1365-1370.
- Han D., W. Lee, S. Li, and B. Sarlioglu. Feb. 2018. New Method for Common Mode Voltage Cancellation in Motor Drives: Concept, Realization, and Asymmetry Influence. IEEE Trans. On Power Electronics. 33:1188-1201.
- Jiang Y., W. Wu, Y. He, H. S-H Chung, F. Blaabjerg. oct 2017. New Passive Filter Design Method for Overvoltage suppression and Bearing Currents Mitigation in a long Cable Based PWM Inverter-Fed Motor Drive System. IEEE Trans. On Power Eletronics. 32:7882-7893.
- Kalaiselvi J. and S. Srinivas. Ene 2015. Bearing currents and shaft voltage reduction in dual-inverter-fed open-end winding induction motor with reduced CMV PWM methods. IEEE Trans. On industrial electronics, 62:144-152.
- Le Y., J. Sun, and B. Han. Jun. 2016. Modeling and Desing of 3-DOF Magnetic Bearind for High-Speed Motor Including Eddy-Current Effects and Leakage Effects, IEEE Trans. On Industrial Electronics. 63:3656-3664.
- Lee H-D and S-K Sul. Nov/Dec 2011. Common-mode voltage reduction method modifying the distribution of zero-voltage vector in PWM converter/inverter system. IEEE Trans. On industry applications, 37:1732-1738.
- Lu S., and X. Wang. Apr 2018. A new methodology to estimate the rotating phase of a BLDC motor with its application in variable-speed bearing fault diagnosis. IEEE Trans. On power electronics. 33:3399-3410.

- Maetani T., S. Morimoto, K. Yamamoto, Y. Isomura, and A. Watanabe. nov/dic 2015. Comparing Brushless DC Motors, a method of suppressing the shaft voltage even in a grounded motor frame. IEEE Industry Applications Magazine. 21:29-35.
- Muetze A. and A. Binder. Jul/Ago 2006. Don't lose your bearings, Mitigation techniques for bearing currents in inverter-supplied drive systems, IEEE Industry Applications Magazines. 12:22-31.
- Muhammad H. R., 2004. Electrónica de potencia, Circuitos, dispositivos y aplicaciones. Elect. p 406-419.
- Ojagui M., M. Sabouri, J. Faiz. Oct 2017. Analytic Model for Induction Motor under Localized Bearing Faults, IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. PP, Issue 99.
- Park J. K., T. R. Wellawatta, S-J Choi, and J. Hur. sept/oct 2017. Mitigation method of the shaft voltage according to parasitic capacitance of the PMSM. Trans. On Industry applications. 53:4441-4449.
- Park J. K., Z. Ullah, and J. Hur. sept/oct 2016. New equivalent circuit of the IPM-Type BLDC motor for calculation of shaft voltage by considering electric and magnetic fields. Trans. On Industry applications, 52:3763-3771.
- Sbinski G., J.M. Erdman, R.J. Kerkman, and D.W. Schlegel. March/April 1996. Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages. IEEE Transactions on Industry Applications. 32:250-259.
- Stephen J. Chapman, Máquinas eléctricas, tercera edición, ed. Mc. Graw Hill.
- Xu S., X. Liu, and Y. Le. ago 2017. Electromagnetic design of a high-speed solid cylindrical permanent-magnet motor equipped with active magnetic bearing. IEEE Trans. On magnetics, 53:614.

Zhang T., X. Liu, L. Mo, X. Ye, W. Ni, W. Ding, J. Huang, and X. Wang. Mar. 2018. Modeling and Analysis of Hybrid Permanent Magnet Type Bearingless Motor, IEEE Trans. On Magnetics. 54:377.

Zhu N., J. Kang, D. Xu, B. Wu, and Y. Xiao. mar 2012. An integrated AC choke design of common-mode current suppression in neutral-connected power converter systems. IEEE Trans. On power electronics. 27:1228-1236.